

Кафедра комп'ютерної інженерії та електроніки

Назва дисципліни – Напівпровідникова електроніка

Викладач: Павлюк Мирослав Федорович

1. Введение у физику полупроводников. Раздел 1.
2. Ковальов В.О., Телюта Р.В., Плешков С.П. Основи електроніки та мікросхемотехніки. – Кропивницький: РВЛ ЦНТУ, 2018. – 197 с. Розділ 2.
3. Напівпровідникові матеріали. Розділ 3.
4. Напівпровідникові прилади. Розділ 4.
5. Дослідження напівпровідникових структур для розробки рН-чутливих польових транзисторів. С. В. Пацковський, О. В. Фролов, О. А. Шульга, і ін. Sensor Electronics and Microsystem Technologies. 3/2005 С 66-73.

ГЛАВА 1. ВВЕДЕНИЕ В ФИЗИКУ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

1.1 Энергетические зоны твердого тела

Количественный анализ полупроводников и полупроводниковых приборов базируется на зонной теории твердого тела.

Изолированный атом характеризуется дискретным спектром энергий, разрешенных для электронов, причем расстояния между последовательными уровнями непрерывно уменьшаются по мере увеличения энергии. "Потолком" энергетического спектра является уровень ионизации, на котором электрон становится свободным и может покинуть атом. В невозбужденном состоянии атома его верхние уровни свободны.

Твердое тело представляет собой множество атомов, сильно взаимодействующих благодаря малым межатомным расстояниям. Поэтому вместо совокупности дискретных энергетических уровней, свойственных изолированному атому, твердое тело характеризуется совокупностью энергетических зон.

Таким образом, для кристалла получается определенная зонная диаграмма, в которой разрешенные зоны чередуются с запрещенными зонами.

Энергетические "расстояния" между разрешенными зонами (т.е. ширина запрещенных зон) определяются энергией связи электронов с атомами решетки. Поэтому граничные уровни, образующие "дно" и "потолок" каждой разрешенной зоны, соответствуют чисто потенциальной энергии электронов, т.е. их неподвижному состоянию.

Любой уровень, расположенный внутри разрешенной зоны, соответствует сумме потенциальной и кинетической энергии. Кинетическая энергия возрастает по мере удаления от границы вглубь зоны и достигает максимума в ее средней части.

Проводимость в твердом теле возможна лишь тогда, когда возможен переход электрона на ближайший энергетический уровень, т.е. в проводимости могут участвовать электроны только тех зон, в которых есть

свободные уровни.

Уровни всегда имеются в верхней разрешенной зоне. Поэтому верхнюю зону твердого тела, не заполненную (или не полностью заполненную) электронами при нулевой абсолютной температуре, называют *зоной проводимости*.

Зону, ближайшую к зоне проводимости, называют *валентной*. При нулевой абсолютной температуре она полностью заполнена и, следовательно, электроны этой зоны не могут участвовать в проводимости.

Зонная структура твердого тела при нулевой температуре лежит в основе классификации металлов, полупроводников и диэлектриков (рис. 1.1).

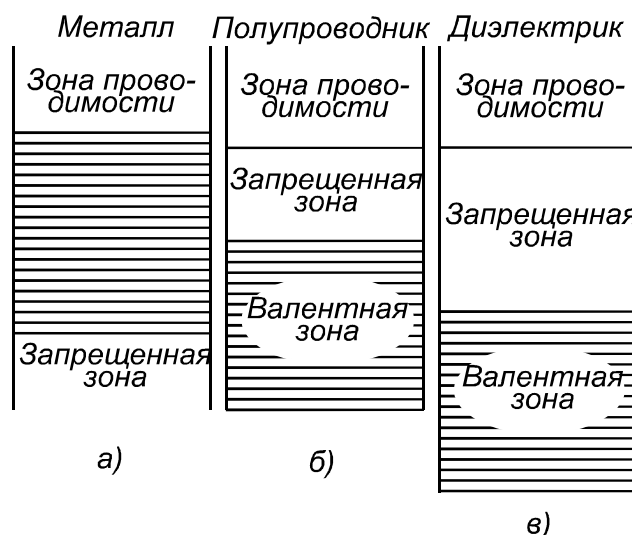


Рис. 1.1. Зонная структура различных материалов

У металлов (рис.1.1а) зона проводимости и валентная зона взаимно перекрываются, поэтому даже при нулевой температуре в зоне проводимости находится значительное количество электронов и, следовательно, имеет место проводимость. У полупроводников и диэлектриков (рис.1.1б, в) при нулевой абсолютной температуре зона проводимости пуста и проводимость отсутствует; в этом их качественное отличие от металлов. Различия между полупроводниками и диэлектриками в основном количественные и обусловлены значительно большей шириной запрещенной зоны у диэлектрика. У диэлектрика ширина запрещенной зоны больше 3В (3 эВ), у

полупроводника ширина запрещенной зоны составляет $(0.1 - 3) \text{ В}$ или $(0.1 - 3) \text{ эВ}$.

Поскольку зона проводимости практически сплошная, энергия электронов в этой зоне может меняться непрерывно, как у изолированных электронов в вакууме, поэтому электроны в зоне проводимости называются *свободными*.

Таким образом, совокупность электронов в твердом теле можно уподобить электронному газу, который заключен в "сосуд", образованный внешними гранями кристалла. Наличие в этом "сосуде" множества неподвижных атомов – узлов решетки – приводит к тому, что свойства электронов в твердом теле отличаются от их свойств в свободном пространстве – вакууме.

Одно из важнейших отличий состоит в том, что масса электрона в кристалле отличается от его массы m_0 в вакууме. В теории твердого тела пользуются понятием эффективной массы m^* , которая зависит от ряда факторов (полная энергия, направление движения и др.).

Квантовая теория показывает, что для описания движения свободных носителей в кристалле можно использовать понятие эффективной массы электрона (m_n^*) и эффективной массы дырки (m_p^*), значения которых, как правило, не совпадают с массой электрона m_0 в вакууме. Для полупроводников наиболее широко применяемых в электронных приборах (кремний, германий, арсенид галлия, арсенид индия, антимонид индия, селен, теллурий и т.д.) $m_n^* < m_p^*$.

Электроны и дырки как свободные носители заряда в твердом теле характеризуются величиной квазиимпульса $P = \hbar k$, где $\hbar = h/2\pi$, $k = 2\pi/\lambda$ – волновой вектор. Скорость поступательного движения электрона определяется как $v = p/m = \hbar k/m$. Энергетический спектр электронов в кристалле имеет зонный характер. Внутри каждой зоны энергия W определяется соотношением $W = p^2/2m^* = \hbar^2 k^2/2m^*$. Дифференцируя это выражение по k , получим $dW/dk = \hbar^2 k/m^*$, откуда определяется

$$k = \frac{m^*}{\hbar^2} \frac{dW}{dk}. \quad (1.1)$$

Тогда импульс p можно определить, как

$$p = \frac{m^*}{\hbar} \frac{dW}{dk}. \quad (1.2)$$

Соответственно скорость определяется как

$$v = \frac{1}{\hbar} \frac{dW}{dk}. \quad (1.3)$$

В таком виде выражения для импульса и скорости поступательного движения оказываются справедливыми не только для свободных электронов, но и для электронов, движущихся в периодическом поле кристалла. Импульс, определяемый по формуле (1.2), называют квазиимпульсом электрона. Создадим в кристалле внешнее поле напряженностью E , это поле действует на электрон с силой $F=qE$, сообщая ему ускорение

$$a = \frac{dv}{dt} = \frac{1}{\hbar} \frac{d}{dt} \left(\frac{dW}{dk} \right) = \frac{1}{\hbar} \frac{d^2W}{dk^2} \frac{dk}{dt}.$$

За время dt сила F производит работу

$$dA = Fvdt = \frac{F}{\hbar} \frac{dW}{dk} dt.$$

Эта работа идет на приращение энергии электрона $dW = \frac{F}{\hbar} \frac{dW}{dk} dt$. Отсюда

находим $\frac{dk}{dt} = \frac{F}{\hbar}.$

Тогда

$$a = \frac{1}{\hbar} \frac{d^2W}{dk^2} \frac{F}{\hbar} = \frac{1}{\hbar^2} \frac{d^2W}{dk^2} F. \quad (1.4)$$

Формула (1.4) устанавливает связь между ускорением a и внешней силой F , действующей со стороны внешнего поля напряженностью E . Она отображает второй закон Ньютона. Из этой формулы следует, что под действием внешней силы электрон в периодическом поле кристалла

движется в среднем так, как двигался бы под действием этой силы свободный электрон, если бы он обладал массой

$$m_{эфф} = m^* = \frac{\hbar^2}{\frac{d^2W}{dk^2}}. \quad (1.5)$$

Однако, эффективная масса электрона, заключая в себе всю особенность, присущую движению электрона в периодическом поле кристалла, является своеобразной величиной. Прежде всего, она может быть, как положительной, так и отрицательной; по абсолютному значению она может быть, как во много раз больше, так и во много меньше массы покоя электрона. Электроны, располагающиеся у дна зоны проводимости, обладают положительной эффективной массой. Поэтому во внешнем поле, созданном в кристалле, они ведут себя нормально, ускоряясь в направлении действующей силы. Для электронов, находящихся у вершины зоны, эффективная масса является отрицательной. Такие электроны ведут себя во внешнем поле, созданном в кристалле, аномально: они ускоряются в направлении противоположном действию внешней силы.

Поясним понятие дырки с точки зрения зонной теории. Для этого предположим, что к полупроводнику приложено внешнее напряжение. При наличии электрического поля приходят в движение не только свободные электроны зоны проводимости, но и вся совокупность электронов валентной зоны (т.к. в ней имеются незаполненные верхние уровни). Это эквивалентно движению ограниченного (равного числу незаполненных уровней) количества фиктивных квазичастиц с положительным зарядом, которые получили название "дырок". Следовательно, дырка – это способ описания коллективного движения большого числа электронов в неполностью заполненной валентной зоне. Электрон – это частица, дырка – это квазичастица. Электрон может инжектировать из полупроводника или из металла наружу, дырка может существовать только внутри полупроводника.

1.2 Зонная структура полупроводников и типы проводимости

При нулевой абсолютной температуре проводимость в собственном полупроводнике отсутствует, потому что зона проводимости пуста, а валентная зона заполнена. Образование свободных носителей заряда в полупроводниках связано с переходом электронов из валентной зоны в зону проводимости. Для осуществления такого перехода электрон должен получить энергию, достаточную для преодоления запрещенной зоны. Эту энергию электрон получает от ионов кристаллической решетки, совершающих тепловые колебания. Таким образом, преодоление запрещенной зоны происходит обычно за счет тепловой энергии решетки. Концентрация носителей заряда, вызванная термическим возбуждением в состоянии теплового равновесия называется *равновесной*. Следовательно, при любой температуре, отличной от нуля возникают условия перехода электронов из верхней части валентной зоны в зону проводимости. В результате в зоне проводимости появляются свободные электроны, а в валентной зоне – незаполненные уровни, т.е. дырки (рис. 1.2).

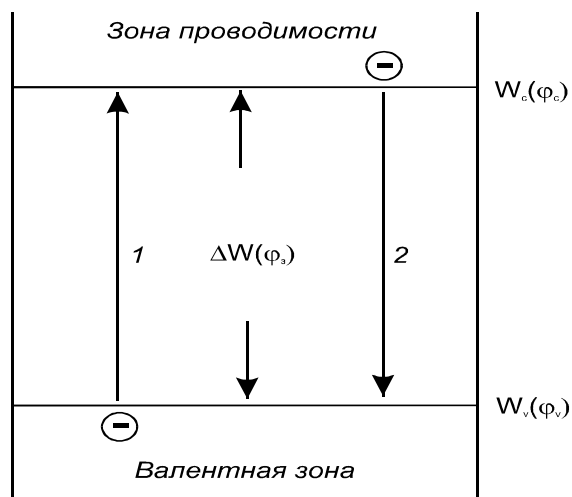


Рис. 1.2. Энергетическая диаграмма полупроводника

Процесс образования пары свободных носителей заряда – электрона и дырки под действием теплового возбуждения называется *тепловой*

генерацией.

На энергетической диаграмме полупроводника (рис.1.2) ей соответствует переход "1" электрона из валентной зоны, верхняя граница которой обозначена W_v или ϕ_v (энергия или потенциал потолка валентной зоны) в зону проводимости, нижняя граница которой обозначена W_c или ϕ_c (энергия или потенциал дна зоны проводимости).

Перевод электрона из валентной зоны в зону проводимости аналогичен возбуждению электрона в изолированном атоме, т.е. переводу его на один из верхних уровней. Такое возбужденное состояние является временным: через некоторое время электрон в атоме возвращается на исходный уровень, а в твердом теле – в валентную зону. При этом электрон и дырка исчезают как свободные носители зарядов (электрон переходит в связанное состояние). Этот процесс называется *рекомбинацией*. На энергетической диаграмме (рис. 1.2) ей соответствует переход "2".

Среднее время пребывания электрона в зоне проводимости называется *временем жизни*.

Собственная концентрация электронов и дырок n_i возрастает при уменьшении ширины запрещенной зоны $\Delta W_s = W_c - W_v$ и увеличении температуры T .

Если в полупроводнике имеются примеси других веществ, то дополнительно к собственной проводимости появляется еще примесная проводимость, которая в зависимости от рода примеси может быть электронной или дырочной.

Зонные диаграммы примесных полупроводников показаны на рис. 1.3 (а и б).

Так как процентное содержание примесных атомов обычно мало, то расстояния между ними относительно велики, и их можно рассматривать как изолированные атомы, уровни которых не превращаются в зоны. Эти примесные уровни изображены на диаграмме штрихами, каждый штрих соответствует атому примеси.



Рис. 1.3. Зонные диаграммы примесных полупроводников

Донорная примесь характерна тем, что ее валентные уровни располагаются в верхней половине запрещенной зоны (рис. 1.3 а); все эти уровни заполнены при температуре $T = 0K$. Акцепторная примесь характерна тем, что валентные уровни располагаются в нижней половине запрещенной зоны (рис. 1.3б); все эти уровни пусты при температуре $T = 0K$. Переходы электрона с донорного уровня в зону проводимости или из валентной зоны на акцепторный уровень требуют сравнительно небольшой энергии. Поэтому примесная проводимость оказывается гораздо больше собственной. Однако этот вывод относится только к сравнительно низким температурам. Дело в том, что по мере повышения температуры собственная проводимость растет непрерывно, а примесная имеет предел, соответствующий ионизации всех имеющихся примесных атомов. Таким образом, при достаточно высокой температуре проводимость полупроводника всегда бывает почти собственной.

Если увеличивать концентрацию примесей, то расстояние между примесными атомами уменьшается, и их энергетические уровни постепенно превращаются в зоны. Образовавшаяся примесная зона, расширяясь, в конце концов, сливается с ближайшей разрешенной зоной кристалла, и получается структура, близкая к металлу. Такой полупроводник называется *вырожденным или полуметаллом*.

Обычно в полупроводнике одновременно присутствуют и донорная и акцепторная примеси, но в разных концентрациях, соответственно N_d и N_a .

Рассматривая этот случай, следует учесть, что при $T = 0K$ система (кристалл с примесями) должна обладать минимальной энергией. Поэтому электроны с высоких донорных уровней переходят на более низкие акцепторные, которые пусты. Пусть $N_d > N_a$, тогда при $T = 0K$ все акцепторные уровни заполняются электронами (т.е. ионизируются), а число заполненных донорных уровней уменьшается до $N_d - N_a$. При повышении температуры именно эти уровни будут создавать электроны, т.к. уход электронов с акцепторных уровней требует гораздо большей энергии. Поэтому разность $N_d^* = N_d - N_a$ будет эффективной концентрацией доноров.

Если $N_d = N_a$, то полупроводник называется компенсированным; он имеет такую же удельную проводимость как собственный, но отличается от последнего по времени жизни и другим параметрам.

Имеются примеси, у которых энергетические уровни расположены в запрещенной зоне достаточно глубоко (рис.1.3в). Если примесные уровни расположены вблизи середины запрещенной зоны (уровни золота в кремнии), то существенно отличается как генерация свободных электронов, так и их рекомбинация путем двухступенчатых переходов: из зоны на уровень и уровня в другую зону (рис.1.4).

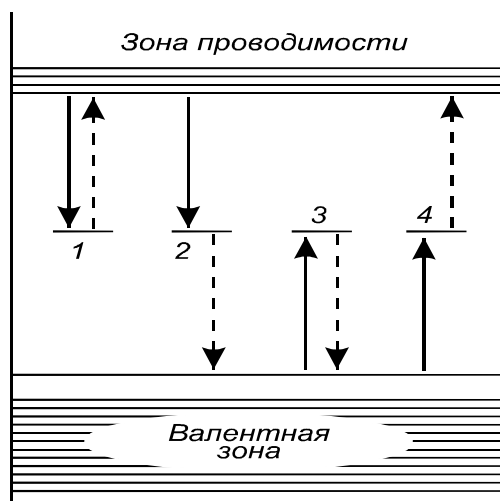


Рис. 1.4. Схема двухступенчатых переходов

Роль глубоких уровней может быть весьма существенной: они

представляют собой так называемые ловушки или центры захвата подвижных носителей. Электрон, попавший из разрешенной зоны на ловушку (непрерывные стрелки), остается на ней в течение некоторого времени - *времени релаксации*. После этого (штриховые стрелки), он может либо вернуться в ту же зону (варианты 1 и 3), либо перейти в другую (варианты 2 и 4). В первом случае происходит небольшое временное изменение количества свободных носителей - электронов (вариант 1) или дырок (вариант 3). Во втором случае происходит либо двухступенчатая рекомбинация (вариант 2), либо двухступенчатая генерация (вариант 4). Вероятность двухступенчатых процессов гораздо больше чем одноступенчатых. Поэтому в присутствии ловушек процессы генерации и рекомбинации идут значительно интенсивнее, и время жизни носителей оказывается значительно меньше.

1.3 Законы распределения носителей в зонах полупроводника

Разрешенные зоны содержат огромное количество уровней (10^{22} - 10^{23} 1/см³), на каждом из которых могут находиться электроны. Фактическое же количество электронов зависит от концентрации доноров и от температуры. Чтобы оценить фактическую концентрацию носителей в полупроводнике, нужно знать распределение уровней и вероятность заполнения этих уровней.

Вероятность нахождения электрона на том или ином уровне дается распределением Ферми-Дирака:

$$F_n(W) = \frac{1}{e^{\frac{W-W_F}{kT}} + 1}, \quad (1.6)$$

где k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура, W – энергия уровня, W_F – энергия, называемая *уровнем Ферми*. С формальной точки зрения энергия уровня Ферми соответствует такому энергетическому уровню, вероятность заполнения которого равна 1/2.

Энергетические уровни распределены по высоте разрешенной зоны неравномерно. Вводят понятие плотности энергии – это число уровней,

отнесенных к единице объема твердого тела и к единице энергии. Вблизи "дна" и "потолка" каждой из разрешенных зон для узких интервалов энергии плотность энергий определяется формулой:

$$P(W) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \left(\frac{2\pi m^*}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}} \sqrt{W - W_{cp}} \left(\frac{\text{уровней}}{\text{Дж} \cdot \text{см}^3} \right) \quad (1.7)$$

где m^* – эффективная масса, h – постоянная Планка, W – полная энергия, которая отсчитывается от W_{cp} внутрь зоны. Величина W_{cp} является потенциальной энергией электрона или дырки, так как на границах зон скорость частиц, а значит и их кинетическая энергия равна нулю.

В дальнейшем удобно выражать энергию не в Дж, а в электрон-вольтах (эВ) или просто в вольтах (В).

$$F_n(\phi) = \frac{1}{e^{\frac{\phi - \phi_F}{\phi_T}} + 1}; P(\phi) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \left(\frac{2\pi m^* q}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}} \sqrt{\phi - \phi_{cp}} \frac{\text{уровней}}{\text{В} \cdot \text{см}^3}, \quad (1.8)$$

где ϕ_F – потенциал Ферми, $\phi_T = \frac{kT}{q}$ – температурный потенциал, q – заряд электрона.

Введем следующие обозначения: ϕ_c – потенциал "дна" зоны проводимости, ϕ_v – потенциал "потолка" валентной зоны (рис1.2). Тогда ширина запрещенной зоны определяется как

$$\phi_z = \phi_c - \phi_v \quad (1.9)$$

В невырожденных полупроводниках уровень Ферми ϕ_F всегда лежит в запрещенной зоне и удален от края дна зоны проводимости хотя бы на $2kT$. Для дырок в случае невырожденного полупроводника уровень Ферми лежит выше потолка валентной зоны хотя бы на $2kT$. Глубина его залегания определяется из условий:

$$\begin{array}{ll} W_c - W_F > kT & \text{или} & \phi_c - \phi_F > \phi_T \\ W_v - W_F > kT & & \phi_v - \phi_F > \phi_T \end{array} \quad (1.10)$$

Тогда в распределении Ферми-Дирака единицей можно пренебречь и для классических (невырожденных) полупроводников вероятность заполнения уровня φ в зоне проводимости дается распределением Максвелла-Больцмана:

$$F_n(\varphi) = e^{-\frac{\varphi - \varphi_F}{\varphi_T}}. \quad (1.11a)$$

Вероятность не заполнения уровня в валентной зоне (т.е. наличия дырки на этом уровне) определяется функцией

$$F_p = e^{-\frac{\varphi_F - \varphi}{\varphi_T}}. \quad (1.11b)$$

Обозначим через $P(\varphi)$ плотность уровней в зоне проводимости вблизи уровня φ . Тогда $P(\varphi)d\varphi$ будет количеством уровней в диапазоне $d\varphi$. Умножив это количество на вероятность заполнения этих уровней $F_n(\varphi)$, получим концентрацию свободных электронов с энергиями от φ до $\varphi + d\varphi$. Полную концентрацию свободных электронов n получим путем интегрирования по всей ширине зоны проводимости:

$$n = N_c e^{-\frac{\varphi_c - \varphi_F}{\varphi_T}}. \quad (1.12a)$$

Здесь N_c — так называемая эффективная плотность уровней (состояний) в зоне проводимости — это максимально возможная концентрация электронов в зоне проводимости в невырожденном полупроводнике.

Аналогичным методом получается выражение для концентрации дырок:

$$p = N_v e^{-\frac{\varphi_F - \varphi_v}{\varphi_T}}. \quad (1.12b)$$

Здесь N_v — эффективная плотность уровней в валентной зоне, т.е. максимально возможная концентрация дырок в валентной зоне.

Используя формулы (1.12), определим уровень Ферми:

$$\begin{aligned}\varphi_F &= \varphi_c + \varphi_T \ln \frac{n}{N_c} \\ \varphi_F &= \varphi_V - \varphi_T \ln \frac{p}{N_v}.\end{aligned}\quad (1.13)$$

1.4 Концентрация носителей в собственном и примесном полупроводниках

Перемножая левые и правые части в формулах (1.12) и учитывая (1.9), нетрудно представить произведение концентраций электронов и дырок следующим образом:

$$np = N_c N_v e^{-\frac{\varphi_z}{\varphi_T}}. \quad (1.14)$$

Как видим, *при неизменной температуре произведение концентраций - величина постоянная*, т.е. увеличение одной из концентраций сопровождается уменьшением другой.

В собственном полупроводнике концентрации электронов и дырок одинаковы. Обе они обозначаются n_i и называются *собственными концентрациями*. Подставляя $n=n_i$ и $p=n_i$ в (1.9) и извлекая, квадратный корень, получаем выражение для собственной концентрации:

$$n_i = \sqrt{N_c N_v} e^{-\frac{\varphi_z}{2\varphi_T}}. \quad (1.15)$$

Отметим две важные особенности этого выражения. Во-первых, собственная концентрация очень сильно зависит от ширины запрещенной зоны. С уменьшением ширины запрещенной зоны увеличивается собственная концентрация. Например, для кремния $\varphi_z=1,1\text{В}$, собственная концентрация $n_i=2*10^{10} \text{ см}^{-3}$, для германия $\varphi_z=0,67\text{В}$, собственная концентрация $n_i=2*10^{13} \text{ см}^{-3}$. Во-вторых, собственная концентрация очень сильно зависит от температуры через величину φ_T , стоящую в показателе степени. Легко заметить, что влияние температуры тем сильнее, чем больше ширина запрещенной зоны.

Соотношение (1.14) часто записывают в более компактной форме через собственную концентрацию:

$$np = n_i^2. \quad (1.16)$$

Это соотношение говорит о том, что увеличение концентрации одного типа носителей сопровождается уменьшением другого типа носителей. Так для электронных полупроводников, у которых $n \gg n_i$, имеем $p \ll n_i$, а для дырочных полупроводников, у которых $p \gg n_i$, имеем $n \ll n_i$.

Используя формулы (1.16), (1.15) и (1.14), и полагая для простоты $N_c = N_v$, нетрудно выразить концентрации n и p через собственную концентрацию n_i :

$$n = n_i e^{\frac{\varphi_E - \varphi_F}{\varphi_T}}; \quad (1.17a)$$

$$p = n_i e^{\frac{\varphi_F - \varphi_E}{\varphi_T}}; \quad (1.17b)$$

где $\varphi_E = \frac{\varphi_c + \varphi_v}{2}$ – потенциал середины запрещенной зоны, который иногда называют электростатическим потенциалом полупроводника.

Используя выражения (1.17a) и (1.17b), легко получить уровень Ферми в двух формах:

$$\varphi_{F_n} = \varphi_E + \varphi_T \ln \frac{n}{n_i}; \quad (1.18a)$$

$$\varphi_{F_p} = \varphi_E - \varphi_T \ln \frac{p}{n_i}; \quad (1.18b)$$

Вторые члены в правых частях (1.18), характеризующие концентрации носителей, называются *химическим потенциалом*. Следовательно, уровень Ферми является суммой электрического и химического потенциалов. Отсюда еще одно его название – *электрохимический потенциал*.

Из выражений (1.18) можно сделать следующие выводы:

- в собственных полупроводниках, у которых $n = p = n_i$ уровень Ферми расположен в середине запрещенной зоны;

- в дырочных полупроводниках, у которых $p > n_i$, уровень Ферми лежит в нижней половине запрещенной зоны и тем ниже, чем больше концентрация носителей;
- в электронных полупроводниках, у которых $n > n_i$, уровень Ферми лежит в верхней половине запрещенной зоны и тем выше, чем больше концентрация дырок.
- с ростом температуры, когда примесный полупроводник постепенно превращается в собственный, уровень Ферми смещается к середине запрещенной зоны.

Одно из фундаментальных положений в физике полупроводников формулируется следующим образом: уровень Ферми одинаков во всех частях равновесной системы, какой бы разнородной она ни была. Это положение можно записать в виде равносильных выражений:

$$\varphi_F = const, \quad (1.19a)$$

$$grad(\varphi_F) = 0. \quad (1.19б)$$

Для того чтобы определить уровень Ферми по формулам (1.18), нужно знать концентрации свободных носителей. При оценке величин n и p используют условие нейтральности полупроводника: *в однородном полупроводнике не может быть существенных uncompensated объемных зарядов ни в равновесном состоянии, ни при наличии тока.* Поэтому в общем виде условие нейтральности для единичного объема записывают так:

$$p + N_{\partial}^* - (n + N_a^*) = 0. \quad (1.20)$$

Исходя из условия нейтральности, запишем для электронного полупроводника следующее соотношение:

$$n = N_{\partial}^* + p, \quad (1.21)$$

где N_{∂}^* - концентрация положительных донорных ионов. Выражая концентрацию дырок через концентрацию электронов (1.16) и решая

получившееся квадратное уравнение относительно n , находим концентрацию электронов в следующем виде:

$$n_n = \sqrt{\left(\frac{N_\delta^*}{2}\right)^2 + n_i^2} + \frac{N_\delta^*}{2}. \quad (1.22a)$$

Аналогичным путем можно найти концентрацию дырок в дырочном полупроводнике:

$$p_p = \sqrt{\left(\frac{N_a^*}{2}\right)^2 + n_i^2} + \frac{N_a^*}{2}. \quad (1.22б)$$

Индексы n и p означают принадлежность к полупроводнику с соответствующим типом проводимости.

Как правило, в рабочем температурном диапазоне примесных полупроводников все атомы примеси ионизированы. Тогда концентрации основных носителей запишутся в виде:

$$n_n = N_\delta, \quad p_p = N_a. \quad (1.23)$$

Концентрации неосновных носителей легко определить, воспользовавшись соотношением (1.11):

$$p_n = n_i^2 / N_\delta, \quad n_p = n_i^2 / N_a \quad (1.24)$$

Из выражения (1.24) следует, что при низких температурах концентрация неосновных носителей очень мала. Однако с ростом температуры концентрация неосновных носителей возрастает очень резко - пропорционально n_i^2 , т.е. значительно быстрее, чем даже концентрация собственных носителей. Так, в кремнии рост температуры на 50°C сопровождается увеличением концентрации неосновных носителей примерно в три раза.

1.5 Подвижность носителей

В отсутствии внешнего электрического поля свободные носители движутся хаотически, подобно молекулам газа. Длину l_n и время t_n свободного пробега определяют процессы рассеяния, причем $l_n = v_T t_n$, где

$$v_T = \sqrt{\frac{3kT}{m^*}}, \quad (1.25)$$

v_T - средняя скорость теплового хаотического движения; m^* - эффективная масса.

При хаотическом движении направления скоростей носителей равновероятны и электрический ток равен нулю.

Если в полупроводнике создано электрическое поле, то помимо хаотического движения появится направленное движение носителей. Направленное перемещение свободных носителей заряда в полупроводнике, обусловленное электрическим полем, называется *дрейфовым движением*. Скоростью дрейфа называется скорость, направленная вдоль вектора напряженности электрического поля, усредненная по всем носителям одного знака (электронам или дыркам).

Скорость дрейфа пропорциональна напряженности электрического поля

$$v_{др} = \mu E. \quad (1.26)$$

Коэффициент пропорциональности μ есть *подвижность* носителей, измеряемая в единицах $\text{см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$. При напряженности поля 1 В/см подвижность численно равна дрейфовой скорости.

Подвижность обратно пропорциональна эффективной массе свободных носителей, поэтому в связи с различием эффективных масс электронов и дырок их подвижности тоже различаются. Как правило, *подвижность электронов больше подвижности дырок* (у кремния почти в три раза). Чем больше подвижность, тем больше скорость движения

носителей и тем выше быстродействие полупроводниковых прибора. Отсюда понятен интерес к материалам с большей подвижностью, чем у кремния. С другой стороны, подвижность пропорциональна времени свободного пробега $t_{п}$. Чем больше $t_{п}$, тем большую дополнительную скорость приобретает электрон (или дырка) между двумя актами рассеяния, двигаясь в электрическом поле, и тем больше будет дрейфовая скорость. Подвижность зависит от ряда факторов, важнейшими из которых являются температура, концентрация примесей и напряженность электрического поля. В слабых электрических полях дрейфовая скорость значительно меньше средней скорости теплового движения, тогда $v \approx v_T$. Длина свободного пробега определяется в основном рассеянием свободных носителей на колеблющихся атомах полупроводника (фононах) и ионизированных атомах примесей. Фононное рассеяние преобладает при малых концентрациях примесей, в этом случае длина свободного пробега, а значит, и подвижность уменьшаются с ростом температуры.

При повышенных концентрациях примесей и низких температурах основную роль играет механизм рассеяния на ионах примесей. Механизм рассеяния движущегося электрона непосредственным ионом поясняется на рис.1.4.

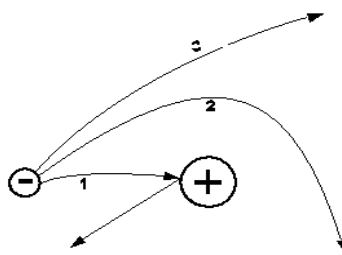


Рис. 1.4. Механизм рассеяния движущегося электрона

Если температура низкая, то тепловая скорость электрона мала (1.25). В результате притяжения электрон «падает» на ион (траектория 1), превращая его на некоторое время в нейтральный атом, после чего в

результате теплового возбуждения электрон отрывается от атома и начинает движение в случайном направлении, не связанном с первоначальным направлением. Это соответствует сильному рассеянию. По мере увеличения температуры скорость электрона увеличивается. Он уже не падает на ион, хотя направление движения изменяется (траектория 2). При еще большей температуре вследствие большой скорости направление движения не изменяется (траектория 3), что соответствует слабому рассеянию. Следовательно, при рассеянии свободных носителей на ионизированных примесях подвижность увеличивается с ростом температуры вследствие уменьшения времени их взаимодействия.

Таким образом, зависимость подвижности от температуры определяется механизмом рассеяния носителей. Если преобладает рассеяние на узлах решетки, то

$$\mu_L = \mu_{oL} \left(\frac{T_0}{T} \right)^c, \quad (1.26a)$$

если же преобладает рассеяние на ионах примеси, то

$$\mu_I = \mu_{oI} \left(\frac{T}{T_0} \right)^{3/2}. \quad (1.26b)$$

Значения μ_0 относятся к исходной (например, комнатной) температуре T_0 , а значения μ - к температуре T (имеются в виду абсолютные температуры). Показатель степени c зависит от материала и типа проводимости. Для кремния (электронного и дырочного) $c = 5/2$.

Результирующая подвижность близка к меньшей подвижности из двух составляющих μ_L и μ_I . Для кремния при температурах $> 0^\circ \text{C}$ меньшей оказывается составляющая μ_L ; поэтому зависимость $\mu(T)$ описывается формулой (1.26a): *подвижность уменьшается с ростом температуры*.

Зависимость подвижности от концентрации примеси сложная и в целом аналитически не описывается. Из двух составляющих подвижности μ_L

и μ_l первая не зависит от наличия примеси, а вторая характеризуется зависимостью $\mu \sim 1/N$. Поэтому при малых концентрациях примеси ($N < 10^{15} \text{ см}^{-3}$), когда $\mu_l > \mu_L$, результирующая подвижность определяется составляющей μ_L и зависимостью $\mu(N)$ можно пренебречь. В наиболее важной области $N > 2 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ обе составляющие подвижности оказываются сначала сравнимыми, а потому составляющая μ_l делается меньше и определяет результирующую подвижность. Для этого диапазона концентраций подвижность определяется как

$$\mu = \mu_0 (N_0 / N)^{1/3}, \quad (1.27)$$

где $N_0 \approx 2 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$, а μ_0 соответствует табличному значению (т.е. малым концентрациям примесей).

Зависимость подвижности от напряженности поля играет особую роль, так как зависимость $\mu(E)$ приводит к нарушению закона Ома в полупроводниках. В области слабых полей, когда напряженность поля меньше некоторой критической величины ($E < E_{кр}$), подвижность остается постоянной. С физической точки зрения критическая напряженность поля соответствует условию, когда направленная (дрейфовая) скорость носителей делается сравнимой с их хаотической (тепловой) скоростью. В сверхкритическом режиме, когда $E > E_{кр}$, подвижность зависит от напряженности поля следующим образом:

$$\mu = \mu_0 (E / E_{кр})^{1/2}. \quad (1.28)$$

Здесь значение μ_0 соответствует критической напряженности, т.е. есть справочное значение.

Суммарная скорость носителей в сверхкритическом режиме оказывается больше тепловой, а значит, их температура выше температуры полупроводника и окружающей среды.

Носители с повышенной температурой называют горячими. Горячие носители, сталкиваясь с фононами, повышают их энергию, т.е. «подогревают» кристаллическую решетку. Это приводит к новому явлению

- насыщению скорости носителей: скорость перестает зависеть от напряженности электрического поля, т.е. выполняется условие: $\mu E = \text{const}$. Соответственно зависимость $\mu(E)$ принимает вид: $\mu \sim E^{-1}$. Насыщение скорости означает насыщение (постоянство) тока в области достаточно больших напряжений.

1.6 Электропроводность

Движение носителей в электрическом поле называют дрейфом. Плотность дрейфового тока определяется как

$$J = \sigma E, \quad (1.29)$$

где σ - удельная проводимость.

Поскольку в полупроводниках имеется два типа подвижных носителей, удельная проводимость складывается из двух составляющих - электронной и дырочной:

$$\sigma = qn\mu_n + qp\mu_p, \quad (1.30)$$

где μ_n и μ_p - подвижности соответствующих носителей.

Главной составляющей в формуле (1.30) является та, которая связана с основными носителями. Составляющая, связанная с неосновными носителями, обычно не существенна. В собственном полупроводнике обе составляющие равноценны, т.е. $n=p=n_i$. Тогда

$$\sigma_i = qn_i(\mu_n + \mu_p). \quad (1.31)$$

Удельная проводимость зависит от ширины запрещенной зоны. Поскольку ширина запрещенной зоны в полупроводниках меняется в широком диапазоне, то вследствие этого в значительной мере меняется их удельная проводимость. По этой причине полупроводники классифицируют как вещества, имеющие при комнатной температуре удельную проводимость от 10^{-8} до $10^6 \text{ Ом}^{-1}\text{см}^{-1}$, которая зависит в сильной степени от вида и количества примесей, структуры вещества, и внешних условий: температуры, электрических и магнитных полей и т.д. Для диэлектриков $\sigma < 10^6 \text{ Ом}^{-1}\text{см}^{-1}$, для металлов $\sigma > 10^6 \text{ Ом}^{-1}\text{см}^{-1}$.

Для оценки удельной проводимости, а значит, и дрейфового тока необходимо, прежде всего, знать концентрации электронов и дырок. В рабочем температурном диапазоне примесных полупроводников (он ограничен снизу температурой полной ионизацией примесей, для кремния - 70-100°С, а сверху - критической температурой, при которой примесный полупроводник превращается собственный) можно считать, что концентрация основных носителей равна концентрации примесей, т.е. $n = N_d$, $p = N_a$. Тогда для примесных полупроводников - электронного и дырочного - пренебрегая в выражении (1.30) составляющими, связанными с неосновными носителями, получаем

$$\sigma_n = qN_d\mu_n \quad (1.32a)$$

$$\sigma_p = qN_a\mu_p \quad (1.32б)$$

Температурная зависимость собственной проводимости определяется температурной зависимостью собственной концентрации n_i (1.15). Эта зависимость очень сильная - экспоненциальная. Для примесных полупроводников в рабочем диапазоне температур концентрации N_d и N_a можно считать постоянными, следовательно, температурная зависимость проводимости определяется температурной зависимостью подвижности. Таким образом, зависимость проводимости от температуры для примесных полупроводников несравненно слабее, чем для собственного. Кроме того, проводимость с ростом температуры не увеличивается, а уменьшается.

Величина, обратная удельной проводимости, называется удельным сопротивлением:

$$\rho = \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{\sigma_n + \sigma_p}. \quad (1.32в)$$

Здесь ρ – удельное сопротивление, обычно измеряемое в единицах [Ом·см].

Для типичных полупроводников, используемых в производстве интегральных схем, величина удельного сопротивления находится в диапазоне $\rho = (1 \div 10) \text{ Ом} \cdot \text{см}$.

В отраслевых стандартах для маркировки полупроводниковых пластин обычно используют следующее сокращенное обозначение типа: КЭФ-4,5. В этих обозначениях первые три буквы обозначают название полупроводника, тип проводимости, наименование легирующей примеси. Цифры после букв означают удельное сопротивление, выраженное во внесистемных единицах, – $\text{Ом} \cdot \text{см}$. Например, ГДА-0,2 – германий, дырочного типа проводимости, легированный алюминием, с удельным сопротивлением $\rho = 0,2 \text{ Ом} \cdot \text{см}$; КЭФ-4,5 – кремний, электронного типа проводимости, легированный фосфором, с удельным сопротивлением $\rho = 4,5 \text{ Ом} \cdot \text{см}$.

1.7 Рекомбинация носителей

Общие сведения. Процессы генерации и рекомбинации носителей заряда неотъемлемы друг от друга, хотя и противоположны по содержанию, причем доминирующим в этих процессах является генерация, которая связана с воздействием таких факторов, как нагревание, освещение или облучение. Рекомбинация представляет собой внутреннюю реакцию системы на появление и возрастание числа носителей. Рекомбинация, противодействуя накоплению носителей, обуславливает их равновесные концентрации. Она лежит в основе фундаментального соотношения (1.16). Не меньшую роль играет рекомбинация в нестационарных процессах; благодаря ей свободные носители имеют конечное время жизни, и этот параметр во многом определяет длительность переходных процессов. Поэтому изучение механизма рекомбинации и ее количественных закономерностей необходимо для понимания и использования многих важнейших явлений в полупроводниках и в интегральных микросхемах.

Механизм рекомбинации. Различают непосредственную рекомбинацию, рекомбинацию на примесных центрах и поверхностную рекомбинацию.

Непосредственной рекомбинацией называют переход электрона из зоны проводимости непосредственно в валентную зону, где он занимает один из валентных уровней, т.е. "уничтожает" дырку. При этом должна выделяться энергия, равная ширине запрещенной зоны – $q\varphi_3$, т.е. такая же, какая была ранее затрачена на перевод электрона из валентной зоны в зону проводимости. Энергия может выделяться либо в виде фотона (излучательная рекомбинация), либо энергия передается кристаллической решетке, при этом образуются фононы (безызлучательная рекомбинация). В большинстве полупроводников, в том числе и в кремнии, вероятность излучательной рекомбинации на несколько порядков меньше, чем безызлучательной. Вероятность непосредственной рекомбинации свободного электрона со свободной дыркой очень мала, поскольку сравнительно большая энергия $q\varphi_3$ (порядка 1эВ) редко может воплотиться в одном фононе, а ее одновременное распределение между двумя фононами маловероятно.

Таким образом, непосредственная рекомбинация в целом не является главным механизмом рекомбинации в полупроводниках.

Главную роль следует отвести механизму рекомбинации с помощью центров рекомбинации, которые часто называют "ловушками". Напомним, что ловушка описывается совокупностью энергетических уровней, расположенных глубоко в запрещенной зоне, близко к ее середине. Данный вид рекомбинации – двухэтапный: сначала электрон переходит из зоны проводимости на уровень ловушки, а затем с уровня ловушки в валентную зону. На каждом этапе выделяется энергия, близкая к значению $\frac{1}{2}q\varphi_3$, т.е. вдвое меньше чем при непосредственной рекомбинации. Это обстоятельство резко повышает вероятность передачи энергии фонону, что и объясняет преимущественное значение данного механизма рекомбинации.

Роль ловушек могут играть примесные атомы, различные подвижные частицы и дефекты кристаллической решетки. Поэтому повышенная

скорость рекомбинации свойственная, в частности, поликристаллам, у которых внутренние грани составляющих их микрокристаллов образуют своеобразные дефекты решетки, и приповерхностным слоям любого монокристаллического полупроводника, где неизбежны нарушения периодичности решетки и разрывы ковалентных связей.

Рассмотрим количественные закономерности процессов рекомбинации и генерации носителей, причем сначала для простоты будем предполагать непосредственную рекомбинацию.

Непосредственная рекомбинация (равновесное состояние).

Вероятность непосредственной рекомбинации электрона с одной из дырок в единицу времени при единичной концентрации дырок можно записать следующим образом:

$$r = \sigma_{\text{эфф}} v_T, \quad (1.33)$$

где $\sigma_{\text{эфф}}$ – эффективное сечение захвата, оно характеризует тот объем вокруг дырки, попав в который, электрон неизбежно притянется к ней, несмотря на инерцию своего движения; v_T – средняя тепловая скорость электрона.

Очевидно, что неподвижный электрон никогда не встретится с дыркой; чем больше скорость электрона, тем более вероятна такая "встреча".

Величину r называют коэффициентом рекомбинации. Размерность коэффициента рекомбинации ($\text{см}^3/\text{с}$) соответствует данному определению.

Для дальнейших рассуждений обозначим:

n_0 – концентрация электронов в равновесном состоянии, т.е. число электронов в единице объема;

p_0 – концентрация дырок в равновесном состоянии.

Умножив коэффициент r на концентрацию дырок, т.е. rp_0 , получим полную вероятность рекомбинации электрона в единицу времени с любой из имеющихся дырок. Обратная величина будет средним интервалом между

актами рекомбинации, т.е. средним времени жизни электронов при непосредственной рекомбинации:

$$\tau_n = \frac{1}{rp_0} \quad (1.34a)$$

Путем аналогичных рассуждений получаем среднее время жизни дырки:

$$\tau_p = \frac{1}{rn_0} \quad (1.34б)$$

Если умножить вероятность рекомбинации одного электрона rp_0 на концентрацию электронов n_0 , получится общее количество актов рекомбинации в единицу времени и в единице объема, т.е. *скорость непосредственной рекомбинации* в равновесном состоянии:

$$R_0 = rn_0p_0 \quad (1.35)$$

Как видно из (1.34a) и (1.34б) равновесные времена жизни электронов и дырок в общем случае резко различны. Это объясняется тем, что скорости рекомбинации обоих носителей одинаковы (так как они рекомбинируют парами), а концентрации n_0 и p_0 могут различаться на несколько порядков, причем время жизни неосновных носителей всегда меньше, чем основных.

Заменяя в правой части (1.35) произведение rn_0 на величину $1/\tau_p$ или rp_0 на $1/\tau_n$, запишем скорости рекомбинации еще в одной распространенной форме.

$$R_0 = \frac{p_0}{\tau_p} = \frac{n_0}{\tau_n} \quad (1.36)$$

Следовательно, в равновесном состоянии должно выполняться соотношение (1.36).

Неравновесное состояние. В неравновесном состоянии, когда скорости генерации рекомбинации неодинаковы, происходит накопление (или

рассасывание) неравновесных носителей со скоростью, определяемой разностью $G - R$, где G – скорость генерации:

$$\frac{dn}{dt} = G_n - rnp; \quad (1.37a)$$

$$\frac{dp}{dt} = G_p - rnp; \quad (1.37b)$$

где G_n и G_p – скорости генерации электронов и дырок, rnp – скорость рекомбинации.

Неравновесные концентрации n и p можно представить в виде:

$$n = n_0 + \Delta n; \quad p = p_0 + \Delta p, \quad (1.38)$$

где Δn , Δp – избыточные концентрации.

Для сохранения нейтральности полупроводника избыточные концентрации электронов и дырок должны быть одинаковыми:

$$\Delta n = \Delta p \quad (1.39a)$$

Более того, при изменениях избыточных концентраций нейтральность тоже должна сохраняться; отсюда – условие равенства скоростей изменения концентраций:

$$\frac{dn}{dt} = \frac{dp}{dt} \quad (1.39b)$$

Следовательно, должно иметь место равенство $G_n = G_p$, т.е. скорости генерации электронов и дырок одинаковы. Из выражений (1.39) следует, что *анализировать* порознь поведение избыточных электронов и избыточных дырок не имеет смысла, так как функции $\Delta n(t)$ и $\Delta p(t)$ совпадают. Поэтому ниже рассматривается только поведение электронов:

$$\frac{dn}{dt} = G - rnp \quad (1.40)$$

Запишем скорость генерации в виде:

$$G = G_0 + \Delta G = rn_0 p_0 + \Delta G, \quad (1.41)$$

где G_0 – равновесное значение, равное равновесной скорости рекомбинации (1.35).

Преобразуем рекомбинационный член в правой части (1.40), подставляя (1.38) и учитывая (1.39):

$$rnp = r[n_0p_0 + \Delta n \cdot (n_0 + p_0) + \Delta n^2]$$

Положим $\Delta n \ll n_0 + p_0$; это дает основание пренебречь членом Δn^2 . Далее концентрации n_0 и p_0 в круглых скобках выразим через времена жизни с помощью (1.34), тогда

$$rnp = rn_0p_0 + \Delta n \cdot \left(\frac{1}{\tau_p} + \frac{1}{\tau_n} \right)$$

Введем эквивалентное время жизни избыточных носителей:

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_p} + \frac{1}{\tau_n} \quad (1.42)$$

После этого скорость рекомбинации запишется следующим образом:

$$rnp = rn_0p_0 + \frac{\Delta n}{\tau}$$

Подставляя в (1.40) полученное значение rnp , а также скорость генерации из (1.41), получаем уравнение накопления избыточных носителей в виде:

$$\frac{dn}{dt} = \Delta G - \frac{\Delta n}{\tau} \quad 1.43a)$$

Если принять $\Delta G = 0$, получаем уравнение рассасывания:

$$\frac{dn}{dt} = -\frac{\Delta n}{\tau} \quad (1.43б)$$

Из структуры выражения (1.42) следует, что величина τ ближе к меньшему из двух времен жизни τ_n и τ_p . Например, для электронного полупроводника, у которого $n_0 \gg p_0$ и $\tau_n \gg \tau_p$, получаем $\tau \approx \tau_p$; для

дырочного полупроводника, наоборот, $\tau \approx \tau_n$. Следовательно, эквивалентное время жизни избыточных носителей определяется временем жизни неосновных носителей.

Если $\Delta G = \text{const}$ (ступенчатое изменение скорости G), то решением уравнения (1.43а) будет экспоненциальная функция

$$\Delta n(t) = \Delta g \cdot \tau + [\Delta n(0) - \Delta g \cdot \tau] \cdot e^{-t/\tau}, \quad (1.44a)$$

где $\Delta n(0)$ – начальное значение избыточной концентрации. Решением уравнения рассасывания (1.43б) также является экспоненциальная функция:

$$\Delta n(t) = \Delta n(0) \cdot e^{-t/\tau} \quad (1.44б)$$

Зависимость (1.44б) позволяет определить τ как интервал, в течение которого концентрация уменьшиться в e раз. Уравнение рассасывания и его решение лежат в основе измерений времени жизни τ . Для этого величину Δn измеряют в разные моменты времени t_1 и t_2 ; тогда из (1.44б) следует:

$$\tau = \frac{t_2 - t_1}{\ln \frac{\Delta n(t_1)}{\Delta n(t_2)}} \quad (1.45)$$

Рекомбинация на ловушках. При ловушечном механизме рекомбинации скорость рассасывания избыточных носителей описывается формулой Шокли-Рида:

$$\frac{dn}{dt} = - \frac{np - n_0 p_0}{(n + n_t) \cdot \tau_p + (p + p_t) \cdot \tau_n} \quad (1.46)$$

Здесь n_t и p_t – параметры с размерностью концентрации, зависящие от расположения уровня ловушек в запрещенной зоне. Они выражаются формулами:

$$n_t = N_C \cdot \exp\left(-\frac{\varphi_c - \varphi_t}{\varphi_T}\right), \quad (1.47a)$$

$$p_t = N_v \cdot \exp\left(-\frac{\varphi_t - \varphi_v}{\varphi_T}\right), \quad (1.476)$$

у которых φ_t – потенциал уровня ловушек.

Концентрации n_t и p_t на несколько порядков меньше концентрации основных носителей. Однако собственную концентрацию они могут превышать в десятки раз.

τ_p и τ_n – времена жизни неосновных носителей:

$$\tau_n = \frac{1}{r_n \cdot N_t}; \quad (1.48a)$$

$$r_p = \frac{1}{r_p \cdot N_t}, \quad (1.486)$$

где N_t – концентрация ловушек, r_p и r_n – коэффициенты рекомбинации для дырок и электронов.

Формулы (1.48) имеют ту же структуру, что и (1.34). Однако при непосредственной рекомбинации времена жизни отличались из-за различия в концентрациях носителей, а в данном случае они отличаются из различия в коэффициентах рекомбинации.

Приравнявая (1.46) и (1.436), можем легко получить время жизни носителей. Подставляя значения n и p из (1.38), учитывая (1.39a) и полагая $\Delta n \ll n_0 + n_t$ и $\Delta p \ll p_0 + p_t$, получаем:

$$\tau = \frac{n_0 + n_t}{n_0 + p_0} \tau_p + \frac{p_0 + n_t}{n_0 + p_0} \tau_n \quad (1.49)$$

Для электронного полупроводника при выполнении свойственных ему неравенств $n_0 \gg p_0$ и $n_0 \gg n_t, p_t$ из (1.49) следует $\tau = \tau_p$. Для дырочного полупроводника при выполнении аналогичных неравенств следует: $\tau = \tau_n$. Следовательно, при ловушечной рекомбинации, как и при

непосредственной, *время жизни избыточных носителей определяется временем жизни неосновных носителей.*

Зависимость времени жизни от концентрации ловушек следует из выражений (1.48); чем больше концентрация ловушек, тем меньше время жизни.

Зависимость времени жизни от концентрации примеси рассмотрим на примере электронного полупроводника, у которого время жизни характеризуется первым слагаемым в правой части (1.49):

$$\tau = \frac{n_0 + n_t}{p_0 + n_0} \cdot \tau_p \quad (1.50)$$

Если концентрация доноров достаточно велика, то $n_0 \gg p_0, n_t$. Тогда время жизни не зависит от концентрации примеси: $\tau = \tau_p$. С уменьшением концентрации доноров неравенство $n_0 \gg n_t$ нарушается, и время жизни растет. В пределе, когда концентрация доноров приближается к нулю, полупроводник становится собственным и время жизни достигает максимального значения:

$$\tau \approx \frac{n_t}{2 \cdot n_i} \tau_p \gg \tau_p \quad (1.51)$$

Аналогичные результаты получаются и для дырочного полупроводника.

Следовательно, *у сильно легированных полупроводников время жизни меньше, чем у слабо легированных и собственных полупроводников.*

Зависимость времени жизни от температуры также следует из (1.49). Так, у электронного полупроводника, у которого при сравнительно "комнатных" температурах $n_0 = N_d = const$, зависимость $\tau(T)$ будет обусловлена функцией $n_t(T)$. Согласно (1.47), с ростом температуры концентрация n_t растет; следовательно, будет увеличиваться и время жизни. В области низких температур, когда $n_t > n_0$, зависимость $\tau(T)$ проявляется

слабо. Она становится существенной при температурах, соответствующих условию $n_i \approx n_0$ или, что то - же самое, $\varphi_F = \varphi_i$. При еще более высоких температурах, когда $n_i \gg n_0$, время жизни носителей возрастает столь же сильно (экспоненциально), как и концентрация n_i . В интервале $\pm 60^\circ \text{C}$ изменения времени жизни могут достигать 1-2 порядков. В области сверхкритических температур концентрация n_0 начинает увеличиваться, соответственно рост функции $\tau(T)$ замедляется, а затем переходит в спад. Аналогичные выводы относятся и к дырочным полупроводникам.

Из сказанного следует, что в полупроводниках с большой концентрацией примеси, т.е. с меньшим удельным сопротивлением, зависимость времени жизни от температуры сдвигается в область более высоких температур, а значит, в рабочем диапазоне она менее существенна.

Все рассмотренные зависимости приходится учитывать при анализе, как твердотельных элементов, так и электронных схем с их использованием.

Поверхностная рекомбинация. Физические процессы на поверхности полупроводника оказывают большое влияние на электрические характеристики и параметры полупроводниковых приборов и интегральных микросхем. Конструкция полупроводниковых кристаллов современных приборов и интегральных микросхем характеризуется очень малыми (1...3мкм) расстояниями активных областей, в которых происходит преобразование электрических сигналов, от поверхности кристалла. В полевых транзисторах важнейшие физические процессы, определяющие их принцип действия и электрические параметры, протекают непосредственно в приповерхностном слое.

Структура поверхности полупроводников характеризуется большим числом различных дефектов: вакантных узлов, примесей и различных адсорбированных веществ. Атомы полупроводника на поверхности имеют свободные химически активные валентные связи и при воздействии атмосферы вступают в реакцию с кислородом и парами воды, образуя

различные оксиды и гидраты. Кроме того, сама граница раздела является нарушением пространственной периодичности кристаллической решетки, т.е. представляет собой дефект. В результате в приповерхностном слое появляются энергетические уровни, расположенные в запрещенной зоне. Состояния, соответствующие этим уровням, представляют собой поверхностные ловушки. Захватывая подвижные носители заряда, они могут превращаться в положительные и отрицательные ионы, образуя поверхностный заряд.

Измерения показывают, что даже для чистых поверхностей плотность ловушек составляет 10^{15}см^{-2} . В реальных приборах на поверхность полупроводника наносятся тонкие диэлектрические пленки, и производится специальная термическая обработка с целью улучшения и стабилизации параметров приборов, а также защиты поверхности.

Свободные носители, движущиеся в приповерхностном слое, испытывают рассеяние на большом числе дефектов, расположенных у поверхности. Поэтому подвижность носителей вблизи поверхности ниже, чем в объеме. Для электронов в кремнии она составляет не более $500\ldots 700\ldots\text{см}^2/(\text{вс})$, для дырок $200\ldots 300\ldots\text{см}^2/(\text{вс})$, что в два раза меньше, вдали от поверхности.

Поверхностные ловушки могут принимать участие в процессе рекомбинации, что количественно оценивается с помощью специального параметра – скорости поверхностной рекомбинации S (см/с). Если у поверхности существует избыточная концентрация неосновных носителей, то ее произведение на скорость поверхностной рекомбинации S (см/с) дает число носителей, рекомбинирующих в единицу времени на единице поверхности.

Величина S зависит от качества обработки поверхности и наличия на ней защитных покрытий. В кремнии S изменяется от 50 см/с для травленной поверхности до 10^4 см/с для шлифованной. На поверхности окисленного кремния $S < 10\text{см/с}$.

Поверхностная рекомбинация влияет на объемную концентрацию неравновесных носителей только в приповерхностном слое, толщина которого приблизительно равна диффузионной длине неосновных носителей. В этом случае поверхностную рекомбинацию можно учесть, если вместо объемного времени жизни использовать эффективное время жизни $\tau_{\text{эфф}}$ неравновесных носителей. В отличие от объемного времени жизни $\tau_{\text{эфф}}$ является интегральным параметром, характеризующим свойства приповерхностного слоя в целом, зависящим от его размеров, геометрии, граничных условий и от рассматриваемых процессов. Важнейшими для многих приборов (диодов, биполярных транзисторов и др.) являются процессы накопления и рассасывания неосновных носителей в слое, определяющие быстродействие.

Поверхностные ловушки принимают участие и в процессе генерации. Пусть в начальный момент концентрация неосновных носителей у поверхности меньше равновесной. Тогда генерация будет преобладать над рекомбинацией, причем число неосновных носителей, образующихся на единице поверхности в единицу времени пропорционально S . Концентрация неосновных носителей возрастает, стремясь к равновесной концентрации.

В принципе, процессы рекомбинации в приповерхностном слое полупроводника не отличаются от процессов в объеме. Однако приповерхностный слой имеет особую зонную структуру (1.3г), а значит и количественно иные параметры, чем в объеме.

Это нельзя не учитывать при анализе и проектировании полупроводниковых приборов и ИС, тем более, что активные области ИС расположены вблизи поверхности.

Учитывая специфику приповерхностного слоя, обозначим поверхностное время жизни носителей через τ_s , а объемное – через τ_v .

Если рабочий участок элемента ИС расположен полностью в приповерхностном слое или полностью в объеме кристалла, то при анализе нужно использовать соответственно параметр τ_s или τ_v . Однако, если (как

обычно бывает), рабочий участок выходит на поверхность, т.е. частично расположен в объеме, а частично в приповерхностном слое, то принято пользоваться так называемым эффективным временем жизни τ , которое определяется следующим образом:

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_v} \quad (1.51)$$

Именно этот параметр имеют в виду, когда анализируют транзисторы и другие элементы ИС.

Поскольку, как правило, $\tau_s < \tau_v$ (из-за большей концентрации ловушек вблизи поверхности), то эффективное время жизни ближе к величине τ_s . Последнее, однако, труднее поддается расчету и измерению, чем τ_v . Поэтому широкое распространение получил особый параметр – *скорость поверхностной рекомбинации* S (см/с), которая легче поддается измерению, чем время жизни τ_s . Скорость поверхностной рекомбинации существенно зависит от способа и качества обработки поверхности кристалл. Физический смысл параметра S состоит в следующем. Если избыточная концентрация носителей создана вблизи приповерхностного слоя (где интенсивность рекомбинации выше, чем в объеме полупроводника), то значительная часть избыточных носителей направится к поверхности, чтобы скомпенсировать убыль носителей в приповерхностном слое. Следовательно, между объемом и приповерхностным слоем возникнет поток носителей, скорость которого и определяется параметром S .

Связь между скоростью поверхностной рекомбинации S и приповерхностным временем жизни τ_s в общем случае установить трудно. Эта задача решена только в двух частных случаях: для бруска бесконечной длины и для тонкой пластинки, у которой толщина равна d и площадь бесконечно большая. В последнем случае, практически наиболее интересном случае получается соотношение

$$\tau_S = \frac{d^\eta}{4\eta D}, \quad (1.52)$$

где D – коэффициент диффузии носителей, а величина η определяется трансцендентным уравнением

$$\eta \cdot \operatorname{tg} \eta = \frac{Sd}{2D} \quad (1.53)$$

При условии $S < \frac{D}{d}$ соотношение между величинами S и τ_S переходит в явное

$$\tau_S = \frac{d}{2S} \quad (1.54)$$

1.8 Законы движения носителей в полупроводниках

В общем случае движение носителей в полупроводниках обусловлено двумя процессами: *диффузией* под действием градиента концентраций и *дрейфом* под действием градиента потенциала в электрическом поле. Поскольку в полупроводниках мы имеем дело с двумя типами носителей – дырками и электронами, полный ток состоит из четырех составляющих:

$$j = (j_n)_{dr} + (j_n)_{диф} + (j_p)_{dr} + (j_p)_{диф}, \quad (1.55)$$

где индексы "др" и "диф" относятся соответственно к дрейфовым и диффузионным составляющим тока.

При анализе удобнее пользоваться не токами, а плотностями токов j , что и сделано в формуле (1.55).

Плотности дрейфовых составляющих тока пропорциональны градиенту электрического потенциала φ , т.е. напряженности электрического поля E . В одномерном случае, когда движение носителей происходит только вдоль оси X , имеем:

$$(j_p)_{dr} = -q p \mu_p \frac{\partial \varphi}{\partial x} = q p \mu_p E; \quad (1.56a)$$

$$(j_n)_{op} = -qn\mu_n \frac{\partial \varphi}{\partial x} = qn\mu_n E. \quad (1.56б)$$

Для диффузионных составляющих нужно вместо градиента электрического поля потенциала использовать градиенты химического потенциала соответствующих носителей. Химические потенциалы – это вторые слагаемые в правых частях формул ($\varphi_F = \varphi_E + \varphi_T \ln \frac{n}{n_i}$ и

$$\varphi_F = \varphi_E - \varphi_T \ln \frac{p}{n_i}).$$

Продифференцируем эти слагаемые по x и подставим результаты вместо величины E в выражения (1.56). Тогда диффузионные составляющие токов запишутся следующим образом:

$$(j_n)_{diff} = q\mu_n \varphi_T \frac{dn}{dx} = qD_n \frac{dn}{dx}; \quad (1.57a)$$

$$(j_p)_{diff} = -q\mu_p \varphi_T \frac{dp}{dx} = -qD_p \frac{dp}{dx}. \quad (1.57б)$$

Константы D_n и D_p , которые вошли в выражения (1.57) называются коэффициентами диффузии электронов и дырок. Эти величины играют при диффузии ту же роль, что и подвижности при дрейфовом механизме движения. Связь между коэффициентами диффузии и подвижностями выражается формулой Эйнштейна:

$$D = \varphi_T \cdot \mu. \quad (1.58)$$

Сравнивая выражения (1.56) и (1.57), можно заметить, что дрейфовые составляющие токов пропорциональны концентрации носителей, тогда как диффузионные не зависят от концентраций, а определяются только *градиентами концентраций*.

Выражения (1.56) и (1.57) говорят о том, что для оценки полного тока (1.55) необходимо знать концентрации носителей и напряженность поля.

В общем случае концентрации p и n зависят от двух переменных: координаты x и времени t . Поэтому для определения токов нужно

предварительно найти функции $p(x, t)$ и $n(x, t)$. Эти функции являются решениями так называемых уравнений непрерывности потоков, которым в любой момент времени подчиняется движение носителей.

Для дырок и электронов уравнения непрерывности записываются в следующем виде:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\Delta G_p - \frac{p - p_0}{\tau_p} - \frac{1}{q} \operatorname{div}(j_p); \quad (1.59a)$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} = -\Delta G_n - \frac{n - n_0}{\tau_n} + \frac{1}{q} \operatorname{div}(j_n), \quad (1.59b)$$

где $p - p_0 = \Delta p$ и $n - n_0 = \Delta n$ – избыточные концентрации; Δg_p и Δg_n – скорости генерации под действием внешних факторов, например света.

Слагаемые в правых частях (1.59) соответствуют возможным причинам изменения концентрации носителей во времени. В частности, последние слагаемые можно рассматривать как скорости накопления или рассасывания носителей, обусловленные неравенством потоков, втекающих и вытекающих из некоторого элементарного объема.

Такое неравенство потоков характеризуется дивергенцией вектора плотности потока. В нашем случае плотность потока есть j/q . Дивергенция этого вектора в одномерном случае равна

$$\operatorname{div} \frac{j}{q} = \frac{1}{q} \cdot \frac{\partial}{\partial x} \left[(j)_{diff} + (j)_{dp} \right].$$

Подставляя сюда соотношения (1.56) и (1.57), получаем:

$$\frac{1}{q} \operatorname{div}(j_p) = -D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \mu_p E \frac{\partial p}{\partial x} + p \mu_p \frac{\partial E}{\partial x};$$

$$\frac{1}{q} \operatorname{div}(j_n) = D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} + \mu_n E \frac{\partial n}{\partial x} + p \mu_n \frac{\partial E}{\partial x}.$$

С учетом этих выражений, а также при отсутствии внешних факторов ($\Delta g_n = 0$, $\Delta g_p = 0$) уравнения непрерывности (1.59) принимают следующую форму:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{p - p_0}{\tau_p} + D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} - \mu_p E \frac{\partial p}{\partial x} - p \mu_p \frac{\partial E}{\partial x}; \quad (1.60a)$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} = -\frac{n - n_0}{\tau_n} + D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} + \mu_n E \frac{\partial n}{\partial x} + n \mu_n \frac{\partial E}{\partial x}. \quad (1.60b)$$

Если поле отсутствует или его ролью заведомо можно пренебречь ($E=0$), то выражения (1.60) упрощаются и носят название *уравнений диффузии*:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{p - p_0}{\tau_p} + D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2}; \quad (1.61a)$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} = -\frac{n - n_0}{\tau_n} + D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2}. \quad (1.61b)$$

Они широко используются при анализе полупроводниковых приборов.

В тех случаях, когда полем пренебречь нельзя, пользуются полными уравнениями (1.60).

Если напряженность E меняется вдоль оси x (т.е. в полупроводнике имеется существенный объемный заряд) приходится дополнительно привлекать уравнение Пуассона, которое в одномерном случае имеет вид:

$$\frac{dE}{dx} = \frac{\lambda}{\varepsilon_0 \varepsilon}, \quad (1.62)$$

где λ - плотность заряда; ε_0 - электрическая постоянная; ε - относительная диэлектрическая проницаемость.

1.9 Кинетика носителей заряда в полупроводниках

Биполярная диффузия. Пусть на поверхность полупроводника падает рассеянный пучок света (рис 1.5).

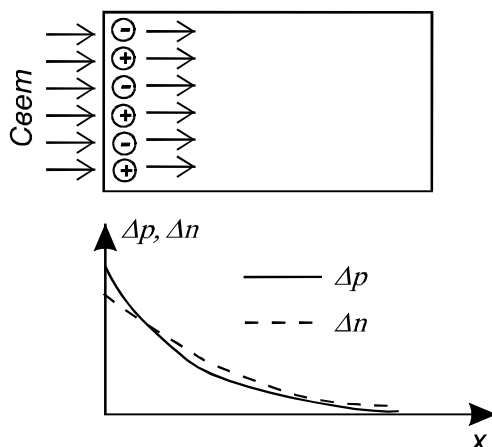


Рис. 1.5. Биполярная диффузия в полупроводнике

Тогда в тонком приповерхностном слое, в который проникает свет, будут генерироваться электронно-дырочные пары. Между поверхностью и объемом возникнут градиенты концентрации электронов и дырок, и избыточные носители начнут диффундировать в глубь полупроводника. Такое совместное движение обоих типов носителей называют *биполярной диффузией*.

Если бы подвижности (а значит, и коэффициенты диффузии) у электронов и дырок были одинаковы, то они двигались бы в виде единого нейтрального потока. На самом деле подвижности носителей различны, поэтому у электронного потока будет тенденция "обгонять" дырочный поток. В результате небольшого взаимного сдвига потоков образуется небольшой объемный заряд и соответствующее электрическое поле. Это поле тормозит поток электронов и ускоряет поток дырок. В конце концов, устанавливается стационарный режим, при котором избыточные электроны и дырки распределены в виде сдвинутых относительно друг друга "облачков", которые синхронно двигаются, так что *резльтирующий ток отсутствует*.

Концентрация носителей в "облачках" спадает с удалением от поверхности благодаря рекомбинации.

Описанные явления известны под названием *эффекта Дембера*, а электрическое поле и разность потенциалов, свойственные этому эффекту, называют *демберовским полем* и *демберовским напряжением*. Эффект Дембера существенен только при больших избыточных концентрациях и больших удельных сопротивлениях полупроводников.

Монополярная диффузия. На практике главную роль играет *монополярная диффузия*, характерная тем, что в приповерхностный слой полупроводника тем ли иным способом вводится только один тип носителей – неосновных (рис.1.6). Процесс введения неосновных носителей называется *инжекцией*.

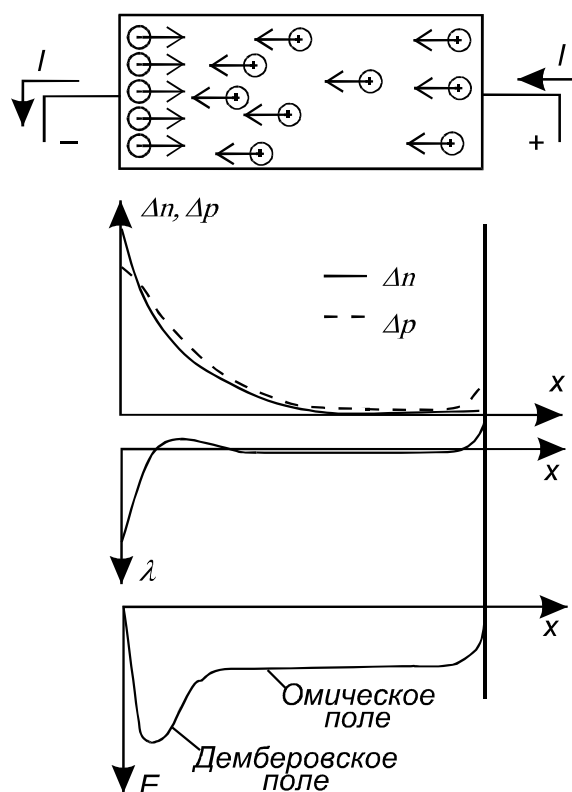


Рис. 1.6. Монополярная диффузия в полупроводнике

Пусть для определенности осуществляется инжекция электронов в дырочный полупроводник. Инжектированные электроны благодаря

градиенту концентрации будут диффундировать в глубь кристалла, т.е. появится электронный ток. Заряд избыточных электронов практически мгновенно будет компенсирован таким же зарядом дырок, притягиваемым из глубоких слоев. В результате вблизи инжектирующей поверхности образуется квазинейтральное электронно-дырочное "облачко", почти такое же, как при биполярной диффузии. Несмотря на это внешнее сходство монополярная диффузия принципиально отличается от биполярной следующими особенностями:

- наличие тока предполагает, что полупроводник является элементом замкнутой цепи; значит, помимо демберовского поля (сосредоточенного вблизи инжектирующей поверхности) во всей толще полупроводника действует "обычное" – омическое поле, обусловленное приложенным напряжением (рис. 1.6);

- потоки электронов и дырок направлены в разные стороны: электроны двигаются в глубь кристалла, а дырки в сторону инжектирующей поверхности, где происходит интенсивная рекомбинация и необходимо пополнение основных носителей;

- в связи с постоянством полного тока его электронная и дырочная составляющие меняются в разные стороны: с удалением от поверхности электронный ток убывает (из-за рекомбинации), а дырочный ток растет; поэтому вдали от поверхности дырочная составляющая – главная и имеет чисто дрейфовый характер (дырки двигаются в поле, созданном внешним напряжением); наоборот, в непосредственной близости от поверхности ток почти чисто электронный и обусловлен *диффузией*, так как напряженность поля здесь близка к нулю.

Строгое решение задачи о распределении носителей при диффузии затруднительно. Обычно эту задачу решают в так называемом диффузионном приближении и для малых избыточных концентраций, т.е. для низкого уровня инжекции.

Уровнем инжекции принято называть отношение концентраций избыточных носителей к равновесной концентрации основных носителей. В нашем случае избыточными носителями являются электроны, а основными – дырки, поэтому уровень инжекции определится как

$$\delta = \frac{\Delta n}{p_0} \approx \frac{\Delta p}{n_0} \quad (1.63)$$

Низким уровнем считается значение $\delta \ll 1$. При этом действительно неравенство

$$\Delta n \ll n_0 + p_0 \quad (1.64)$$

Условие низкого уровня инжекции обеспечивает линейность уравнений диффузии. В условиях нейтральности $\Delta n \approx \Delta p$, поэтому выражения (1.63) и (1.64) действительны для обоих типов носителей.

Если интерес представляют только избыточные концентрации (как обычно и бывает), то достаточно использовать одно из двух уравнений диффузии, поскольку второе дает такой же результат в силу условия нейтральности ($\Delta n \approx \Delta p$). На самом деле функции $\Delta n(x)$ и $\Delta p(x)$ несколько различаются из-за различия в коэффициентах диффузии, т.е. из-за эффекта Дембера. Однако в диффузионном приближении электрическими полями (в том числе и демберовским) пренебрегают.

Найдем избыточную концентрацию Δn из уравнения диффузии (1.576). Для этого подставим $n = n_0 + \Delta n$ и опустим индекс n у коэффициента диффузии. Кроме того, поделим обе части на D . Тогда уравнение диффузии принимает вид

$$\frac{\partial^2 \Delta n}{\partial x^2} - \frac{\Delta n}{L^2} = \frac{1}{D} \cdot \frac{\partial \Delta n}{\partial t} \quad (1.65)$$

Стационарный вариант уравнения получится, если в правой части положить $\frac{\partial \Delta n}{\partial t} = 0$:

$$\frac{d^2 \Delta n}{dx^2} - \frac{\Delta n}{L^2} = 0. \quad (1.66)$$

Величина L , входящая в уравнения (1.65) и (1.66), выражается следующим образом:

$$L = \sqrt{D\tau}. \quad (1.67)$$

Это – так называемая *средняя диффузионная длина*. Она характеризует то среднее расстояние, на которые носители успевают продиффундировать за время жизни. Поэтому отношение L/τ есть *средняя скорость диффузии носителей*.

Стационарное уравнение (1.66) – это обыкновенное линейное дифференциальное уравнение 2-го порядка. Его решение представляет собой сумму экспонент:

$$\Delta n(x) = A_1 e^{\frac{x}{L}} + A_2 e^{-\frac{x}{L}},$$

где коэффициенты A_1 и A_2 определяются из граничных условий. Примем $\Delta n(\infty) = 0$, т.е. предположим, что вдали от инжектирующей поверхности избыточные концентрации отсутствуют, и эта часть полупроводника находится в равновесном состоянии. При таком граничном условии $A_1 = 0$. Полагая $x = 0$, получаем $A_2 = \Delta n(0)$. Следовательно, распределение избыточной концентрации – экспоненциальное:

$$\Delta n(x) = \Delta n(0) e^{-\frac{x}{L}}. \quad (1.68)$$

Из этого выражения следует, что на расстоянии диффузионной длины избыточная концентрация уменьшается в e раз. На участке длиной $(3 \div 4) \cdot L$ концентрация уменьшится в $20 \div 50$ раз, т.е. становится пренебрежимо малой по сравнению с граничной.

Дифференцируя (1.68), получаем градиент концентрации:

$$\frac{d\Delta n}{dx} = -\frac{\Delta n(0)}{L} e^{-\frac{x}{L}} \quad (1.69a)$$

Как видим, градиент концентрации, а значит, и диффузионный ток спадают по мере удаления от поверхности в глубь кристалла. Градиент имеет максимальное (по модулю) значение при $x = 0$, т.е. на инжектирующей поверхности:

$$\left. \frac{d\Delta n}{dx} \right|_{x=0} = -\frac{\Delta n(0)}{L}. \quad (1.69b)$$

Нестационарное уравнение (1.65) – это линейное дифференциальное уравнение 2-го порядка в частных производных. Его можно решать разными способами. В инженерной практике наиболее распространен операторный метод.

При операторном методе функция времени $\Delta n(x, t)$ заменяется ее операторным изображением $\Delta n(x, s)$, а производная по времени - величиной

$$s[\Delta n(x, s) - \Delta n(x)_{t=0}], \quad (1.70)$$

где s - оператор Лапласа.

Пусть в начальный момент полупроводник находился в равновесном состоянии. Тогда в выражении (1.70) нужно положить $\Delta n(x) = 0$. После этого, заменяя в правой части (1.65) производную $\partial(\Delta n) / \partial t$ на ее изображение $s\Delta n$, получаем обыкновенное дифференциальное уравнение

$$\frac{d^2(\Delta n)}{dx^2} - \frac{1}{L^2} \Delta n = \frac{s}{D} \Delta n. \quad (1.71)$$

Умножим и разделим его правую часть на τ , заменим произведение $D\tau$ на L^2 согласно (1.67) и объединим члены с Δn . В результате получаем операторное уравнение

$$\frac{d^2 \Delta n}{dx^2} - \frac{1 + s\tau}{L^2} \Delta n = 0 \quad (1.72a)$$

Это же уравнение можно записать в более наглядном виде:

$$\frac{d^2 \Delta n}{dx^2} - \frac{\Delta n}{L^2(s)} = 0 \quad (1.726),$$

где введена *операторная диффузионная длина*

$$L(s) = \frac{L}{\sqrt{1 + s\tau}}. \quad (1.73)$$

Поскольку форма уравнения (1.726) совпадает с формой (1.66), то и решение для (1.726) должно по форме совпадать с (1.68):

$$\Delta n(x, s) = \Delta n(0) \exp(-x / L(s)). \quad (1.74)$$

Получилось операторное изображение искомой функции $\Delta n(x, s)$. Саму функцию (оригинал изображения) нужно искать в таблицах соответствия.

До сих пор избыточная концентрация Δn считалась положительной, поскольку в результате инжекции появляются дополнительные носители. Однако может быть и обратный процесс, когда из приповерхностного слоя полупроводника отбирается часть равновесных носителей. Такой процесс называется *экстракцией*.

Очевидно, что избыточная концентрация в случае экстракции будет отрицательной, так как количество носителей уменьшается по сравнению с равновесным состоянием. Кроме того, при экстракции возникает градиент концентрации другого знака, чем при инжекции, так что поток неосновных носителей направлен не в глубь кристалла, а к поверхности. Важной особенностью экстракции по сравнению с инжекцией является то, что избыточная концентрация оказывается ограниченной: она не может превышать значения равновесной концентрации неосновных носителей.

Комбинированное движение носителей. Если инжекция осуществляется в неоднородный полупроводник, в котором имеется внутреннее электрическое поле, то диффузия носителей будет сочетаться с дрейфом, т.е. движение будет *комбинированным*. Возникновение внутреннего электрического поля в неоднородном полупроводнике можно

объяснить следующим образом: пусть имеется дырочный полупроводник, состоящий из двух участков с разной концентрацией дырок. Очевидно, что на границе участков имеется градиент концентрации, а значит и градиент химического потенциала; следовательно, $\text{grad}(\varphi_F) \neq 0$. Такая система не равновесна: под действием градиента концентрации дырки будут диффундировать из участка с большей концентрацией в участок с меньшей концентрацией.

Если бы дырки были нейтральными частицами, процесс диффузии закончился бы выравниванием их концентраций. С учетом заряда дырок процесс протекает иначе.

На том участке, в который диффундируют дырки, накапливается положительный заряд, а на том участке, из которого дырки уходят, - отрицательный. В результате нарастает электрическое поле, препятствующее дальнейшей диффузии дырок. В конце концов, градиент химического потенциала будет компенсирован градиентом электрического потенциала, и результирующий градиент уровня Ферми сделается равным нулю.

Такое равновесие, при котором имеются и градиент концентрации, и электрическое поле, но их влияние уравнивается, и направленное движение частиц отсутствует, называется *больцмановским равновесием*.

Для анализа этого случая нужно воспользоваться полным уравнением непрерывности (1.60). Если закон распределения примеси в неоднородном полупроводнике близок к экспоненциальному закону, то внутреннее электрическое поле является однородным, т.е. $E = \text{const}$. Воспользуемся этим для анализа комбинированного движения. Поскольку в области однородного поля нет объемных зарядов, следует в уравнении (1.60) положить $\partial E / \partial x = 0$. По той же причине можно считать полупроводник нейтральным и, следовательно, избыточные концентрации Δn и Δp одинаковыми. Это значит, что можно использовать одно из уравнений непрерывности. Считая полупроводник дырочным, выберем уравнение (1.60б) для неосновных

носителей - электронов. Наконец, ограничимся стационарным режимом, т.е. положим $\partial n / \partial t = 0$. С учетом всех этих оговорок уравнение (1.60б) после деления обеих его частей на величину D и с учетом соотношения $D = \mu \varphi_T$ приводится к виду

$$\frac{d^2 \Delta n}{dx^2} + \frac{E}{\varphi_T} \cdot \frac{d\Delta n}{dx} - \frac{\Delta n}{L^2} = 0 \quad (1.75)$$

Введем безразмерный коэффициент поля, характеризующий напряженность E :

$$\theta = \frac{EL}{2\varphi_T}. \quad (1.76)$$

С использованием этого коэффициента дифференциальное уравнение принимает следующий вид:

$$\frac{d^2 \Delta n}{dx^2} + 2\frac{\theta}{L} \cdot \frac{d\Delta n}{dx} - \frac{\Delta n}{L^2} = 0. \quad (1.77)$$

Решение для (1.77) будет таким же, как (1.68), но диффузионная длина L заменяется на величину

$$L_Z = \frac{L}{\sqrt{\theta^2 + 1 + \theta}}, \quad (1.78)$$

т.е.

$$\Delta n(x) = \Delta n(0) \exp\left(-\frac{x}{L_Z}\right). \quad (1.79)$$

Формула (1.79) выведена применительно к дырочному полупроводнику, у которого неосновные носители – электроны. Для электронного полупроводника, у которого неосновные носители – дырки, в знаменателе должен стоять минус.

Величину L_Z называют *глубиной затягивания*. При комбинированном движении она играет ту же роль, что и длина диффузии при чисто диффузионном движении. Однако количественно эти два параметра

различаются; а именно, если поле *ускоряющее* (для электронов это значит $E < 0$ и $\theta < 0$), то $L_Z > L$, т.е. носители проникают в кристалл глубже, чем в отсутствие поля. При тормозящем поле, наоборот, $L_Z < L$ и носители проникают в кристалл на меньшую глубину.

Условие почти чисто диффузионного движения является $\theta < 0,2 \div 0,3$, а условие почти чисто дрейфового $\theta > 2 \div 3$.

1.10 Эффект поля

Эффектом поля называют *изменение концентрации носителей, а значит проводимости в приповерхностном слое полупроводника под действием электрического поля*.

Слой с повышенной (по сравнению с объемом) концентрацией основных носителей называют *обогащенным*, а слой с пониженной их концентрацией – *обедненным*.

Сущность эффекта. Пусть между металлической пластинкой и полупроводником, разделенными диэлектриком (например, воздухом), задано напряжение U (рис. 1.7).

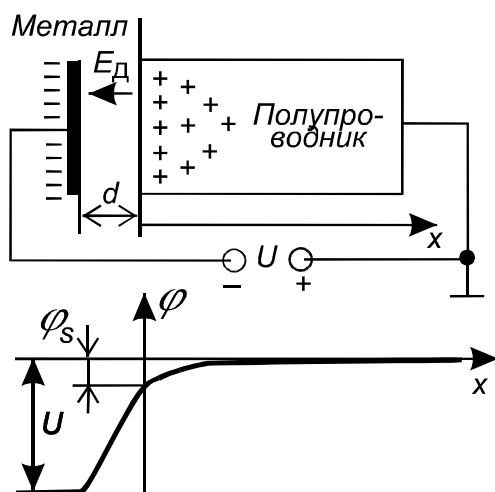


Рис. 1.7. Эффект поля

Ясно, что в системе металл-диэлектрик-полупроводника (МДП) протекание тока невозможно. Поэтому такая система равновесна и представляет собой своеобразный конденсатор, у которого одна из обкладок

полупроводниковая. На этой обкладке будет наведен такой же заряд, как и на металлической обкладке. Однако в отличие от металла *заряд в полупроводнике не сосредотачивается на поверхности, а распространяется на некоторое расстояние в глубь полупроводника.*

Электрическое поле, созданное напряжением U , распределяется между диэлектриком и полупроводником. Поле в диэлектрике E_0 постоянное (так как в диэлектрике нет объемных зарядов), а поле в полупроводнике заведомо непостоянное, так как заряд спадает от поверхности в глубь полупроводника.

Заряд в полупроводнике зависит от полярности приложенного напряжения. При отрицательной полярности наведенный заряд положительный. В дырочном полупроводнике положительный заряд обусловлен дырками, которые притянулись к поверхности, а в электронном полупроводнике – ионами доноров, от которых оттолкнулись электроны. Значит, в первом случае происходит *обогащение*, а во втором случае – *обеднение* приповерхностного слоя основными носителями. При положительной полярности напряжения, наоборот, в электронном полупроводнике происходит обогащение приповерхностного слоя электронами, а в дырочном – обеднение дырками и "обнажение" отрицательных ионов акцепторов.

Протяженность подвижных зарядов в обогащенном слое называют *длиной Дебая* или *дебаевской длиной*. Дебаевскую длину определяют также как *глубину проникновения электрического поля* в полупроводник.

Протяженность неподвижных зарядов ионов называют *глубиной обедненного слоя*.

Обогащенные и обедненные слои оказываются тем тоньше, чем больше концентрация примеси, а значит, концентрация основных носителей, т.е. тонкие слои свойственны низкоомным полупроводникам, а толстые – высокоомным.

Если принять потенциал в объеме полупроводника равным нулю, то потенциал поверхности будет отличен от нуля благодаря наличию зарядов между объемом и поверхностью. Разность потенциалов между поверхностью и объемом называют поверхностным потенциалом и обозначают через φ_S (рис. 1.7).

Следует отметить, что в отсутствие внешнего напряжения поверхностный потенциал не падает до нуля, а имеет конечную равновесную величину φ_{SO} . Она обусловлена наличием поверхностных состояний, которые способны захватывать или отдавать электроны на сравнительно длительное время. На величину φ_{SO} влияет также контактная разность потенциалов *между металлом и полупроводником*.

Поле в диэлектрике возрастает при уменьшении расстояния d (рис.1.7) и может наступить пробой диэлектрика. При этом структура МДП перестает быть аналогом конденсатора: обмен носителями через диэлектрик вызывает протекание тока, а значит, нарушает равновесное состояние. Наличие тока приводит к уменьшению зарядов на "обкладках" вплоть до их полного исчезновения при соприкосновении металла с полупроводником, когда в системе протекает обычный ток проводимости.

Эффект поля в собственном и примесном полупроводниках. В собственном полупроводнике длина Дебая определяется как

$$l_{Di} = \sqrt{\frac{\varepsilon\varepsilon_0\varphi_T}{2qn_i}}, \quad (1.80)$$

где n_i – собственная концентрация.

Особенностью эффекта поля в примесных полупроводниках по сравнению с собственным полупроводником является возможность получения как обогащенных, так и обедненных слоев.

Режим обогащения соответствует такой полярности приложенного напряжения, при которой основные носители притягиваются к поверхности. При этом дебаевская длина имеет вид

$$l_D = \sqrt{\frac{\varepsilon \varepsilon_0 \varphi_T}{qN}}, \quad (1.81)$$

где N – концентрация ионизированной примеси (донорной или акцепторной).

Поскольку $N \gg n_i$, дебаевская длина значительно меньше, чем в собственном полупроводнике. Кроме того, она практически не зависит от материала. Полагая $N = 10^{16} \text{ см}^{-3}$, получаем из (1.81) типичное значение $l_D \approx 0,04 \text{ мкм}$. Как видим, поле проникает в примесные полупроводники на ничтожную глубину.

Если применить формулу (1.81) к металлам (хотя это не совсем правомерно), то при свойственных им огромным концентрациям свободных носителей $10^{22} - 10^{23} \text{ см}^{-3}$ дебаевская длина лежит в пределах десятых долей нанометра.

Режим обеднения соответствует такой полярности приложенного напряжения, при которой основные носители отталкиваются от поверхности. В этом случае поверхностный потенциал может иметь гораздо большие значения, чем в режиме обогащения. Протяженность обедненного слоя определяется как

$$l_0 = \sqrt{\frac{2\varepsilon \varepsilon_0 |\varphi_s|}{qN}}. \quad (1.82)$$

Хотя структура выражений (1.81) и (1.82) одинакова, между ними есть и существенная разница: дебаевская длина зависит только от свойств материала, тогда как протяженность обедненного слоя зависит еще и от приложенного напряжения, поскольку от него зависит потенциал φ_s . Обычно величина l_0 в несколько раз превышает величину l_D .

С ростом напряжения основные носители продолжают отталкиваться (а обедненный слой расширяться), но одновременно к поверхности притягиваются неосновные носители. Когда нарастающий заряд неосновных

носителей превысит заряд оставшихся основных, *изменится тип проводимости приповерхностного слоя*. Этот случай характеризуют термином инверсия типа проводимости, а слой, образованный неосновными носителями, называют *инверсионным слоем*.

2. Електронні і напівпровідникові прилади.

2.1 Пасивні елементи електроніки.

Резистор - це елемент електричного кола, який має власний опір. Практично ні одна електрична схема не обходиться без цих елементів. Найбільш широке розповсюдження здобули резистори постійного опору, рідше змінні резистори (опір яких може регулюватися рухомим контактом).

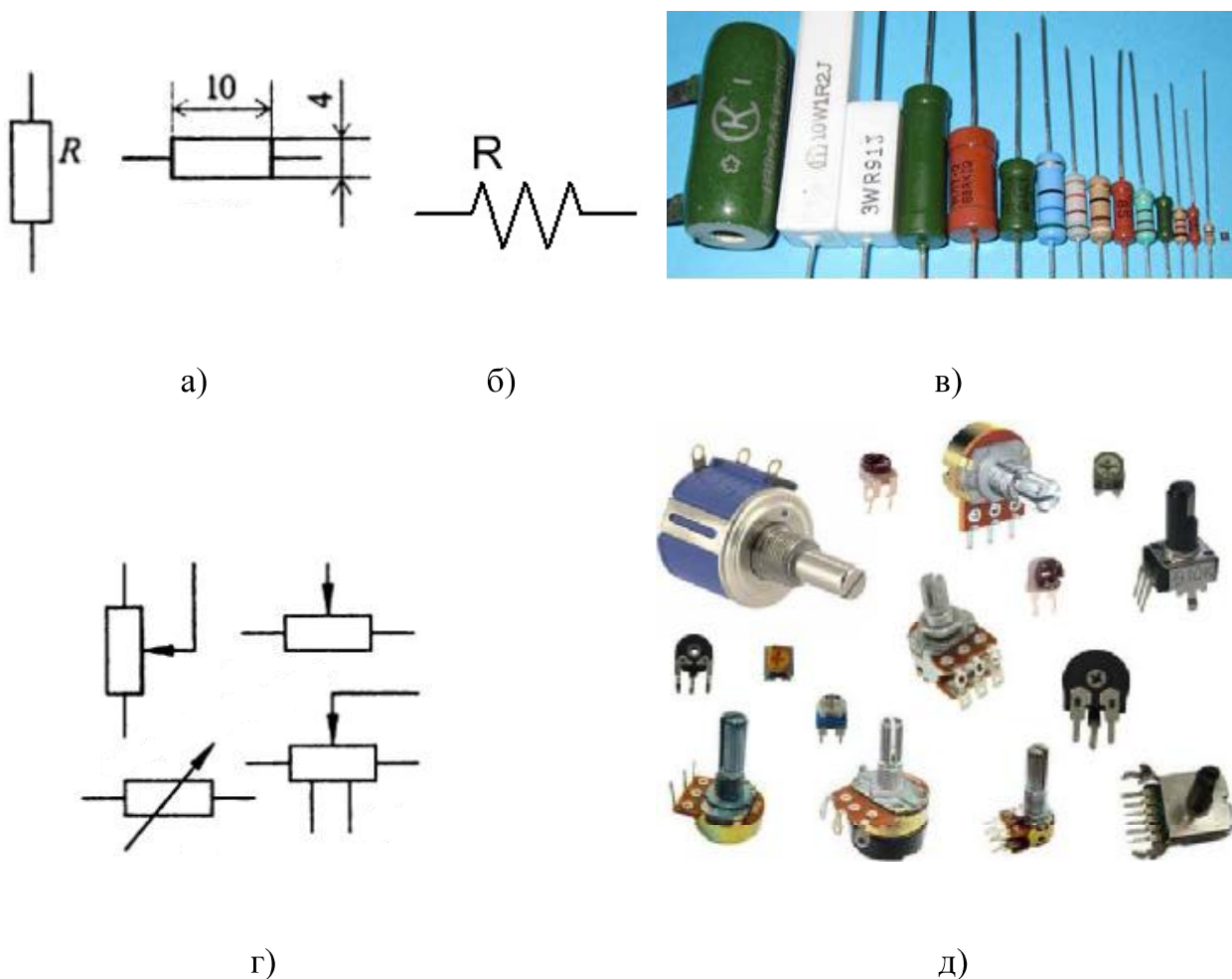


Рисунок 2.1. Резистори: а) постійний резистор (умовне позначення); б) постійний резистор на схемах імпорتنих приладів; в) постійні резистори (зовнішній вигляд); г) змінний резистор (умовне позначення); д) змінні резистори (зовнішній вигляд).

В залежності від виду резистивного елемента резистори поділяються на дротові та бездротові. Дротові резистори виготовляють з високоомного дроту (манганін, константан, ніхром), що намотаний на діелектричний каркас. Бездротові резистори виготовляють з високоомного матеріалу (метал, оксидні з'єднання) шляхом його напилення на ізоляційну основу (керамічний стержень, на кінцях якого закріпленні вивідні контакти).

Основними характеристиками резистора є номінальний опір, номінальна потужність розсіювання (найбільша потужність, яку резистор може тривалий час витримувати і розсіювати у вигляді тепла), відхилення дійсного опору від номінального.

Маркування потужності можна визначити за розміром елемента. На схемах в середині умовного графічного позначення вказують символічне позначення потужності (рисунок 2.2). На резисторах типу МЛТ, потужність вказувалася, починаючи від одного вата: МЛТ-1 МЛТ-2 і МЛТ-3 відповідно.

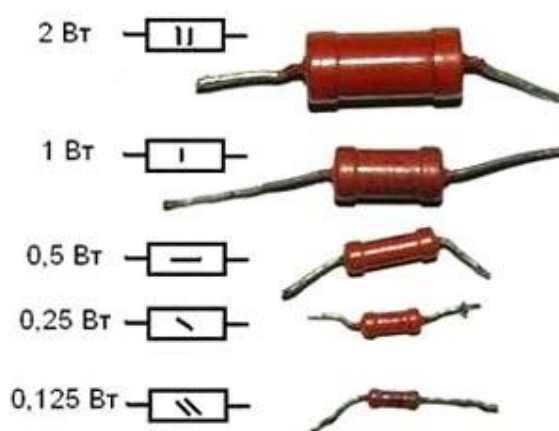


Рисунок 2.2. Маркування потужності резистора.

Опис маркування значення номінального опору буває трьох видів.

Перший - це цифрове маркування резисторів. Він використовується тільки для елементів, номінал яких менш 999 Ом. Наприклад, такий запис номінального опору буде мати наступний вигляд: 15; 150; 200. При цьому за замовчуванням прийнято, що номінал записаний в омах.

Другий вид - символний (цифрово-буквен) кодування. При цьому виді маркування виключається такий символ, як кома. Замість неї використовують букви латинського алфавіту R(E), K, M. В тому випадку, коли при записі номінального опору використовується літера R (E), необхідно помножити число на 1; якщо K - то помножити на 1000; якщо літера M - то необхідно помножити на 1000000. Наприклад, номінальний опір 150R - означає 150Ом; 5K6 -означає 5600Ом; 1M5 - означає 1500 кОм.

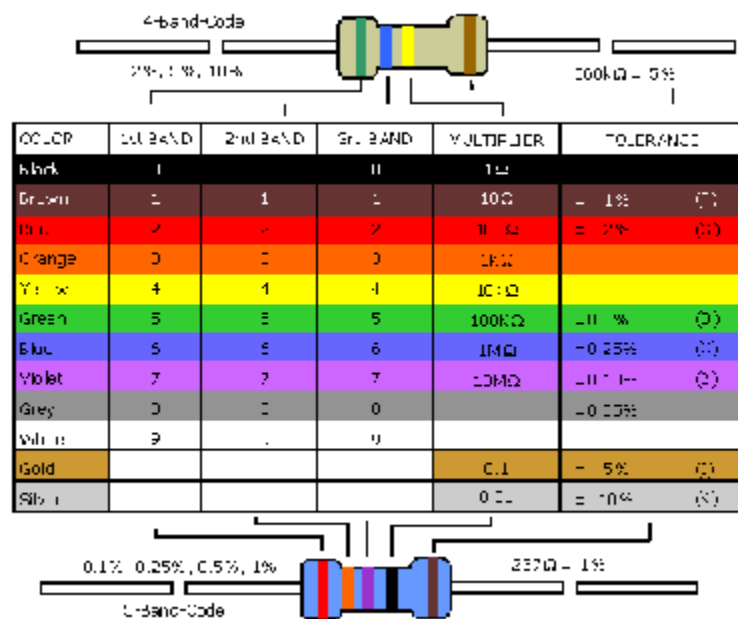


Рисунок 2.3. Кольорове маркування номіналу опорів резисторів.

Кольорове маркування резисторів Для декодування такого виду позначень необхідно визначити початок відліку. В сучасних елементах остання смуга буває або золотистого або сріблястого кольорів. Ця смуга означає точність резистора (5% або 10%), якщо маркування складається з трьох смуг, точність таких елементів складає 20%. У всіх типах колірної коду 1 і 2 смуги - це значення елемента. Коли штрихування складається з 3-4 смуг, то третя позначає число, на яке потрібно помножити номінальне значення. Якщо кодова штрихування резисторів містить 5 смуг, то третя теж відноситься до номіналу, а четверта означає множник, п'ята смуга -

точність. Якщо кодування складається з шести смуг, то остання - це надійність елемента або температурний коефіцієнт.

Маркування SMD (прилади, що монтуються на поверхню плати) резисторів ділиться на три типи: з 3 цифр, з 4 цифрами та з 3 символами. У першому випадку перші 2 цифри позначають номінал елемента у Ом, а остання - кількість нулів. Наведемо приклад: цифри на опорі 102 будуть означати 1000 Ом. У другому типі перші 3 цифри вказують номінал елемента в Ом, остання - кількість нулів. Код на резисторі 5602 означає 56000 Ом (56кОм). Третій вид запису означає: перші 2 цифри - це номінал Ом, який взято з кодової таблиці, а останній символ - множник: $S=10^{-2}$; $R=10^{-1}$; $B=10$; $C=10^2$; $D=10^3$; $E=10^4$; $F=10^5$.



Рисунок 2.4. SMD резистор.

Конденсатори - елемент з двох чи більше електродів (обкладок), які розділені діелектриком, товщина якого менша у порівнянні з розміром обкладок. Така система має взаємну електричну ємність і здатна зберігати електричний заряд. Конденсатор є пасивним електронним компонентом і широко застосовується в електронних схемах для блокування постійного струму, пропускаючи змінний струм. Конденсаторам знаходиться використання практично у всіх галузях електротехніки. Конденсатори використовуються як фільтри при перетворенні змінного струму на постійний. При з'єднанні конденсатора з котушкою індуктивності утворюється коливальний контур, який використовується у пристроях прийому-передачі. За допомогою конденсаторів можна отримувати імпульси великої потужності, наприклад, у фотоспалахах. Оскільки конденсатор здатний довгий час зберігати заряд, то його можна використовувати як елемент пам'яті. Цей принцип використовує динамічна оперативна пам'ять.

Основна класифікація конденсаторів проводиться за типом діелектрика в конденсаторі. Тип діелектрика визначає основні електричні параметри конденсаторів:

опір ізоляції, стабільність ємності, величину втрат тощо. За видом діелектрика розрізняють:

- вакуумні конденсатори (обкладки без діелектрика знаходяться у вакуумі);
- конденсатори з газоподібним діелектриком;
- конденсатори з рідким діелектриком;
- конденсатори з твердим неорганічним діелектриком: скляні, слюдяні, керамічні, тонкошарові із неорганічних плівок (K10, K15, K26, K32,);
- конденсатори з твердим органічним діелектриком: паперові, металопаперові, плівкові, комбіновані (K41, K42, K71, K72);
- електролітичні та оксидо-напівпровідникові конденсатори. Як діелектрик використовується шар оксиду металу. Наприклад для конденсаторів оксидо-алюмінієвих (K50) це Al_2O_3 , а для оксидо-танталових (K51) — Ta_2O_5 . Однією обкладинкою слугує металева фольга (анод), а друга (катод) — це або електроліт (у електролітичних конденсаторах) або шар напівпровідника (у оксидо-напівпровідникових), нанесений безпосередньо на оксидний шар. Анод виготовляється, в залежності від типу конденсатора, з алюмінієвої, ніобієвої чи танталової фольги. Такі конденсатори відрізняються від інших типів перш за все своєю великою питомою ємністю, але здатні працювати при відносно низьких напругах і мають значні діелектричні втрати.

Крім того, конденсатори розрізняються за можливістю зміни своєї ємності:

- постійні конденсатори — основний клас конденсаторів, який має сталу ємність (окрім як зменшення з часом використання);
- змінні конденсатори — конденсатори, які дозволяють зміни ємності в процесі функціонування апаратури. Керування ємністю може відбуватися механічно, електричною напругою (варіконди) та температурою (термоконденсатори). Використовуються, наприклад, у радіоприймачах для налаштування частоти резонансного контуру.
- конденсатори підлаштування — конденсатори, ємність яких змінюється при разовому чи періодичному регулюванні і не змінюється в процесі функціонування апаратури. Їх використовують для підлаштування та

вирівнювання початкових ємностей сполучених контурів, для періодичного підлаштування та регулювання ланцюгів схем, де потрібна незначна зміна ємності.

В залежності від призначення конденсатори можна умовно розділити на конденсатори загального та спеціального призначення. Конденсатори загального призначення використовуються практично у більшості видів і класів апаратури. Традиційно до них відносять найбільш розповсюджені низьковольтні конденсатори, до яких не висуваються особливі вимоги. Решта конденсаторів є спеціальними. До них відносяться високовольтні, імпульсні, дозиметричні, пускові та інші конденсатори.

За способом монтажу конденсатори поділяються на елементи навісного монтажу і поверхневого (друкованого), а також для використання у складі мікросхем та мікромодулів. Виводи конденсаторів для навісного монтажу можуть бути жорсткими або м'якими, аксіальними або радіальними з дроту чи стрічки, у вигляді петлюнок, кабельного вводу, шпильок чи опорних гвинтів. У більшості конденсаторів одна з обкладок сполучається з корпусом, який служить другим виводом.

Основною характеристикою конденсатора є його електрична ємність (точніше номінальна ємність), яка визначає накопичений заряд. Типові значення ємності конденсаторів складають від одиниць пікофарад до сотень мікрофарад. Але існують конденсатори з ємністю десятків фарад. Для отримання великих ємностей конденсатори з'єднують паралельно. Загальна ємність батареї паралельно з'єднаних конденсаторів дорівнює сумі ємностей всіх конденсаторів, які входять у батарею.

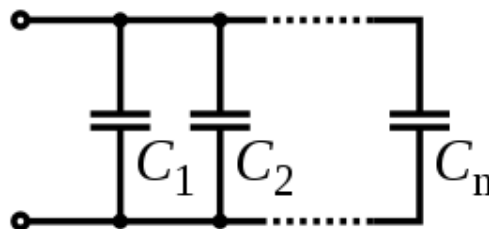


Рисунок 2.5. Паралельне з'єднання конденсаторів.

При послідовному з'єднанні конденсаторів заряди усіх конденсаторів однакові. Загальна ємність батареї послідовно з'єднаних конденсаторів дорівнює

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_n}}$$

Ця ємність завжди менша мінімальної ємності конденсатора, який входить в батарею. Але при послідовному з'єднанні зменшується загроза пробою конденсаторів, оскільки на кожний конденсатор надходить лише частина різниці потенціалів джерела напруги.

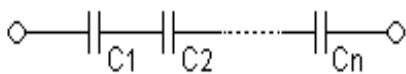


Рисунок 2.6. Послідовне з'єднання конденсаторів.

Як бачите, послідовне і паралельне з'єднання конденсаторів є повною протилежністю послідовного і паралельного з'єднання резисторів. Якщо послідовне з'єднання резисторів збільшує загальний опір, то послідовне з'єднання конденсаторів навпаки, зменшує загальну ємність. Якщо паралельне з'єднання резисторів зменшує загальний опір, то паралельне з'єднання конденсаторів навпаки, збільшує загальну ємність.

Іншою не менш важливою характеристикою конденсаторів є номінальна напруга - значення електричної напруги, при якому він може працювати у заданих умовах під час строку служби із зберіганням параметрів у допустимих межах. Номінальна напруга залежить від конструкції конденсатора і властивостей застосованих матеріалів. При експлуатації напруга на конденсаторі не повинна перевищувати допустимої. Для більшості типів конденсаторів із збільшенням температури допустима напруга знижується. Напругу, при якій впродовж 1-5 с виникає пробій, називають пробивною. Допустиму робочу напругу обирають у 3-10 разів меншою за пробивну.

Умовні графічні позначення конденсаторів на електричних схемах повинні відповідати ГОСТ 2.728-74 (таблиця 2.1) або міжнародному стандарту IEEE 315-1975. Літерне позначення конденсаторів на електричних схемах відповідно ГОСТ 2.710-81

складається з латинської літери «С» і порядкового номера елемента (цифрове позначення), починаючи з одиниці, в межах групи елементів, наприклад: С1, С2...Сn.

Номинальні значення ємностей стандартизовані. Міжнародною електротехнічною комісією (ІЕС) для ємностей встановлено 7 рядів переважних чисел серії Е: Е3, Е6, Е12, Е24, рідше Е48, Е96, Е192. Номинальну ємність вказують у вигляді конкретного значення, вираженого у пікофарадах (пФ) або мікрофарадах (мФ) ($1 \text{ мкФ} = 10^6 \text{ пФ}$). При ємності до 0,01 мкФ, вона вказується у пікофарадах, при цьому можна не вказувати одиницю вимірювання (пФ). При зазначенні номіналу ємності в інших одиницях вказують одиницю вимірювання. Фактичне значення ємності може відрізнитись від номінального на величину відхилення.

Для електролітичних конденсаторів, а також для високовольтих конденсаторів на схемах, після вказання номіналу ємності, вказують їх максимальну робочу напругу у вольтах (В) чи кіловольтах (кВ). Наприклад: «10 мкФ х 10 В».

Таблиця 2.1. Умовні графічні позначення конденсаторів.

Позначення за ГОСТ 2.728-74	Опис
	Конденсатор сталої ємності
	Поляризований конденсатор
	Поляризований електролітичний конденсатор
	Підлаштувальний конденсатор змінної ємності
	Конденсатор змінної ємності

Маркування конденсаторів може бути літерно-цифровим, яке включає умовне позначення (тип) конденсатора, номінальну напругу, ємність, відхилення ємності, групу ТКЕ (температурний коефіцієнт ємності, який характеризує залежність ємності конденсатора від температури), місяць та рік виготовлення.

Кодоване значення ємності містить 3-4 знаки. Літера коду позначає десяткову крапку. Номінальну ємність 0...999пФ виражають в пікофарадах з позначенням літерою «р» (наприклад, 150р); від 1000 до 999999 пФ - в нанофарадах з позначенням літерою «п» (наприклад, n150); від 1 до 999 мкФ - в мікрофарадах з позначенням літерою «μ» (наприклад, 1μ5); від 1000 до 999999 мкФ - в міліфарадах з позначенням літерою «т» (наприклад, m100); більше цього значення - у фарадах з позначенням літерою «F».

Після значення номінальної ємності конденсатора вказується кодова літера відхилення ємності, за нею - кодова літера групи ТКЄ. Так, 33pKL означає, що конденсатор має ємність 33 пФ з допуском $\pm 10\%$ та температурною нестабільністю - $75 \cdot 10^{-6} \text{K}^{-1}$. Далі може бути вказана кодова літера номінальної напруги.



Рисунок 2.7. Зовнішній вигляд різних типів конденсаторів.

Трансформатори та котушки індуктивності. В електронних пристроях використовують переважно однофазні трансформатори малої потужності. Трансформатор - статичний електромагнітний пристрій, що має дві або більше індуктивно зв'язані обмотки і призначений для перетворення за допомогою електромагнітної індукції однієї або кількох систем (напруг) змінного струму в одну

або декілька інших систем (напруг) змінного струму без зміни частоти системи (напруги) змінного струму. Найбільше розповсюдження здобули мережеві трансформатори живлення, узгоджувальні трансформатори, а також імпульсні трансформатори.

Для живлення різних вузлів електроприладів потрібні найрізноманітніші напруги. В основі блоків електроживлення у пристроях, які потребують кілька напруг різної величини, використовуються мережевий трансформатор живлення з декількома вторинними обмотками. Трансформатори на 50-60Гц є однією з найважчих деталей багатьох приладів. Розмір трансформатора можна зменшити, якщо збільшити частоту змінного струму. Тому сучасні імпульсні блоки живлення при однаковій потужності є значно легшими. У схемах живлення сучасних радіотехнічних та електронних пристроїв широко застосовуються високочастотні імпульсні трансформатори. В імпульсних блоках живлення змінну напругу мережі спершу випрямляють, а потім за допомогою інвертора перетворюють на високочастотні імпульси. Система управління за допомогою широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) дозволяє стабілізувати напругу. Після чого імпульси високої частоти подаються на імпульсний трансформатор, на виході з якого, після випрямлення і фільтрації отримують стабільну постійну напругу. Незважаючи на свої недоліки мережевий трансформатор живлення на 50-60 Гц, продовжують використовувати в схемах живлення, в тих випадках, коли необхідно забезпечити мінімальний рівень високочастотних перешкод, наприклад при високоякісному звуковідтворенні.

Узгоджувальний трансформатор призначений для вмикання між двома колами з різними **імпедансами** з метою оптимізації потужності сигналу, що пересилається. Одночасно узгоджувальний трансформатор забезпечує створення гальванічної розв'язки між ділянками схем. Узгоджувальні трансформатори за особливостями використання поділяють на вхідні, вихідні та проміжні.

Більш детальна інформація про трансформатори розглядається у курсі "Електричні машини і апарати".

До числа елементів, без яких неможливо побудувати радіоприймач, телевізор, та багато інших радіоприладів, відносяться котушки індуктивності і дроселі. Котушка індуктивності - елемент електричного кола, що являє собою сукупність витків,

призначений для використання його індуктивності. Котушка індуктивності має вигляд звернутого у спіраль ізольованого дроту, що має значну індуктивність при відносно великій електричній провідності та малому активному опорі. Дріт може намотуватись на каркас з діелектрика циліндричної, тороїдальної або прямокутної форми. Котушки призначені для перетворення енергії змінного електричного поля в енергію змінного магнітного поля і навпаки, створення реактивного індуктивного опору змінному струму. За використанням котушки поділяють на: контурні, зв'язку і дроселі. Перші використовують у коливальних контурах, другі – для зв'язку електричних кіл, треті - для розділення постійного та змінного струмів. За характером зміни індуктивності котушки бувають постійної індуктивності, підстроювальні, зі змінною індуктивністю (варіометри), які відрізняються від підстроювальних ширшим діапазоном зміни номіналу.

Для збільшення індуктивності котушка здебільшого намотується на феромагнітне осердя з електротехнічної сталі, пермалою, карбонільного заліза, феритів. Котушку без осердя називають соленоїдом. Осердя використовують також для зміни індуктивності резонансних контурів в невеликих межах. Спеціальні котушки, що використовуються в певних електричних колах, називають дроселями. До основних параметрів котушок індуктивності належать: номінальне значення індуктивності, допустиме відхилення індуктивності, максимальний струм котушки, опір втрат, номінальна добротність, температурний коефіцієнт індуктивності (TKL), власна ємність, робочий діапазон температур. Їх найважливішою характеристикою є індуктивність. У колах змінного струму котушки і дроселі поведуться як резистори, опір яких зростає із збільшенням частоти. Оскільки котушки працюють на високих частотах і призначені переважно для створення в електричних колах реактивного індуктивного опору змінному струмові, забезпечення між ними електромагнітного зв'язку, високої вибіркової коливальних контурів, то для них основними є частотні характеристики, які виражають залежності їх реактивного та активного опорів, а також опору втрат у власній ємності та добротності від частоти. Реактивний опір котушки змінному струмові прямопропорційно збільшується зі збільшенням частоти струму. Індуктивність вимірюють у генрі (Гн), мілігенрі ($1 \text{ мГн} = 10^{-3} \text{ Гн}$), мікрогенрі ($1 \text{ мкГн} = 10^{-6} \text{ Гн}$) і наногенрі ($1 \text{ нГн} = 10^{-9} \text{ Гн}$). Індуктивність котушок, що використовуються

в коливальних контурах радіомовних приймачів, залежно від діапазону частот становить від часток і одиниць мікрогенрі (УКВ і КВ) до декількох мілігенрі (ДВ).

У радіоприймальної і радіопередавальній апаратурі нерідко застосовують котушки з регульованою індуктивністю, які є основним органом налаштування коливального контуру в широкому діапазоні частот. Частина витків такої котушки намотують на каркасі більшого діаметру, а іншу частину – на каркасі меншого діаметру. Малу котушку поміщають всередину великої і закріплюють на валу, вісь якого перпендикулярна осі великої котушки, а виводи обмоток з'єднують послідовно. При повороті валика взаємний вплив котушок змінюється, а в результаті змінюється і індуктивність. Такі пристрої отримали назву варіометрів. Умовні зображення і позначення котушок на схемах наведено на рисунку 2.8.

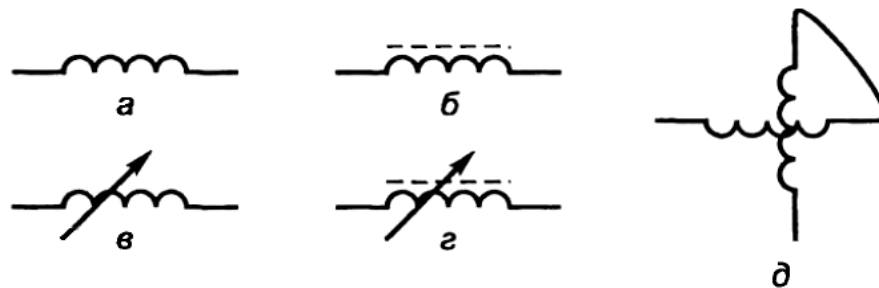


Рисунок 2.8. Умовні зображення котушок на схемах: а, б - котушки за відсутності та наявності магнітодіелектричного осердя; в, г - підстроювальні котушки; д – варіометр.

Контрольні запитання

1. Дайте визначення резистора, призначення.
2. Основні параметри резисторів, умовне позначення, маркування.
3. Дайте визначення конденсатора, їх класифікація, призначення.
4. Основні параметри конденсаторів, умовне позначення та маркування.
5. Дайте визначення трансформаторів, їх класифікація, призначення, основні параметри.
6. Дайте визначення котушок індуктивності, призначення, основні параметри.

2.2 Напівпровідникові діоди.

Напівпровідниковий діод – це електроперетворювальний напівпровідниковий прилад з одним електричним переходом і двома виводами, в якому використовуються властивості р-n-переходу.

Напівпровідникові діоди класифікуються:

- за призначенням: випрямні, високочастотні імпульсні, стабілітрони, варикапи, фотодіоди, світлодіоди та ін.;
- за конструктивно – технологічними особливостями: площинні і точкові;
- за типом вихідного матеріалу: германієві, кремнієві, арсеніде-галієві та ін.

У точковому діоді, що побудований за технологією метал-напівпровідник використовується пластинка германію або кремнію з електропровідністю n-типу (рисунок 2.9), завтовшки 0,1...0,6 мм і площею 0,5...1,5 мм²; з пластинкою стикається загострена проволочка (голка) з нанесеною на неї акцепторною домішкою. При цьому з голки в основний напівпровідник дифундують домішки, які створюють р-область. Таким чином, біля голки утворюється мініатюрний р-n-перехід напівсферичної форми.

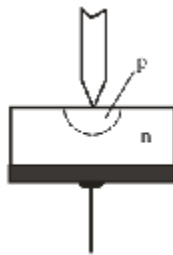


Рисунок 2.9. Будова точкових діодів.

У площинних діодах р-n-перехід утворюється двома напівпровідниками з різними типами електропровідності, причому площа переходу у різних типів діодів лежить в межах від сотих долей квадратного міліметра до декількох десятків квадратних сантиметрів (силові діоди). Площинні діоди виготовляються методами сплаву (вплавлення) або дифузії (рисунок 2.10).

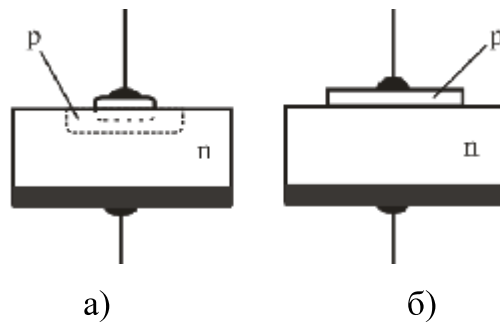


Рисунок 2.10. Будова площинних діодів: а - виготовлений сплавним методом;
б - виготовлений дифузійним методом

Випрямний діод – це напівпровідниковий діод, який призначений для перетворення змінного струму в постійний. Випрямні діоди виконуються на основі р-п-переходу і мають дві області. У основі роботи випрямних діодів лежить властивість односторонньої провідності р-п-переходу, яке полягає в тому, що останній добре проводить прямий струм (має малий опір) і практично не проводить зворотній струм (має дуже високий опір). Це пояснюється тим, що прямий струм діода створюється основними, а зворотний – неосновними носіями заряду. Концентрація основних носіїв заряду на декілька порядків перевищує концентрацію неосновних носіїв, чим і обумовлюються вентильні властивості діода.

Основні параметри випрямних напівпровідникових діодів:

- прямий струм діода $I_{\text{пр}}$, який нормується при певній прямій напрузі;
- максимально допустимий прямий струм $I_{\text{пр max}}$ діода;
- максимально допустима зворотна напруга діода $U_{\text{зв max}}$, при якій діод ще може нормально працювати тривалий час;
- постійний зворотний струм $I_{\text{зв}}$, що протікає через діод при зворотній напрузі, рівній $U_{\text{зв max}}$;
- середній випрямлений струм $I_{\text{в,серед}}$, який може тривало проходити через діод при допустимій температурі його нагріву;
- максимально допустима потужність P_{max} , що розсіюється діодом, при якій забезпечується задана надійність діода.

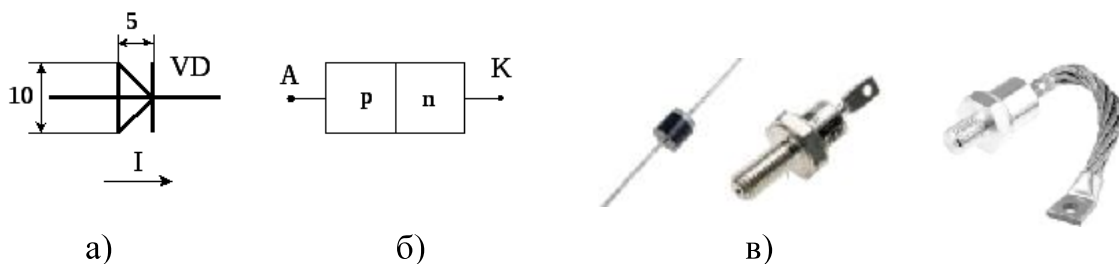


Рисунок 2.11. Випрямний діод: а - умовне графічне та літерне позначення; б - структура р-п-переходу; в - зовнішній вигляд.

Для збереження працездатності германієвого діода його температура не повинна перевищувати $+85^{\circ}\text{C}$. Кремнієві діоди можуть працювати при температурі до $+150^{\circ}\text{C}$. Падіння напруги при пропусканні прямого струму у германієвих діодів складає $\Delta U_{\text{пр}} = 0,3 - 0,6 \text{ В}$, у кремнієвих діодів – $\Delta U_{\text{пр}} = 0,8 - 1,2 \text{ В}$.

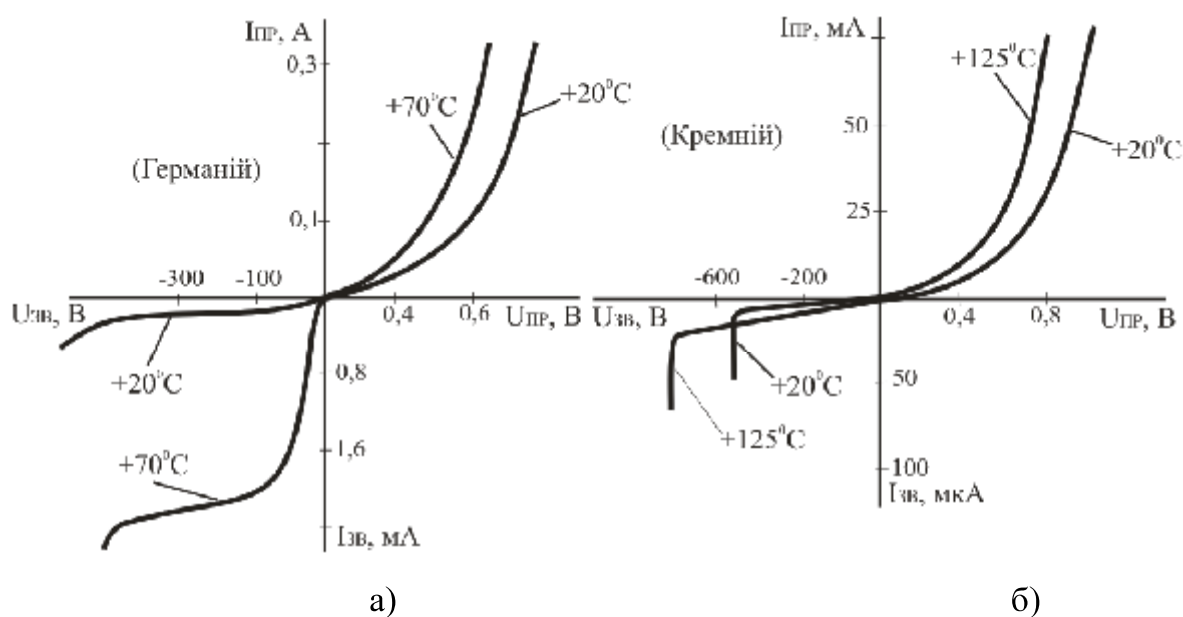


Рисунок 2.12 – Вольт-амперні характеристики напівпровідникових діодів при різних температурах: а - для германієвого діода; б - для кремнієвого діода

У разі прикладення до діода зворотної напруги в декілька сотень вольт зовнішнє електричне поле в запираючому шарі стає настільки сильним, що здатне вирвати

електрони з валентної зони в зону провідності (ефект Зенера). Зворотний струм при цьому різко збільшується, що викликає нагрів діода, подальше зростання струму і, нарешті, тепловий пробій (руйнування) р-п-переходу. Допустима зворотна напруга германієвих діодів досягає 100 – 400 В, а кремнієвих діодів 1000 – 1500 В.

Випрямні діоди застосовуються для випрямлення змінного струму в постійний, для обмеження паразитних викидів напруги та як елементи електричної розв'язки електричних кіл. В деякому потужному перетворювальному устаткуванні вимоги до середнього значення прямого струму та зворотної напруги перевищують номінальне значення параметрів існуючих діодів. У цих випадках задача вирішується паралельним або послідовним з'єднанням діодів.

Паралельне з'єднання діодів застосовують у тому випадку, коли потрібно отримати прямий струм, більший граничного струму одного діода. Для вирівнювання струмів використовують діоди з малою відмінністю характеристик (проводять їх підбір по провідності) або послідовно з діодами включають резистори з опором в одиниці Ом.

Послідовне з'єднання діодів застосовують для збільшення сумарної допустимої зворотної напруги. Для того, щоб зворотна напруга розподілялася рівномірно між діодами незалежно від їх зворотних опорів, застосовують шунтування (з'єднання в паралель) діодів резисторами.

Згідно з ОСТ 11 336.919-81 існує система позначень, складається з чотирьох елементів. Перший елемент (буква або цифра) вказує вихідний напівпровідниковий матеріал, з якого виготовлений діод: Г або 1 – германій, К або 2 – кремній, А або 3 – арсенід галію, І або 4 – фосфід індію. Другий елемент – буква, що показує клас або групу діода. Третій елемент – Число, що визначає призначення або електричні властивості діода. Четвертий елемент вказує порядковий номер технологічної розробки діода і позначається від А до Я. Наприклад, діод КД202А розшифровується: К – матеріал, кремній, Д – діод випрямний, 202 – призначення і номер розробки, А – різновид.

Умовне позначення діода (анод і катод) вказує, як потрібно підключати діод на платах пристроїв. Діод має два виводи, один з яких катод (мінус), а інший – анод (плюс). Умовне графічне зображення на корпусі діода наноситься у вигляді стрілки,

що вказує прямий напрямок, якщо стрілки немає, то ставиться знак «+». При нанесенні колірного коду, кольорову мітку, точку або смужку наносять ближче до анода. Для деяких типів діодів використовується кольорове маркування у вигляді крапок і смужок.

На верхній грані корпусу SMD діодів вказується тип діода, а широка полоса контрастного кольору вказує катод «-» (для більшості імпортованих діодів).

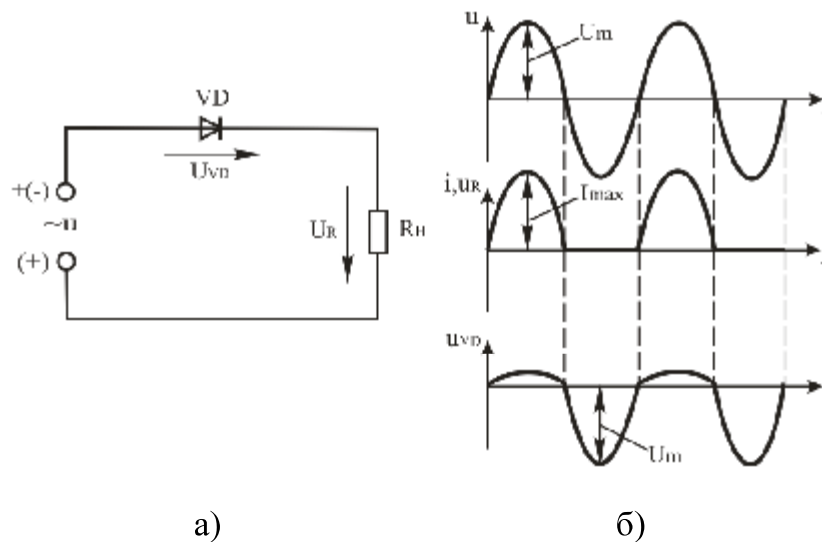


Рисунок 2.13. Однофазний однонапівперіодний випрямляч: а – схема; б – часові діаграми роботи.

Проста схема для випрямлення змінного струму показана на рисунку 2.13а. У ній послідовно з'єднані джерело змінної ЕРС, діод VD і резистор навантаження R_n . Ця схема випрямлення називається однонапівперіодною. Робота випрямляча відбувається наступним чином. Протягом одного півперіоду напруга для діода є прямою і проходить струм, що створює на резисторі R_n падіння напруги U_R . Протягом наступного напівперіоду напруга для діода є зворотною, струму практично немає і напруга на резисторі $U_R = 0$. Таким чином, через діод, резистор навантаження проходить пульсуючий струм у вигляді імпульсів, що тривають півперіоду. Цей струм називають випрямленим струмом. Він створює на резисторі R_n випрямлену напругу. Графіки на рисунку 2.13б ілюструють процеси у випрямлячі.

Стабілітрон (діод Зенера) - різновид діодів, що в режимі прямих напруг, проводять струм як звичайні діоди, а при зворотній напрузі струм різко зростає тільки в області напруг близьких до пробою («зенерівська напруга»). Це і є напруга стабілізації. Прилад отримав назву на честь імені його першовідкривача Кларенса Зенера. Стабілітрони застосовуються для стабілізації напруги.

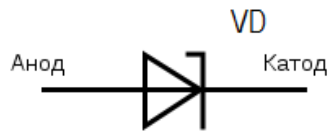


Рисунок 2.14 Умовне позначення стабілітрона.

Основні параметри стабілітронів:

- напруга стабілізації $U_{СТ}$ ($U_{СТ} = 1 - 1000 \text{ В}$);
- мінімальний $I_{СТ \text{ MIN}}$ і максимальний $I_{СТ \text{ MAX}}$ струми стабілізації ($I_{СТ \text{ MIN}} \approx 1,0-10 \text{ мА}$, $I_{СТ \text{ MAX}} \approx 0,05 - 2,0 \text{ А}$);
- максимально допустима розсіювана потужність P_{MAX} ;
- диференційний опір на ділянці стабілізації $r_d = \Delta U_{СТ} / I_{СТ}$, ($r_d \approx 0,5 - 200 \text{ Ом}$);
- температурний коефіцієнт напруги на ділянці стабілізації. ТКУ стабілітрона показує на скільки відсотків зміниться стабілізована напруга при зміні температури напівпровідника на 1°C , ($\text{ТКУ} = -0,5 \dots +0,2 \text{ \%}/^\circ\text{C}$).

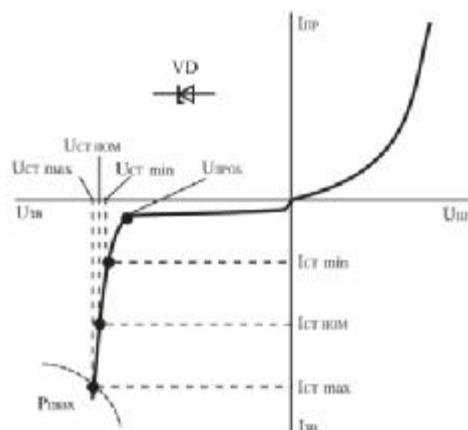


Рисунок 2.15. Вольт-амперна характеристика стабілітрона та його умовне графічне позначення.

Стабілітрони допускають послідовне увімкнення, при цьому результуюча стабілізуюча напруга дорівнює сумі напруги стабілітронів: $U_{СТ} = U_{СТ1} + U_{СТ2} + \dots$. Паралельне з'єднання стабілітронів недопустиме, оскільки через розкид характеристик і параметрів з усіх паралельно з'єднаних стабілітронів струм виникатиме тільки в одному, який має найменшу стабілізуючу напругу $U_{СТ}$, що викликає перегрів стабілітрона.

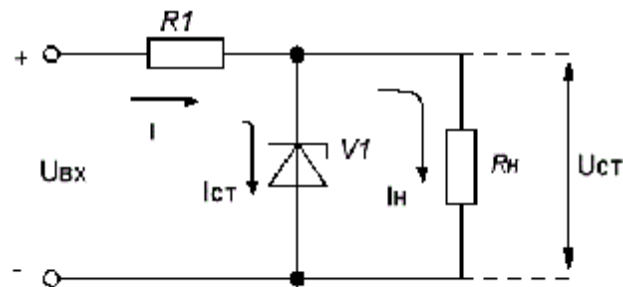


Рисунок 2.16. Схема стабілізатора напруги.

На рисунку 2.16 показана схема послідовного стабілізатора напруги, що виконаний на основі стабілітрона V1. Вхідна напруга $U_{вх}$ повинна бути більшою напруги, що потрібна для споживача (напруга стабілізації). При змінах вхідної напруги вихідна (напруга стабілізації $U_{ст}$) буде незмінною, а змінюватиметься струм через стабілітрон та падіння напруги на резисторі R1. Сума падіння напруги на опорі та стабілітроні дорівнює вхідній напрузі $U_{вх} = U_{R1} + U_{ст}$.

Варикап – це напівпровідниковий діод, в якому використовується залежність ємності від величини зворотної напруги і який призначений для застосування як елемент з електрично керованою ємністю. Варикапи широко застосовуються в різних схемах для автоматичного підстроювання частоти, в параметричних підсилювачах. Напівпровідниковим матеріалом для виготовлення варикапів є кремній.

Основні параметри варикапів:

- номінальна ємність C_B – ємність при заданій зворотній напрузі ($C_B = 10 - 500$ пФ);
- коефіцієнт перекриття по ємності ($K_C = 5 - 20$) – відношення ємності варикапа при двох заданих значеннях зворотної напруги

$$K_C = \frac{C_{MAX}}{C_{MIN}}$$

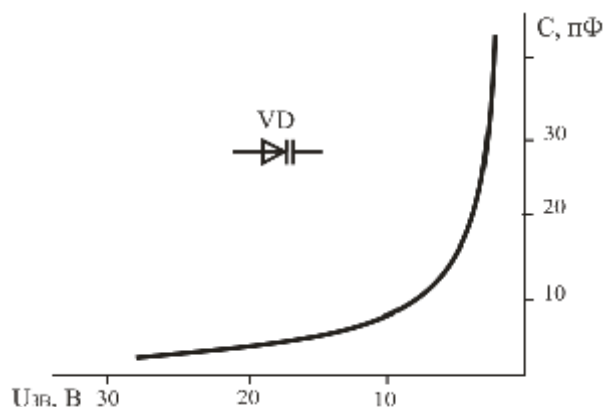


Рисунок 2.17. Вольт-фарадна характеристика варикапа та його умовне графічне позначення

Фотодіод - це приймач оптичного випромінювання, який перетворює подану на його фоточутливу область світло в електричний заряд за рахунок процесів в р-п-переході. Його можна класифікувати як напівпровідниковий діод, в якому використовується залежність його вольт-амперної характеристики від освітленості. Коли фотон, що має достатню енергію, потрапляє на фотодіод, в останньому відбувається внутрішній фотоефект: що призводить до зміни концентрації носіїв у зоні провідності (тобто зміні провідності) та виникненню фото ЕРС. Фотодіод може працювати в двох режимах: фотодіодний - із зовнішньою зворотною напругою та фотогальванічний (генераторний) - без зовнішньої напруги. Фотодіоди використовуються у різних пристроях як датчики світла.

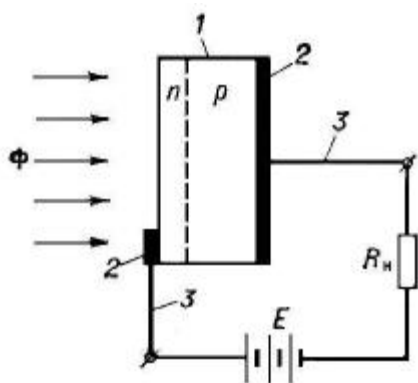


Рисунок 2.18. Структурна схема фотодіода і схема його включення при роботі у фотодіодному режимі: 1 - кристал напівпровідника; 2 - контакти; 3 - виводи; Φ - потік електромагнітного випромінювання; п і р - області напівпровідника відповідно з донорною і акцепторною домішками; E - джерело постійного струму; R_n - навантаження.

При роботі фотодіода у фотодіодному режимі джерело живлення вмикається на зворотну напругу. На рисунку 2.19 показано дану схему включення фотодіода і ВАХ

при різних рівнях освітленості. Струм і напруга на навантажувальному резисторі R_n можуть бути визначенні графічно по точкам перетину ВАХ фотодіода і лінії навантаження, що відповідає опору резистора R_n . При відсутності освітленості фотодіод працює в режимі звичайного діода. Темновий струм у германієвих фотодіодів рівний 10 - 30 мкА, у кремнієвих 1 - 3 мкА.

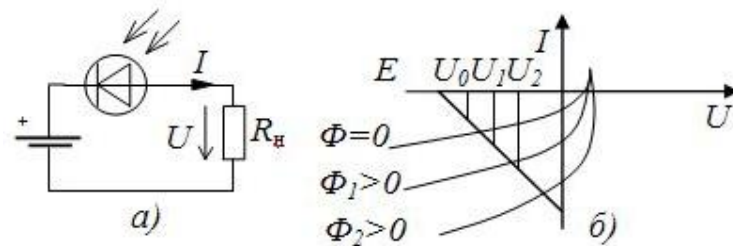


Рисунок 2.19. Схема включення фотодіода в фотодіодному режимі : а) схема включення, б) ВАХ фотодіода.

Основні параметри фотодіода:

- чутливість;
- еквівалентна потужність шуму, також зустрічаються назви рівноцінна потужність шуму, порогова чутливість є мірою чутливості детектуючих систем, зокрема, оптичних приймачів. Вона визначається як такий рівень корисного сигналу, що викликає реакцію приймача, що дорівнює рівневі шуму;
- спектральна характеристика;
- темновий рівень струму;
- інерційність

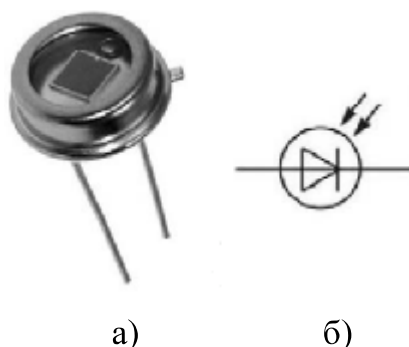


Рисунок 2.20. Фотодіод: зовнішній вигляд; умовне графічне позначення.

Світлодіод (англ. LED - light-emitting diode) - напівпровідниковий пристрій, що випромінює світло, при пропусканні через нього електричного струму (ефект, відомий

як електролюмінесценція). За своєю структурою, світлодіод подібний до звичайного напівпровідникового діоду, так само як і будь який напівпровідниковий діод, світлодіод має властивість односторонньої електропровідності, але, при протіканні електричного струму у "прямому" напрямі, на кристалі, в зоні контакту напівпровідників різного типу провідності, виникає світіння. (Принцип дії світлодіодів побудований на інжекції електронів при протіканні через діод прямого струму. Процес самовільної рекомбінації інжектованих електронів супроводжується їхнім переходом з високого енергетичного рівня на нижчий. Електрон після рекомбінації знаходиться у дуже нестабільному стані, оскільки він має зайву енергію. В такому стані електрон довго перебувати не може. Він перейде на стаціонарну орбіту з нижчим енергетичним рівнем і випромінить квант світла.)

Довжина світлової хвилі, яку ми сприймаємо як колір, залежить лише від структурних та хімічних особливостей напівпровідників. Ніякі зміни характеристик струму живлення світлодіода (сила струму, частота, напруга) не можуть вплинути на довжину хвилі випромінюваного світла. Сучасні світлодіоди мають ефективність 90%, тобто 90% електроенергії може бути перероблене на світло і можуть випромінювати світло від інфрачервоної ділянки спектру до ультрафіолету в тому числі білі.

Використовуючи світлодіоди можна одержати світло з високою насиченістю кольору. Світлодіоди застосовують в індикаційній техніці, при побудові світлодіодних джерел світла.

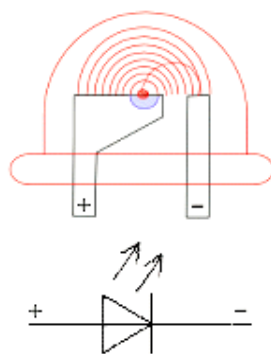


Рисунок 2.21. Зовнішній вигляд та умовне графічне позначення світлодіода.

Найбільшого розповсюдження серед світлодіодів білого світіння набули світлодіоди з люмінофорним покриттям. Головна перевага світлодіодів з

люмінофорами - їх дешевизна. За принципом дії такі світлодіоди подібні до люмінесцентних ламп. На кристал фіолетового, або ультрафіолетового світлодіода наноситься покриття люмінофору, що під дією ультрафіолетового випромінювання починає світитися сам, але вже білим світлом. Зрозуміло, так само як вигоряє люмінофор люмінесцентних ламп, зменшуючи світловіддачу, вигоряє і люмінофор світлодіода. Отже, якщо через світлодіод пропускати більший струм, ніж той на який він розрахований, світлодіод світитиме яскравіше, але внаслідок виділення тепла кристал швидко деградує. Замість сотень тисяч годин світлодіод пропрацює десятки, поступово втрачаючи яскравість.

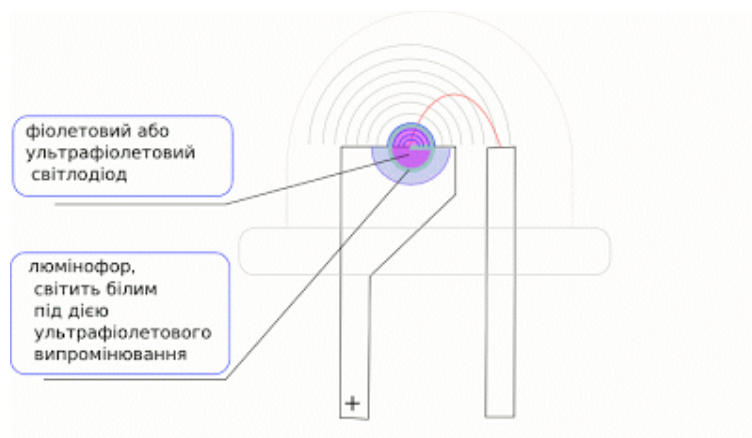


Рисунок 2.22. Будова білого світлодіода з люмінофорами.

Основні параметри світлодіодів:

- прямий допустимий імпульсний струм, $I_{пр.імп}$, мА;
- зворотна напруга, $U_{зв}$, В;
- прямий допустимий струм, $I_{пр}$, мА
- експлуатаційний діапазон температури, $T_{експ}$, °С;
- пряма максимальна напруга, $U_{пр.мах}$, В;
- Пряма експлуатаційна напруга, $U_{пр}$, В

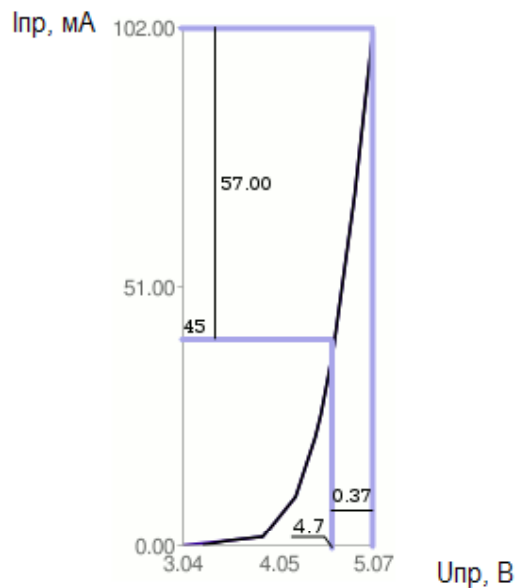


Рисунок 2.23. Вольт-амперна характеристика світлодіода.

В будь-якому світлодіоді є сильна залежність струму від напруги, яка описується ВАХ (рисунок 2.23). Що ми бачимо? Збільшення напруги живлення від 4.7 до 5.07 вольт, всього – нічого, на 0.37 вольт викликає зростання струму через світлодіод з 45мА до 100 мА. Так як вольт-амперна характеристика носить експоненціальний характер, то для живлення світлодіода необхідно задавати струм живлення. Для малопотужних індикаторних світлодіодів, як правило струм задають послідовно ввімкненим стосовно світлодіода резистором. У випадку, коли напруга живлення може змінюватися по величині, наприклад при живленні світлодіода від хімічного джерела струму (акумулятор) по мірі його розрядки зменшуватиметься напруга живлення та струм через світлодіод – світловий потік світлодіода зменшуватиметься. Тому для живлення освітлювальних (білих) світлодіодів використовують спеціальні драйвери – стабілізатори струму. Вони забезпечують оптимальний прямий струм через світлодіод – максимальну світловіддачу і при цьому забезпечують оптимальний температурний режим. Потужні світлодіоди додатково встановлюються на радіатори. На рисунку 2.24 показано схему включення світлодіода через стабілізатор LM317, що працює в режимі стабілізатора струму. Мінімальна напруга джерела струму в схемі повинна бути мінімум 2-4В більше чим напруга кристала світлодіода.

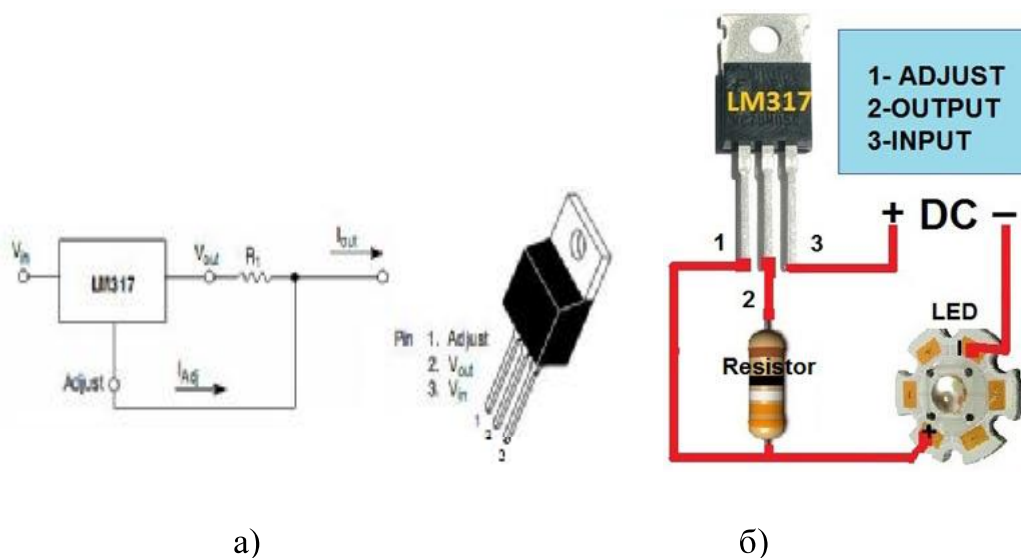


Рисунок 2.24. Схема включення світлодіода з використанням LM317: а - принципова схема; б - зовнішній вид схеми.

Схема дозволяє обмежувати струм від 10мА до 1,5А з максимальною вхідною напругою 35В. При великих перепадах падіння напруги чи при великих струмах мікросхему LM317 необхідно встановити на радіатор. Резистор розраховують по формулі: $R1 = 1.25V / I_{out}$, де струм приймають в А, а опір в Ом. Наприклад, світлодіод на струм 700 мА, $R = 1.25 / 0.7A = 1.785$ Ом. Якщо потрібно більші вхідні напруги чи струм, або менші втрати то доцільно використовувати спеціалізовані імпульсні драйвери.

Світлодіоди і фотодіоди часто використовуються в парі. При цьому вони розміщені в одному корпусі, таким чином, щоб світлочутлива площа фотодіода знаходилася напроти випромінювача світлодіода. Напівпровідникові прилади, що використовують пару "світлодіод – фотодіод", називаються оптронами (рисунок 2.25). Вхідні і вихідні ланцюги в таких приладах електрично не зв'язані, оскільки передача сигналу здійснюється через оптичне випромінювання.

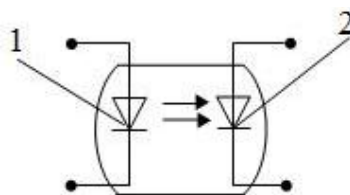


Рисунок 2.25. Оptrон: 1 – світлодіод, 2 – фотодіод.

Контрольні запитання

1. Дати визначення випрямного діода. Навести параметри.
2. Замалювати умовне графічне і літерне позначення випрямного діода.
3. Які основні особливості вольт-амперної характеристики випрямного діода.
4. Дати визначення стабілітрона. Навести параметри.
5. Замалювати умовне графічне і літерне позначення стабілітрона.
6. Які основні особливості вольт-амперної характеристики стабілітрона.
7. Дати визначення варикапа. Навести параметри.
8. Замалювати умовне графічне і літерне позначення варикапа.
9. Дати визначення фотодіода. Навести параметри.
10. Замалювати умовне графічне і літерне позначення фотодіода.
11. Які основні особливості вольт-амперної характеристики фотодіода.
12. Дати визначення світлодіода. Навести параметри.
13. Замалювати умовне графічне і літерне позначення світлодіода.
14. Які основні особливості вольт-амперної характеристики світлодіода.

2.3 Перемикальні прилади

До перемикальних напівпровідникових приладів відносять тиристори (диністори, триністори, симістори) та одноперехідні транзистори.

Тиристор (загальна назва динисторів, тринисторів, симисторів) – це електроперетворювальний напівпровідниковий прилад з трьома або більше р-п-переходами, вольт-амперна характеристика якого має ділянку з від'ємним диференціальним опором.

Двоелектродний тиристор (диністор) – це тиристор, що має два зовнішніх виводи (рисунок 2.26) - анод і катод.

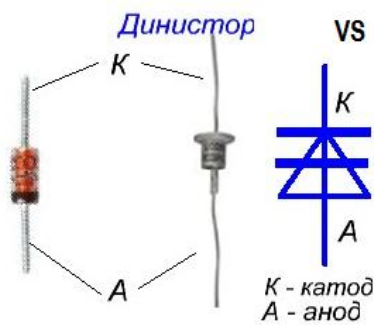


Рисунок 2.26. Диністор (зовнішній вигляд та умовне позначення).

Диністор являє собою напівпровідниковий прилад, що складається з чотирьох областей з провідностями р- і п-типу, які послідовно чергуються (рисунок 2.27).

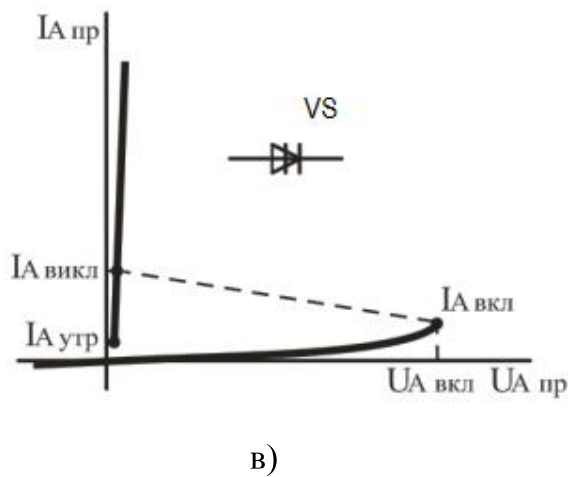
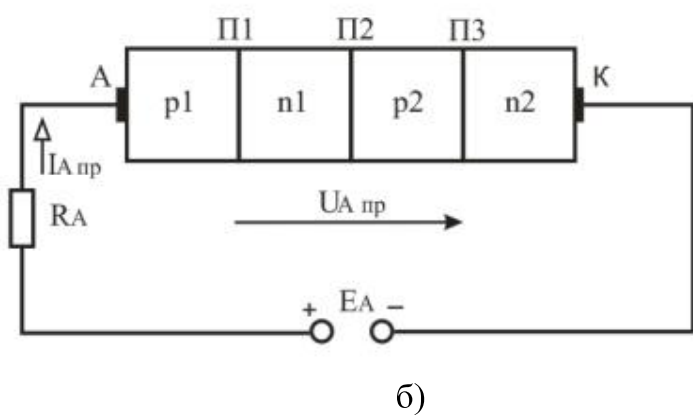
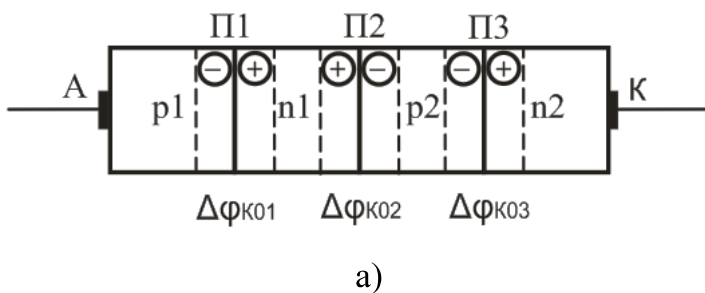


Рисунок 2.27. Диністор: а – структура; б – схема увімкнення; в – вольт-амперна характеристика та умовне графічне позначення.

Диністор може перебувати у двох станах: закритому, яке характеризується значним падінням напруги на диністорі та протіканням малих струмів через нього, тобто великим опором, і у відкритому, яке характеризується малим падінням напруги на диністорі та протіканням значних струмів через нього, тобто малим опором. Для відкривання диністора до нього необхідно прикласти імпульс прямої напруги десятки вольт, а для закривання необхідно зменшити прямий струм до значення $I_{A\text{ пр}} < I_{A\text{ утр}}$, (де $I_{A\text{ утр}}$ – струм утримання – мінімальний прямий струм, при якому диністор ще залишається в увімкненому стані) або подати на прилад напругу зворотної полярності. Основні параметри диністора характеризуються ВАХ.

Виходячи з принципу роботи диністорів, їх використовують в якості електронного ключа.

Триелектродний тиристор (триністор (рисунок 2.28)) – це керований напівпровідниковий прилад, що має три зовнішні виводи (анод, катод та керуючий електрод). На відміну від диністора триністор має додатковий електрод КЕ, який називають керуючим.

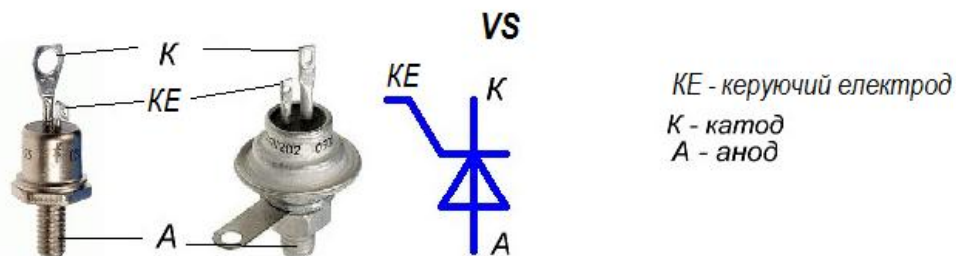
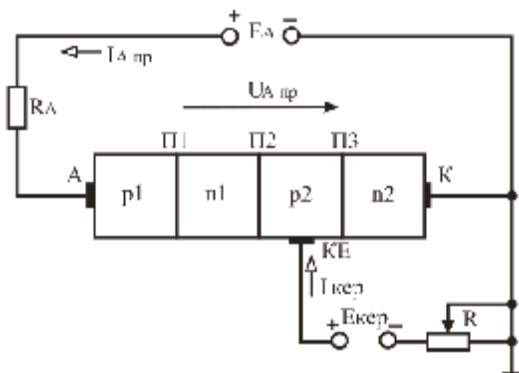


Рисунок 2.28. Триністор з керуванням по катоду (зовнішній вигляд, умовне позначення)

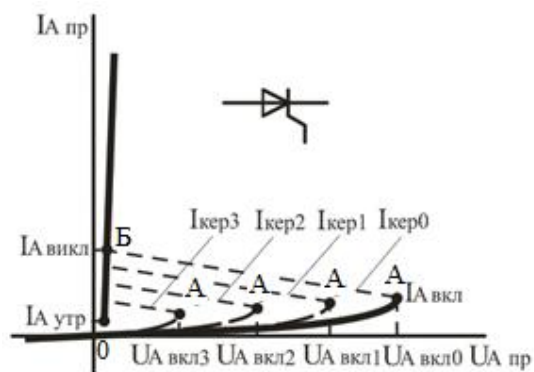
Для прикладу розглянемо найбільш широко використовуємий триністор з управлінням по катоду. Відкривання триністора при прикладанні на анод та катод прямої напруги здійснюється підведенням напруги близько одиниць вольт на керуючий електрод від додаткового зовнішнього джерела ЕК при певному заченні струму керування $I_{\text{кер}}$. Для триністора з управлінням по катоду (рисунок 2.28) на керуючий електрод необхідно подати імпульс "+" позитивної напруги. Згідно з ВАХ (рисунок 2.29), якщо на керуючому електроді $I_{\text{кер}0} = 0$ пряма напруга $U_{A\text{ пр}}$ при якій

тиристор знаходиться у закритому стані, сягає значної величини (ділянка 0A). При збільшенні струму керування від $I_{кер1}$ до $I_{кер3}$, $U_{А пр}$ при якій тиристор знаходиться у закритому стані зменшується. При струмі $I_{кер1}$ - $I_{кер3}$ та збільшенні прямої напруги більше точки А відбувається відкривання триністора. На ділянці АБ, що характеризується як ділянка від'ємного опору, триністор знаходиться в нестійкому стані. Якщо прямий струм через триністор перевищує точку Б, то він знаходиться у відкритому стані.

Для вимикання триністора необхідно зменшити прямий струм до значення $I_{А пр} < I_{А утр}$ (де $I_{А утр}$ – струм утримання – мінімальний прямий струм увімкненого тиристора при розімкненому колі керування) або подати на прилад напругу зворотної полярності.



а)



б)

Рисунок 2.29. Триністор: а - структура та схема увімкнення; б - вольт-амперна характеристика та умовне графічне позначення.

Триністори можуть бути використанні в якості електронного ключа та регулюємого випрямляча. Управління триністорними випрямлячами зводиться до керування моментом відмикання тиристора. Найбільш поширений спосіб управління тиристорами – імпульсно-фазовий; при цьому на керуючий електрод тиристора періодично подаються імпульси керуючого сигналу, які можуть зсуватися у часі. В результаті змінюється момент відмикання триністора, починаючи з якого і до кінця

додатної півхвилі напруги, тиристор знаходиться у відкритому стані. Цей зсув у часі імпульсів сигналу керування відносно переходу напруги мережі через нуль називається кутом керування α , який може змінюватися від 0 до 180° . Змінюючи α можна регулювати напругу на навантаженні від нуля до максимуму.

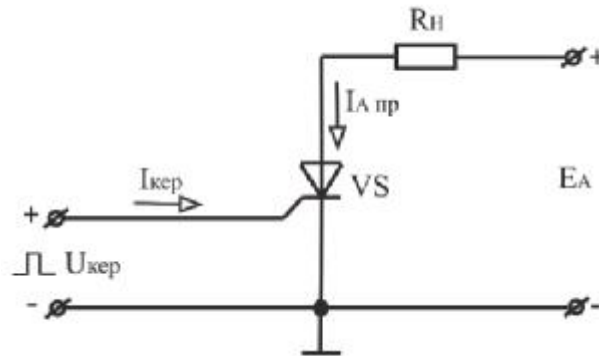


Рисунок 2.30. Схема увімкнення триністора.

Дана схема також може бути використана для перевірки триністорів. Для відкриття триністора на керуючий електрод необхідно подати напругу його вмикання, згідно з паспортними даними, а паралельно R_n приєднати вольтметр. У момент відкритого стану тиристора на R_n з'явиться напруга \approx джерелу живлення E_A . В якості R_n можна використати контрольну лампу і перевірити стан відкриття тиристора по її роботі.

Крім вказаних тиристорів в схемах автоматики використовуються триністори з керуванням по аноду (рисунок 2.31а), закриваємі триністори (рисунок 2.31б, в), симистори (рисунок 2.317г, д). Особливість керування триністора з керуванням по аноду повинна передбачати подачі на керуючий електрод імпульсу "-" потенціалу. При керуванні закриваєміми триністорами, у порівнянні зі звичайними, вони здатні переходити з відкритого стану у закритий при зміні полярності сигналу на керуємому електроді.

Симістор (симетричний тріодний тиристор) — напівпровідниковий прилад, є різновидом тиристора, використовується для комутації в ланцюгах змінного струму. У електроніці часто розглядається як керований вимикач (ключ) та регулятор напруги.

Це керований напівпровідниковий прилад, який має однакові ВАХ при різних полярностях і, який проводить струм в обох напрямках.

На відміну від тиристора, що має катод і анод, основні (силові) виводи симістора не називають катодом чи анодом, оскільки в силу структури симістора вони є тим і іншим одночасно. Однак за способом включення відносно керуючого електрода основні виводи симістора розрізняються, причому має місце їх аналогія з катодом і анодом тиристора. На наведеному рисунку правий за схемою вивід симістора називається умовним катодом, лівий - умовним анодом, вивід униз - керуючим електродом (рисунок 2.31д).

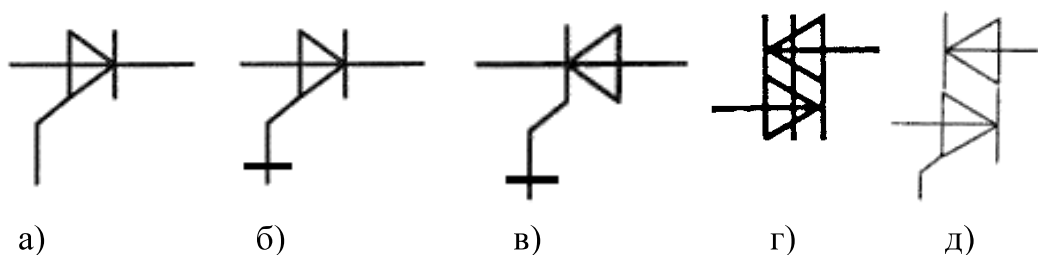


Рисунок 2.31. Умовні позначення тиристорів: а - триністори з керуванням по аноду; б - закриваємий триністор з управління по аноду; в - закриваємий триністор з управління по катоду; г - симетричний диністор; д - симетричний триністор.

Для управління живленням навантаження основні електроди симістора включають в ланцюг послідовно з навантаженням. У закритому стані провідність симістора відсутня, живлення навантаження вимкнене. При подачі на керуючий електрод відпираючого сигналу між основними електродами симістора виникає провідність, живлення навантаження виявляється включеним. Характерно, що симістор у відкритому стані проводить струм в обох напрямках. Іншою особливістю симістора, як і інших тиристорів, є те, що для його утримання у відкритому стані немає необхідності постійно подавати сигнал на керуючий електрод (на відміну від транзистора). Симістор залишається відкритим, поки протікаючий через основні виводи струм перевищує деяку величину, звану струмом утримання. Звідси випливає, що вимкнення навантаження відбувається поблизу моментів часу, коли напруга на

основних електродах симістора змінює полярність і переходить через нуль (зазвичай ці моменти збігаються в часі зі зміною полярності напруги в електромережі).

Симістор має п'ятишарову структуру напівпровідника. Спрощено симістор можна представити у вигляді еквівалентної схеми з двох тріодних тиристорів, включених зустрічно-паралельно. Слід, однак, зауважити, що управління симістором відрізняється від управління двома зустрічно-паралельними тиристорами. Полярність керуючої напруги, як правило, повинна збігатися з полярністю напруги на умовному аноді. Тому часто використовується такий метод управління симістором, при якому сигнал на керуючий електрод подається з умовного анода через струмообмежувальні резистор і вимикач. Для відмикання симістора на його керуючий електрод подається напруга щодо умовного катода. Управляти симістором зручно, забезпечуючи вибір певної сили струму керуючого електрода, достатньої для відкривання симістора. Деякі типи симісторів можуть відпиратися сигналом будь-якої полярності, хоча при цьому може знадобитися більший керуючий струм.

Одноперехідний транзистор - напівпровідниковий прилад з трьома електродами і одним р-п переходом. Одноперехідний транзистор належить до сімейства тиристорів. Підсилювальні і перемикаючі властивості ОПТ обумовлені зміною опору бази у результаті інжекції у неї неосновних носіїв заряду.

Основою транзистора є кристал напівпровідника (наприклад n-типу рисунок 2.32, б, в), який називається базою. На кінцях кристала є омичні контакти В1(В1) і В2(В2), між якими розташовується область, що має випрямляючий контакт Е з напівпровідником р-типу, що виконує роль емітера. Принцип дії одноперехідного транзистора зручно розглядати, скориставшись еквівалентною схемою заміщення (рисунок 2.32,в), де верхній опір R_{B2} і нижній опір R_{B1} - опори між відповідними виводами бази і емітера, а діодом зображено емітерний р-п-перехід. Струм, що протікає через опори R_{B2} і R_{B1} , створює на першому з них падіння напруги, яке зміщує діод у зворотному напрямку. Якщо напруга на емітері U_e менше напруги на опорі R_{B1} - діод закритий, і через нього тече тільки струм витоку. Коли ж напруга U_e стає вище за напругу на опорі R_{B1} , діод починає пропускати струм у прямому напрямі. При цьому опір R_{B1} зменшується, що призводить до збільшення струму у ланцюзі діод - R_{B1} , що у

свою чергу, викликає подальше зменшення опору R_{B1} . Відповідно і струм I_B , що протікає через навантаження та R_{B2} і R_{B1} зростає. Цей процес протікає лавиноподібно. Опір R_{B1} зменшується швидше, ніж збільшується струм через р-п-перехід, у результаті на вольт-амперній характеристиці одноперехідного транзистора з'являється область від'ємного опору. При подальшому збільшенні струму залежність опору R_{B1} від струму через р-п-перехід зменшується, і при значеннях більших за деяку величину $I_{вкл}$ опір не залежить від струму (область насичення).

При зменшенні напруги зсуву $U_{зс}$ вольт-амперна характеристика зміщується вліво і за відсутності його перетворюється у характеристику відкритого р-п-переходу.

При певному значенні напруги $U_{ЕБ1} \geq U_{ЕБ1 \text{ вмик}}$ відбувається різке зростання струму I_E і зниження напруги $U_{ЕБ1}$, що приводить до появи ділянки з від'ємним диференціальним опором (ділянка ВС, рисунок 2.33, б). У відкритому стані одноперехідний транзистор знаходитиметься до тих пір, поки інжекція носіїв заряду через емітерний перехід підтримуватиме в базі надмірну концентрацію неосновних і основних носіїв заряду, тобто до тих пір, поки струм емітера I_E перевищуватиме значення струму вимикання $I_{вим}$.

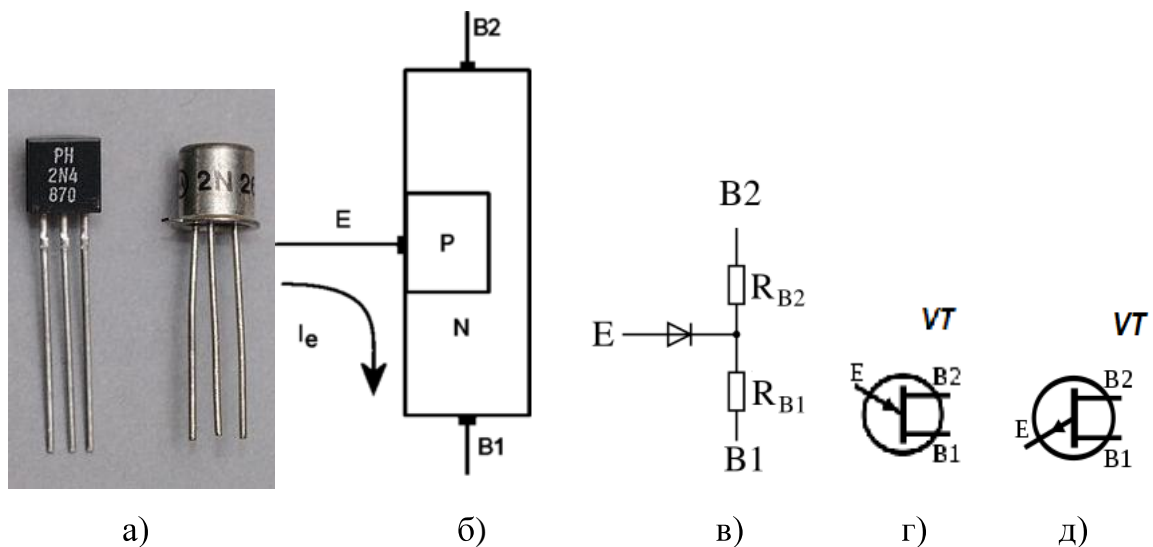


Рисунок 2.32. Одноперехідний транзистор: а - зовнішній вигляд; б - структура; в - еквівалентна схема заміщення; г - умовне позначення з п - каналом; д - умовне позначення р – каналом.

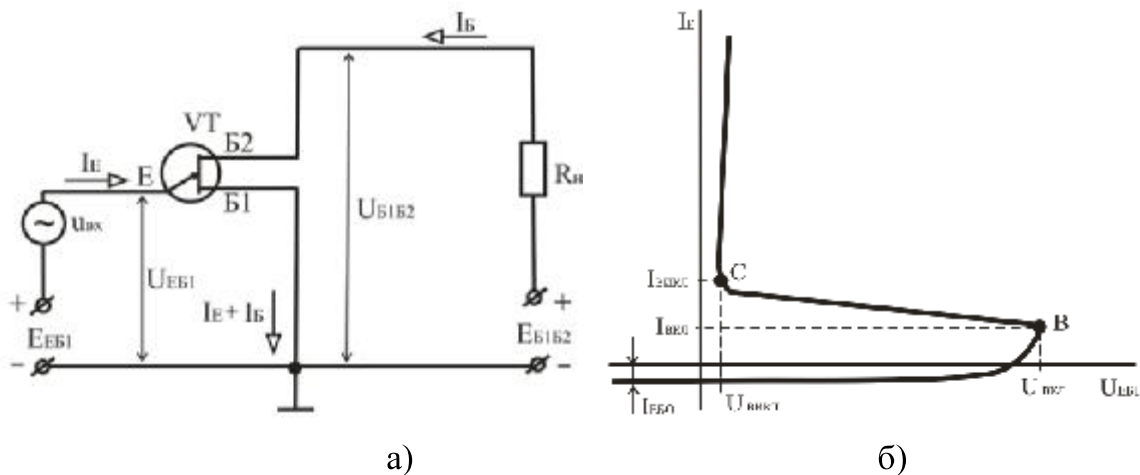


Рисунок 2.33. Одноперехідний транзистор: а - схема увімкнення та умовне графічне позначення; б - вольт-амперна характеристика.

Основними параметрами одногоперехідних транзисторів є:

- міжбазовий опір;
- коефіцієнт передачі, H , що характеризує напругу перемикання;
- напруга спрацьовування $U_{вкл}$ - мінімальна напруга на емітерному переході, необхідна для переходу приладу зі стану з великим опором у стан з від'ємним опором;
- струм включення $I_{вкл}$ - мінімальний струм, необхідний для включення одноперехідного транзистора, тобто переведення його в область негативного опору;
- струм вимикання $I_{викл}$ - найменший емітерний струм, що утримує транзистор у включеному стані;
- напруга вимикання $U_{викл}$ - напруга на емітерному переході при струмі через нього, рівному $I_{викл}$;
- зворотний струм емітера $I_{ез}$ - струм витoku закритого емітерного переходу

Одноперехідні транзистори отримали широке застосування у різних пристроях автоматики, імпульсної і вимірювальної техніки - генераторах, порогових пристроях, ділниках частоти, реле часу і т. д. Хоча основною їх функцією є перемикання.

Контрольні запитання

1. Поясніть призначення та наведіть основні параметри тиристорів.
2. Наведіть структуру і поясніть принцип дії диністорів. Наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення диністорів.
3. Наведіть структуру і поясніть принцип дії триністорів. Наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення триністорів. Що таке зона від'ємного опору ВАХ?
4. Наведіть структуру і поясніть принцип дії симісторів. Наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення симісторів.
5. Поясніть, як увімкнути і як вимкнути тиристор?
6. Поясніть призначення і принцип дії одноперехідних транзисторів. Наведіть вольт-амперну характеристику та умовне графічне позначення одноперехідних транзисторів.
7. У чому полягає принцип регулювання напруги змінного струму тиристорним регулятором?

2.4. Біполярні транзистори

Біполярний транзистор – це напівпровідниковий прилад, що складається з трьох областей провідності, які утворюють два р-п-переходи і призначений для підсилення потужності. Біполярні транзистори, що випускаються в даний час, можна класифікувати за наступними ознаками:

- за матеріалом: германієві і кремнієві;
- за видом провідності областей: типу р-п-р і п-р-п;
- за потужністю: малої ($P_{MAX} \leq 0,3 \text{ Вт}$), середньої ($0,3 \text{ Вт} < P_{MAX} \leq 1,5 \text{ Вт}$) і великої потужності ($P_{MAX} > 1,5 \text{ Вт}$);
- за частотою: низькочастотні, середньочастотні, високочастотні і понадвисокочастотні.

Для більш детального знайомства з призначенням, параметрами, маркуванням конкретного типу транзистора доцільно скористатися довідниками, каталогами, детальним описом (datasheet).

У біполярних транзисторах струм визначається рухом носіїв заряду двох типів: електронів і дірок (або основними і неосновними носіями заряду). Звідси їх назва – біполярні. В даний час транзистори виготовляються і застосовуються виключно з площинними р-n-переходами. Будова площинного біполярного транзистора показана схематично на рисунку 2.34. Транзистор являє собою пластинку германію або кремнію, в якій створено три області з різною електропровідністю. У транзистора типу n-p-n середня область має дірчасту, а крайні області – електронну електропровідність. Транзистори типу p-n-p мають середню область з електронною, а крайні області з дірчастою електропровідністю. Середня область транзистора називається базою, одна крайня область – емітером, інша – колектором. Таким чином в транзисторі є два р-n-переходи: емітерний – між емітером і базою та колекторний – між базою і колектором. Площа емітерного переходу менше площі колекторного переходу. Емітером називається область транзистора призначенням якої є інжекція носіїв заряду в базу. Колектором називають область, призначенням якої є екстракція носіїв заряду з бази. Базою є область, в яку інжектуються емітером неосновні для цієї області носії заряду. Концентрація основних носіїв заряду в емітері в багато раз більше концентрації основних носіїв заряду в базі, а їх концентрація в колекторі декілька менше концентрації в емітері. Тому провідність емітера на декілька порядків вища за провідність бази, а провідність колектора декілька менше провідності емітера. Від бази, емітера і колектора зроблені виводи.

Залежно від того, який з виводів є спільним для вхідного і вихідного електричних кіл, розрізняють три схеми вмикання біполярного транзистора: з спільною базою (СБ), з спільним емітером (СЕ), з спільним колектором (СК). Вхідне, або керуюче, коло служить для управління роботою транзистора. У вихідному, або керованому, колі отримують посилені коливання. Джерело коливань, що підлягають посилюванню, вмикається у вхідне коло, а у вихідне вмикається навантаження.

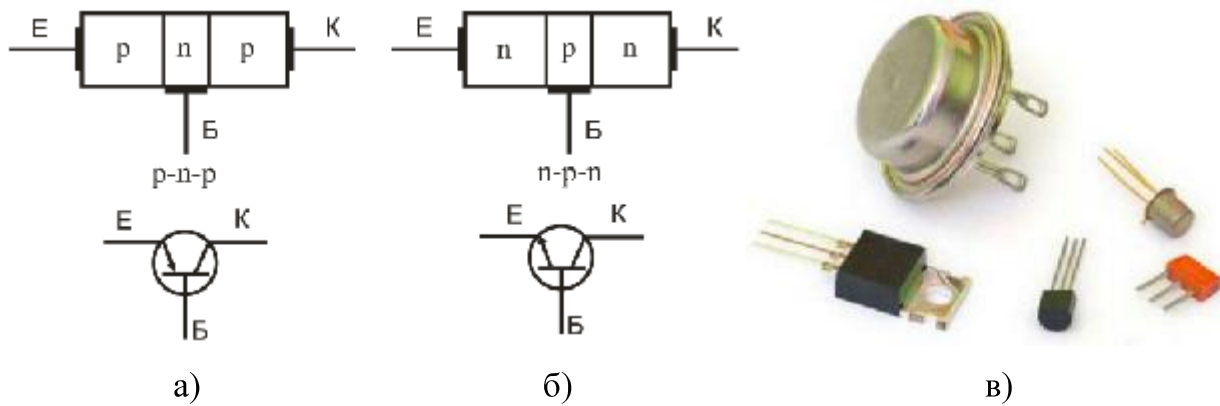


Рисунок 2.34. Біполярний транзистор: а - структура та умовне позначення типу р-п-р; б - структура та умовне позначення типу п-р-п; в - зовнішній вигляд.

Розглянемо принцип дії транзистора на прикладі транзистора р-п-р типу, увімкненого за схемою з спільною базою (рисунок 2.35,а). Зовнішня напруга двох джерел живлення U_{EB} і U_{KB} . Напруга U_{EB} прикладається в прямому напрямку і служить для інжекції основних носіїв із р-області емітера в п-область бази. Напруга U_{KB} прикладається у зворотному напрямку і забезпечує створення екстракції неосновних носіїв з п-області бази в р-область колектора. Для основного режиму роботи транзистора необхідно, щоб забезпечувалося зміщення емітерного переходу ($U_{EB} < U_{KB}$), це обумовлює екстракцію в колекторному переході і забезпечує підсилювальні властивості транзистора. Дірки, які рекомбінували з електронами в базі, створюють струм бази I_B . Значна частина дірок, що інжектуються емітером, пролітають через базу до колекторного переходу. Дірки, що увійшли до області колекторного переходу потрапляють в сильне прискорююче поле, створене зворотною колекторною напругою U_{KB} і екстрагуються (втягуються) колектором. Отже через коло колектора крім основного струму αI_E протікає власний струм колекторного переходу I_{KO} , що протікає по колу: $+ U_{KB}$, база-колектор, $- U_{KB}$.

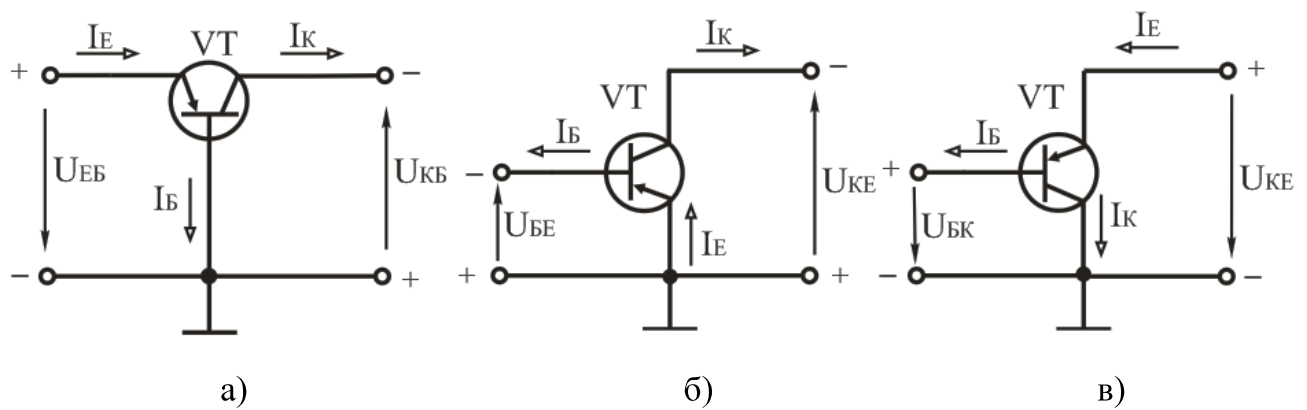


Рисунок 2.35. Схеми вмикання біполярних транзисторів: а - з спільною базою; б - з спільним емітером; в - з спільним колектором.

Таким чином, струм в колі колекторного переходу, буде визначатися сумою струмів

$$I_K = \alpha I_E + I_{KO},$$

Струм I_{KO} називають зворотним струмом колекторного переходу. Так-як I_{KO} значно менше I_E , то

$$I_K \approx \alpha I_E, \text{ звідки наближено } \alpha \approx I_K / I_E$$

Коефіцієнт пропорційності α називають статичним коефіцієнтом передачі струму емітера і визначають через h параметр $\alpha = h_{21b}$, де індекс "б" означає підключення транзистора по схемі зі спільною базою. Для сучасних транзисторів даний параметр має значення від 0,9 до 0,99, і чим він ближче до одиниці, тим транзистор вважається кращим.

Схема з загальною базою має низький вхідний опір, який в багатокаскадних схемах підсилення створює шунтуючу дію на опір навантаження попереднього каскаду і різко знижує підсилення цього каскаду по напрузі та потужності.

На рисунку 2.35б показана схема транзистора р-п-р типу, увімкненого за схемою з спільним емітером. В ній загальною точкою вхідного і вихідного кола є емітер. Базова напруга U_{BE} є вхідною і служить для інжекції основних носіїв із р-області емітера в п-область бази. Напруга колектора U_{KE} є вихідною і служить для створення прискорювального поля для перенесення неосновних носіїв з п-області бази в р-область колектора. Оскільки товщина бази незначна то більша частина дірок, що

інжектуються емітером, пролітають через базу до колекторного переходу. Тобто подальше процеси протікають аналогічно попередній схемі.

Для схеми з загальним емітером статичний коефіцієнт передачі струму β відносно вхідного базового струму визначається з формули $\beta = I_K/I_B$.

Статичний коефіцієнт передачі струму бази β визначають через h параметр, як $\beta = h_{21e}$, де індекс "e" означає підключення транзистора по схемі зі спільним емітером. В залежності від типу транзисторів даний параметр має значення від 10 до 300.

Вхідний опір транзисторів у схемі з загальним емітером значно більший ніж у схемі з загальною базою. Перевагою схеми зі СЕ також є можливість живлення від одного джерела, так-як на базу і колектор подається напруга одного знаку. Схеми зі СЕ отримали найбільше розповсюдження зокрема в підсилювачах.

На рисунку 2.35в показана схема транзистора р-п-р типу, увімкненого за схемою з спільним колектром. В ній загальною точкою вхідного і вихідного кола є колектор. Базова напруга U_{BK} є вхідною і служить і служить для інжекції основних носіїв із р-області колектора в п-область бази. Напруга колектора U_{KE} є вихідною і служить для створення прискорювального поля для перенесення неосновних носіїв з п-області бази в р-область емітера.

Схеми включення транзистора з СЕ і СК схожі, але їх електричні параметри відрізняються по причині різної концентрації домішок у областях переходів.

Схеми з СК мають порівняно значний коефіцієнт прямої передачі струму рівний $\beta+1$ і великий вхідний опір, але не дозволяють отримати підсилення по напрузі, тому використовуються значно рідше.

Статичні характеристики біполярних транзисторів. Статичним режимом роботи транзистора називається режим за відсутності навантаження у вихідному колі. Статичними характеристиками транзисторів називають графічно виражені залежності напруги і струму вхідного кола (вхідні ВАХ) і вихідного кола (вихідні ВАХ). Вид характеристик залежить від способу вмикання транзистора.

Таблиця 2.2. Параметри основних схем увімкнення транзисторів.

Параметр	Схема увімкнення		
	СЕ	СБ	СК
Вхідний опір, R_{BX}	200...2000 Ом	50...100 Ом	10...500 кОм
Вихідний опір, $R_{ВИХ}$	30...70 кОм	0,1...1,0 МОм	50...1000 Ом
Коефіцієнт підсилення за напругою, K_U	30...1000	30...400	≈ 1
Коефіцієнт підсилення за струмом, K_I	10...200	≈ 1	10...200
Коефіцієнт підсилення за потужністю, K_P	3000...30000	30...400	10...200
Фазовий зсув між $U_{ВИХ}$ і $U_{ВХ}$, φ	180°	0	0

Статичні характеристики транзистора, увімкненого за схемою з СЕ.

Вхідною характеристикою є залежність (рисунок 2.36, а) $I_B = f(U_{BE})$ при $U_{KE} = \text{const}$.

Вихідною характеристикою є залежність (рисунок 2.36, б) $I_K = f(U_{KE})$ при $I_B = \text{const}$.

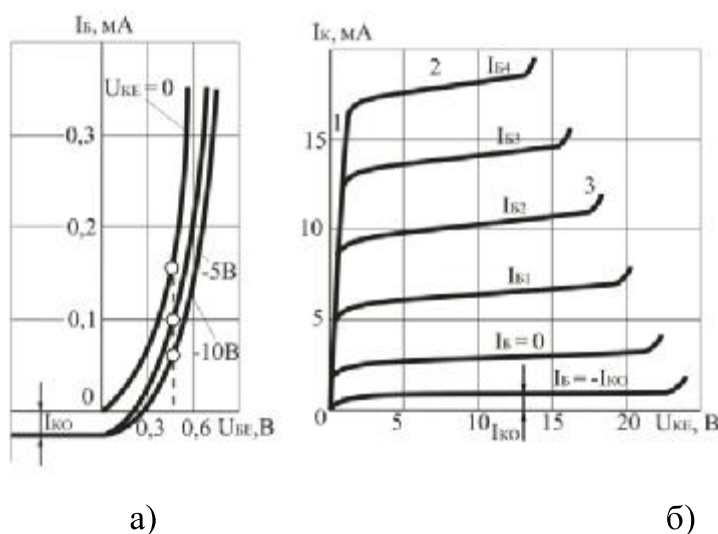


Рисунок 2.36. Статичні характеристики біполярного транзистора, увімкненого за схемою з СЕ: а - вхідна; б - вихідна.

Вихідні ВАХ мають три характерні області: 1 – сильна залежність I_K від U_{KE} ; 2 – слабка залежність I_K від U_{KE} ; 3 – пробій колекторного переходу. Особливістю характеристик в області 2 є їх невеликий підйом при збільшенні напруги U_{KE} .

На основі вхідних та вихідних характеристик визначають h параметри транзисторів та проводять вибір їх оптимального режиму роботи.

Основні параметри біполярних транзисторів.

Для аналізу і розрахунку електричних кіл з біполярними транзисторами використовують так звані h – параметри транзистора. В систему h – параметрів входять наступні величини:

1. Вхідний опір - $h_{11} = \Delta U_1 / \Delta I_1$ при $U_2 = \text{const}$ є опором транзистора змінному вхідному струму при короткому замиканні на виході, тобто за відсутності вихідної змінної напруги.

2. Коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою - $h_{12} = \Delta U_1 / \Delta U_2$ при $I_1 = \text{const}$ показує, яка частина вихідної змінної напруги передається на вхід транзистора внаслідок зворотного зв'язку в ньому.

3. Коефіцієнт посилення за струмом (коефіцієнт передачі струму) - $h_{21} = \Delta I_2 / \Delta I_1$ при $U_2 = \text{const}$ показує посилення змінного струму транзистором в режимі роботи без навантаження.

4. Вихідна провідність - $h_{22} = \Delta I_2 / \Delta U_2$ при $I_1 = \text{const}$ є провідністю для змінного струму між вихідними затискачами транзистора.

5. Вихідний опір $R_{\text{вих}} = 1/h_{22}$.

Електричний стан транзистора, увімкненого за схемою з СЕ, характеризується величинами I_B , I_{BE} , I_K , U_{KE} . Для схеми з спільним емітером справедливі наступні рівняння:

$$h_{11E} = \Delta U_{BE} / \Delta I_B \quad \text{при} \quad U_{KE} = \text{const};$$

$$h_{12E} = \Delta U_{BE} / \Delta U_{KE} \quad \text{при} \quad I_B = \text{const};$$

$$h_{21E} = \Delta I_K / \Delta I_B \quad \text{при} \quad U_{KE} = \text{const};$$

$$h_{22E} = \Delta I_K / \Delta U_{KE} \quad \text{при} \quad I_B = \text{const}.$$

Режими роботи біполярних транзисторів. Біполярний транзистор може працювати в трьох основних режимах, що визначаються полярністю напруги на емітерному та колекторному переходах.

При роботі транзистора в активному режимі емітерний перехід зміщений у прямому напрямку, а колекторний – у зворотному.

У режимі відтинання (закритий стан транзистора), емітерний та колекторний переходи транзистора зміщені у зворотному напрямку (обидва р-п- переходи закриті).

У режимі насичення (відкритий стан транзистора), емітерний та колекторний переходи транзистора зміщені у прямому напрямку (обидва р-п- переходи відкриті).

Режим роботи, у якому транзистор тривалий час знаходиться в режимах відтинання або насичення, називається ключовим режимом. У активному режимі транзистор працює як підсилювач сигналу, тобто виконує функції активного елемента електричної схеми (посилення, генерування і т.п.).

Біполярні транзистори є напівпровідниковими приладами універсального призначення і широко застосовуються в різних підсилювачах, генераторах, в імпульсних і ключових пристроях.

Динамічним режимом роботи транзистора називається такий режим, при якому у вихідному колі стоїть навантажувальний резистор, а зміна вхідного струму або напруги буде викликати зміну вихідної напруги.

Розглянемо роботу транзистора, ввімкненого за найбільш поширеною схемою з СЕ, в динамічному режимі (рисунк 2.37). В цій схемі напруга джерела живлення E_k ділиться між ділянкою колектор – емітер (виходом схеми) і навантажувальним опором R_k . За другим законом Кірхгофа:

$$E_k = U_{RK} + U_{KE},$$

$$\text{де } U_{RK} = I_k \cdot R_k; \quad U_{KE} = E_k - I_k \cdot R_k$$

Рівняння динамічного режиму є рівнянням вихідної динамічної характеристики. Так як це рівняння лінійне, вихідна динамічна характеристика являє собою пряму лінію й будується на вихідних статичних характеристиках (рисунк 2.37б). Вихідна динамічна характеристика АВ одержала назву навантажувальної прямої і будується за двома точками.

Точка А перетину навантажувальної прямої з віссю струмів співпадає з точкою, для якої виконується умова:

$$I_K = E_K / R_K, \text{ при } U_{KE} = 0$$

Точка В перетину навантажувальної прямої з віссю струмів співпадає з точкою, в якій напруга на колекторі визначається умовою:

$$U_{KE} = E_K, \text{ при цьому } I_K = 0.$$

Точка перетину навантажувальної прямої з однієї з віток вихідної статичної характеристики для заданого струму бази називається робочою точкою транзистора (РТ). Робоча точка дозволяє визначати струми й напруги, що реально існують у схемі.

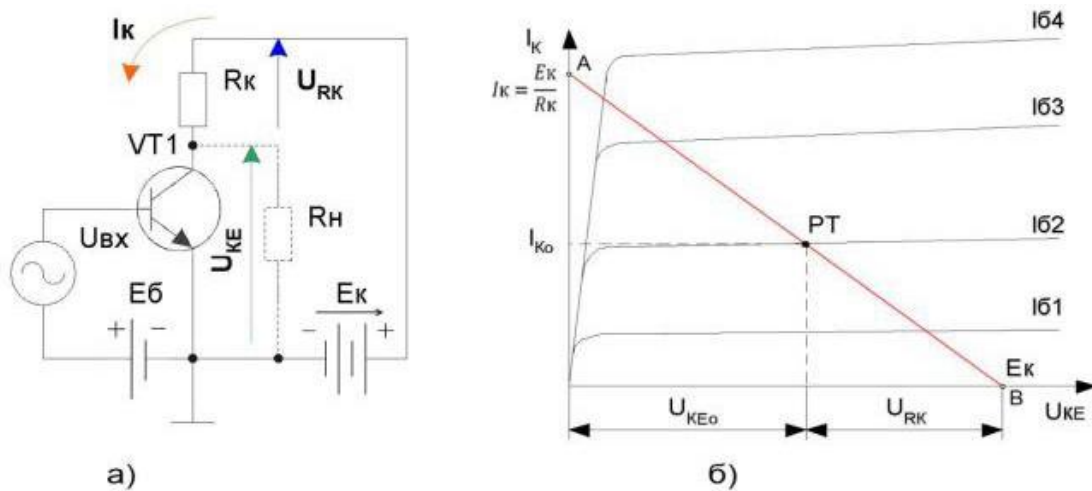


Рисунок 2.37. Динамічний режим роботи транзистора: а – схема ввімкнення; б – динамічна характеристика на сімействі статичних вихідних характеристик.

Контрольні запитання

1. Поясніть призначення та принцип дії біполярних транзисторів.
2. Поясніть, за якими ознаками класифікують біполярні транзистори?
3. Назвіть основні типи біполярних транзисторів та наведіть їх умовне графічне позначення.
4. Назвіть та наведіть схеми вмикання біполярних транзисторів.
5. Наведіть вольт-амперні характеристики біполярного транзистора при вмиканні за схемою із спільною базою, із спільним емітером, із спільним колектором.
6. Назвіть h -параметри біполярного транзистора і поясніть як вони визначаються.
7. Назвіть режими роботи біполярних транзисторів.

2.5. Польові транзистори.

Польовий транзистор – це електроперетворювальний прилад, в якому струм, що протікає через канал, керується електричним полем, яке виникає при прикладенні напруги між затвором і витоком, і який призначений для підсилення потужності електромагнітних коливань.

До класу польових відносять транзистори, принцип дії яких заснований на використанні носіїв заряду тільки одного знаку (електронів або дірок). Керування струмом в польових транзисторах здійснюється зміною провідності каналу, через який протікає струм транзистора під впливом електричного поля. Внаслідок цього транзистори називають польовими.

Виділяють два різновиди польових транзисторів:

- з керуючим р-п переходом (канальні транзистори);
- з ізольованим затвором.

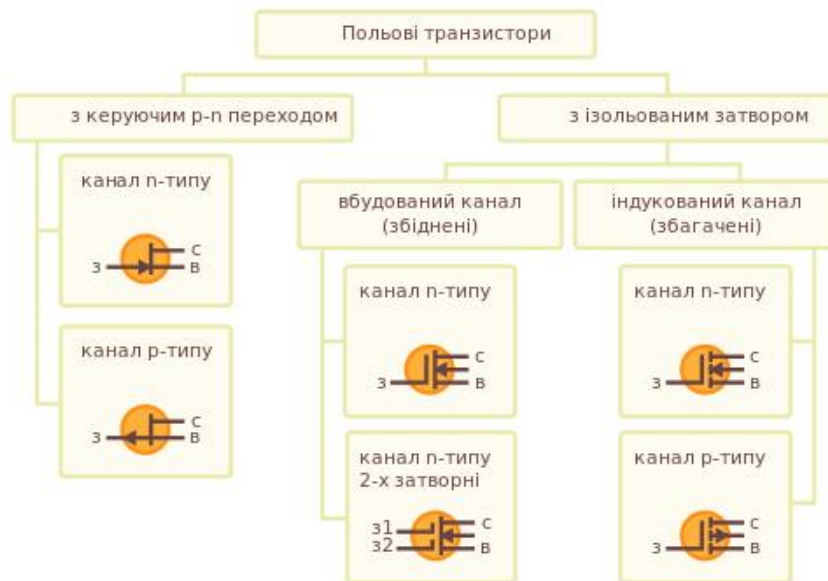


Рисунок 2.38. Типи та умовні позначення польових транзисторів.

Характерною особливістю всіх польових транзисторів є високий вхідний опір за постійним струмом ($10^8 \dots 10^{10} \text{ Ом}$). У цьому полягає найважливіша відмінність польового транзистора від біполярного. Тому інколи кажуть, що польовий транзистор

– це прилад, що керується напругою (електричним полем), а біполярний транзистор – прилад, що керується струмом.

Польовий транзистор з керуючим р-п переходом – це напівпровідниковий прилад, в якому струм створюється тільки основними носіями зарядів під дією повздовжнього електричного поля. Керування цим струмом здійснюється поперечним електричним полем, яке створюється напругою, що прикладена до керуючого електроду.

Виділяють два типи польових транзисторів з р-п переходом:

- з р-каналом;
- з n-каналом.

На рисунку 2.39 приведена будова і умовно-графічне позначення польових транзисторів з р та n-каналами. Канал протікання струму являє собою шар напівпровідника n або р-типу і розташований між двома р-п переходами. Канал має контакти із зовнішніми електродами. Електрод (вивід), від якого витікають основні заряди називається виток (В), а електрод до якого вони стікаються (рухаються), називається стоком (С). На бічні поверхні каналу наносять шар напівпровідника з протилежним (в порівнянні з каналом) типом провідності. Обидва шари електрично з'єднані і мають зовнішній електрод, що називається затвором (З) або керуючим електродом. Між затвором і каналом виникають два р-п переходи (затвор має підвищену концентрацію основних носіїв).

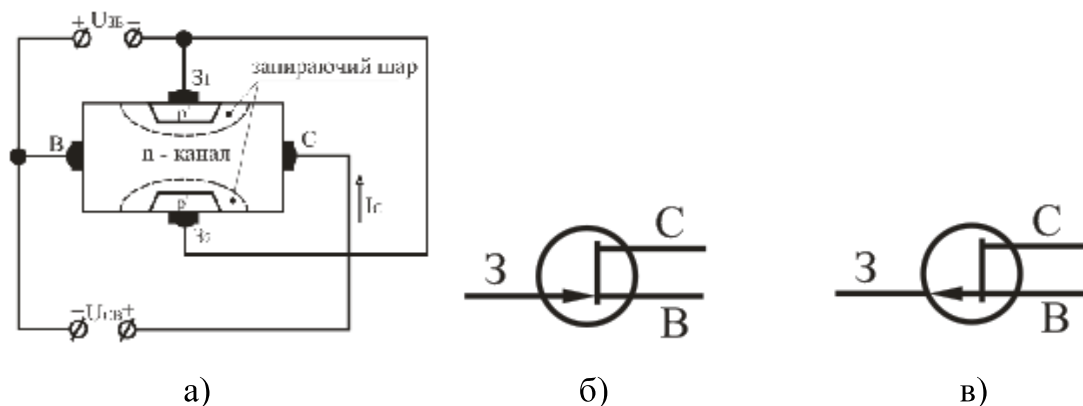


Рисунок 2.39. Польовий транзистор: а - будова ПТ з керуючим р-п переходом (каналом n-типу); б - умовне позначення ПТ з каналом n-типу; в - умовне позначення з каналом р-типу.

Принцип дії польових транзисторів з n і р -каналом аналогічні і відрізняються лише полярністю напруги джерел живлення. Принцип дії транзистора розглянемо на прикладі транзистора з n-каналом. Вхідна (керуюча) напруга $U_{зв}$ подається між затвором і витоком. При чому на затвор подається зворотна, щодо витоку напруга (зворотне ввімкнення р-n переходів). Вихідна напруга $U_{св}$ подається між стоком і витоком і створює в каналі повздовжнє електричне поле, за рахунок якого через канал рухаються основні носії зарядів (електрони), створюючи струм стоку I_c . При зміні вхідної напруги $U_{зв}$ змінюється ширина р-n переходів, при цьому змінюється переріз каналу, а отже його провідність і відповідно вихідний струм стоку I_c . Розглянемо наступні випадки:

- При відсутності напруги на затворі р-n переходи закриті власним внутрішнім полем, ширина їх мінімальна, ширина каналу максимальна і струм стоку буде максимальний, тобто:
 $U_{зв} = 0 ; I_{c1} = I_{c \max}$
- При збільшенні закриваючої напруги на затворі ширина р-n переходів збільшується, а ширина каналу і струм стоку зменшується:
 $|U_{зв}| > 0 ; I_{c2} < I_{c1}$
- При досить великих напругах на затворі ширина р-n переходів може збільшитися настільки, що вони перекриються, струм стоку стане рівний нулеві:
 $|U_{зв}| \gg 0 ; I_{c3} = 0$

Напруга на затворі при якій струм стоку наближений до нуля, називають напругою відтинання $U_{зв \text{ відт.}}$.

На провідність каналу польового транзистора з керуючим р-n переходом впливає як напруга $U_{зв}$ так і напруга $U_{св}$. Зміна напруги на затворі $U_{зв}$ при $U_{св} = 0$ приводить до зміни провідності каналу за рахунок зміни його перерізу, причому величина перерізу вздовж всього каналу однакова. Так як $U_{св} = 0$, то вихідний струм $I_c = 0$. Якщо напруга на затворі відсутня ($U_{зв} = 0$), то при $U_{св} > 0$ через канал протікає струм I_c . Внаслідок цього виникає спад напруги, що зростає у напрямку стоку. Відповідно, потенціали точок каналу вздовж нього неоднакові: зростають у напрямку стоку від нуля до $U_{св}$. Потенціали точок р-області відносно витоку визначається потенціалом затвора відносно витоку (в даному випадку рівний нулеві). А тому, прикладена до р-n

переходів зворотна напруга, зростає у напрямку витік-стік і р-п переходи розширюються у напрямку стоку. Це приводить до зменшення ширини каналу. Підвищення напруги $U_{св}$ викликає збільшення спаду напруги у каналі і подальше зменшення його ширини, а отже і провідності каналу. При деякому значенні напруги $U_{св}$ звуження каналу настає до його перекриття. Наступає стан, при якому зростає опір каналу, що приводить до обмеження і зупинки росту струму I_c (режим насичення).

Характеристики і параметри польових транзисторів.

Для оцінки польового транзистора як активного елемента електронних схем використовують стік-затворні і стокові статичні характеристики. Стік-затворні (вхідні) характеристики, відображають залежність струму стоку від напруги на затворі при фіксованій напрузі стік – витік:

$$I_c = f(U_{зв}) \mid U_{св} = \text{const}$$

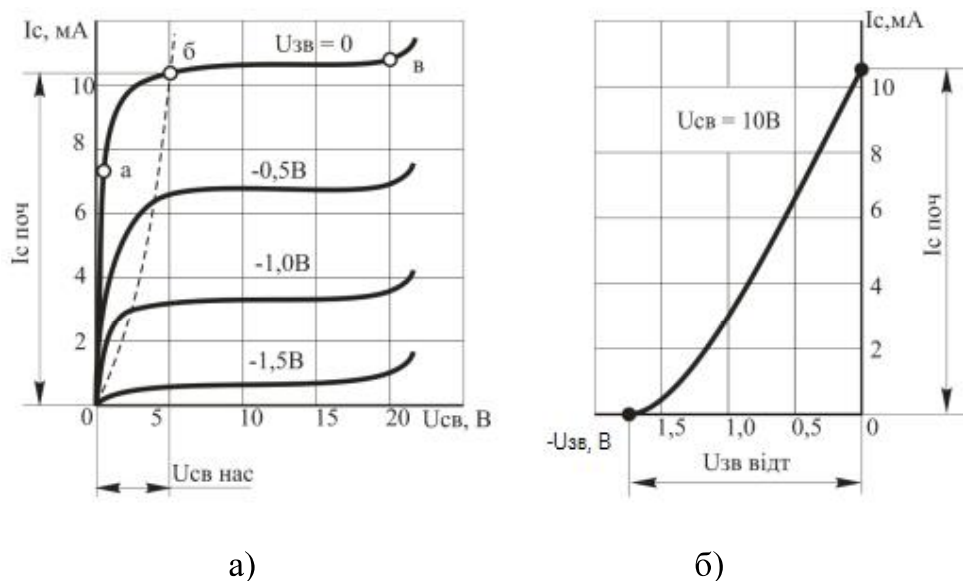


Рисунок 2.40. Вольт-амперні характеристики польового транзистора з р-п-переходом і каналом п-типу: а – стікові (вихідні); б – стік-затворна (вхідна).

Стокзатворна характеристика дозволяє визначити напругу відсікання (відтинання) $U_{відт}$, при якій струм стоку стає рівним нулеві, та початковий струм стоку $I_{с.поч.}$, що протікає через канал при $U_{зв}=0$

Стокові (вихідні) характеристики відображають залежність струму стоку від напруги на стоці відносно витоку при фіксованій напрузі на затворі:

$$I_c = f(U_{cb}) \mid U_{zb} = \text{const}$$

Основні параметри

- максимальний струм стоку $I_{c \text{ MAX}}$ (при $U_{zb} = 0$);
- максимальна напруга стік-витік $U_{cb \text{ MAX}}$;
- напруга відтинання $U_{zb \text{ відт}}$;
- внутрішній (вихідний) опір r_i – являє собою опір транзистора між стоком і витоком (опір каналу) для змінного струму. Вхідний опір польових транзисторів з р-n-переходом досить великий (досягає одиниць і десятків мегом), що вигідно відрізняє їх від біполярних транзисторів.

Польовий транзистор з ізолюваним затвором (МДН - транзистор) – це польовий транзистор, затвор якого відокремлений в електричному відношенні від каналу шаром діелектрика. МДН - транзистори (структура: метал-діелектрик-напівпровідник) виконують з кремнію. Як діелектрик, використовують оксид кремнію SiO_2 . Звідси інша назва цих транзисторів – МОН – транзистори (структура: метал-окисел-напівпровідник). Наявність діелектрика забезпечує високий вхідний опір даних транзисторів ($10^{12} - 10^{14}$ Ом).

Принцип дії МДН - транзисторів заснований на ефекті зміни провідності приповерхневого шару напівпровідника на межі з діелектриком під впливом поперечного електричного поля. Приповерхневий шар напівпровідника є струмопровідним каналом цих транзисторів. МДН - транзистори виконують двох типів – з вбудованим та з індукованим каналом.

Наявність шару діелектрика МДН - транзисторів з вбудованим каналом дозволяє в такому польовому транзисторі подавати на затвор керуючу напругу обох полярностей. При прикладенні до затвору позитивної напруги, електричним полем, яке при цьому створюється, канал збагачується основними носіями заряду – електронами, його провідність збільшується і струм стоку зростає. Цей режим називають режимом збагачення. При прикладенні до затвору від’ємної напруги відносно витоку, в каналі

створюється електричне поле, канал збіднюється основними носіями заряду, його провідність зменшується і струм стоку зменшується. Такий режим роботи транзистора називають режимом збіднення. У таких транзисторах при $U_{ЗВ} = 0$, якщо прикласти напругу між стоком і витоком ($U_{СВ} > 0$), протікає початковий струм стоку $I_{С\text{ поч}}$, що являє собою потік електронів.

МДН - транзистори з індукованим каналом відрізняється від попереднього тим, що за відсутності напруги на затворі канал відсутній, так як n-області витоку і стоку утворюють з р -підкладкою два р-n-переходи, включені назустріч один одному, і значить, при будь-якій полярності напруги $U_{СВ}$ один з переходів замкнений. Польові транзистори з індукованим n-каналом (n-МОП-транзистори), на відміну від розглянутих раніше польових транзисторів, управляються тільки позитивним сигналом $U_{ЗВ}$. Відмінність стокових характеристик полягає в тому, що управління струмом транзистора здійснюється напругою однієї полярності, співпадаючої з полярністю напруги $U_{СВ}$. Струм $I_{С} = 0$ при $U_{ЗВ} = 0$.

Основні параметри МДН – транзисторів аналогічні параметрам польових транзисторів з керованим р-n-переходом. Що стосується вхідного опору то МДН - транзистори мають кращі показники, ніж транзистори з керованим р-n-переходом. Вхідний опір у них складає $r_{ВХ} = 10^{12} - 10^{14} \text{ Ом}$.

Польові транзистори застосовуються в підсилювальних каскадах з великим вхідним опором, ключових і логічних пристроях, при виготовленні інтегральних схем та ін.

Схеми вмикання польових транзисторів. Польовий транзистор можна вмикати за однією з трьох основних схем: з спільним витоком (СВ), спільним стоком (СС) і спільним затвором (СЗ) (рисунок 2.41).

На практиці найчастіше застосовується схема з СВ, аналогічна схемі на біполярному транзисторі з СЕ. Підсилювальний каскад на польовому транзисторі, увімкненого за схемою з СВ дає дуже велике посилення струму і потужності. Схема з СЗ аналогічна схемі з СБ. Вона не дає посилення струму, і тому посилення потужності в ній в багато разів менше, ніж в схемі з СВ. Каскад з СЗ має низький вхідний опір, у зв'язку з чим він має обмежене практичне застосування.

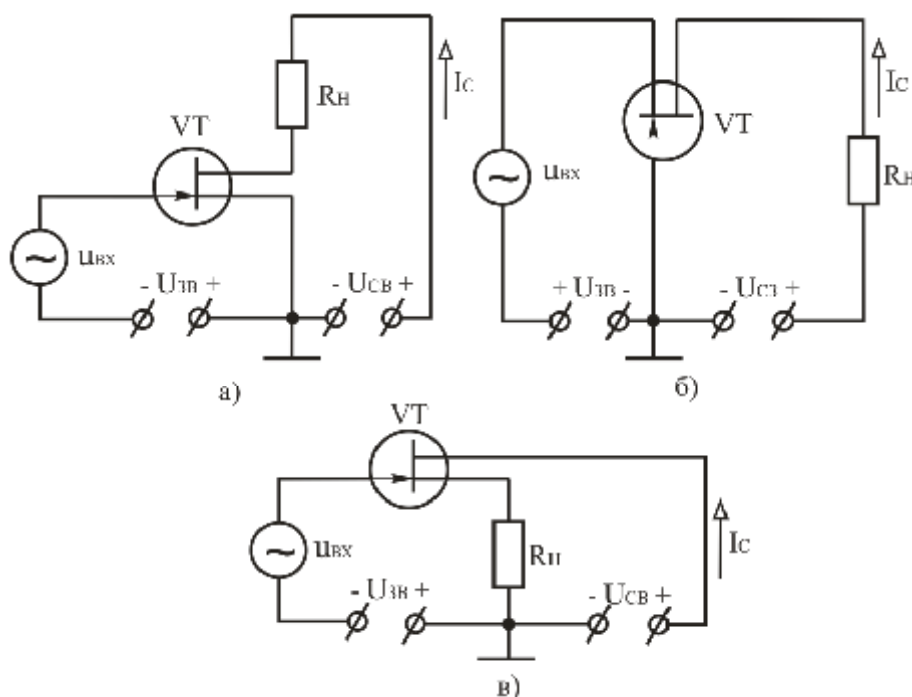


Рисунок 2.41 – Схеми вмикання польового транзистора а – з спільним витоком; б – з спільним затвором; в – з спільним стоком.

Незалежно від типу польові транзистори на принципових електричних схемах мають умовне літерне позначення VT. Для знайомства з призначенням, маркуванням виводів та параметрами транзисторів доцільно скористатися довідниками, каталогами, детальним описом (datasheet).

Контрольні запитання

1. Наведіть визначення польового транзистора. Які є різновиди польових транзисторів? Поясніть їх будову і принцип дії, наведіть умовні графічні позначення.
2. У чому полягає відмінність між біполярними та польовими транзисторами?
3. У чому особливість МДН- (МОН-) транзисторів?
4. Назвіть та наведіть схеми вмикання польових транзисторів.
5. Наведіть вольт-амперні характеристики польових транзисторів з керованим р-п-переходом, МДН - транзисторів.

2.6. Інтегральні мікросхеми.

Інтегральна мікросхема – це мікроелектронний виріб, що виконує певну функцію перетворення та обробки сигналу і має не менше п'яти елементів (транзисторів, діодів, резисторів, конденсаторів), які неподільно зв'язані і електрично з'єднані між собою так, що пристрій розглядається як єдине ціле.

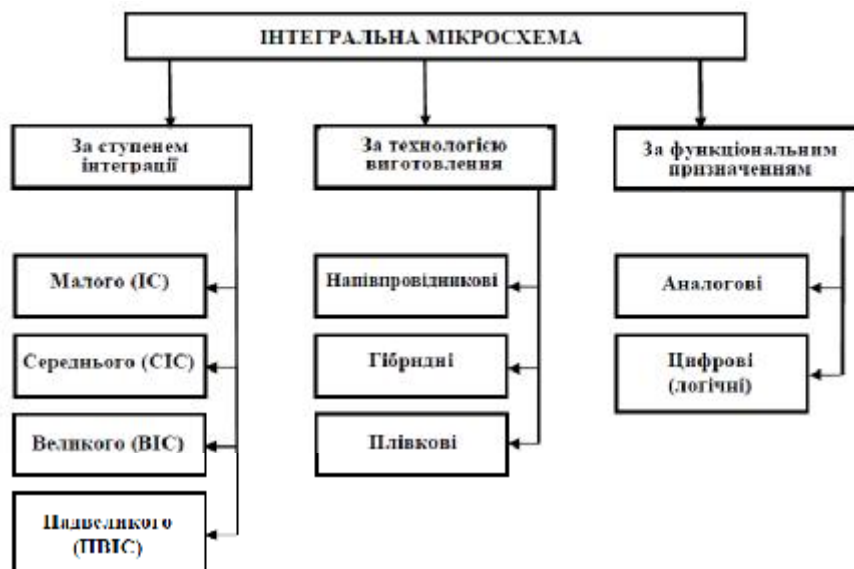


Рисунок 2.42 Класифікація інтегральних мікросхем.

З погляду інтеграції, тобто об'єднання багатьох елементів електронної схеми в одному монокристалі напівпровідника, основними параметрами інтегральних мікросхем є щільність упакування і ступінь інтеграції. Щільність упакування – це число елементів електронної схеми в одному кубічному сантиметрі об'єму інтегральної мікросхеми. Ступінь інтеграції визначається кількістю елементів, що входять до складу інтегральної мікросхеми: якщо ІМС містить до 10 елементів, то її називають інтегральною мікросхемою малого ступеня інтеграції; від 10 до 100 - середнього ступеня; від 100 до 1000 – великого ступеня; більше 1000 - надвеликого ступеня інтеграції.

За конструктивно-технологічною ознакою ІМС розділяють на напівпровідникові, гібридні та плівкові.

Гібридна ІМС – це інтегральна мікросхема, пасивні елементи якої виконані за допомогою нанесення різних плівок на поверхні діелектричної підкладки зі скла, кераміки, а активні елементи – навісні напівпровідникові прилади без корпусів. Щільність упакування гібридних інтегральних мікросхем до 150 ел./см^3 , а ступінь інтеграції звичайно середній і малий.

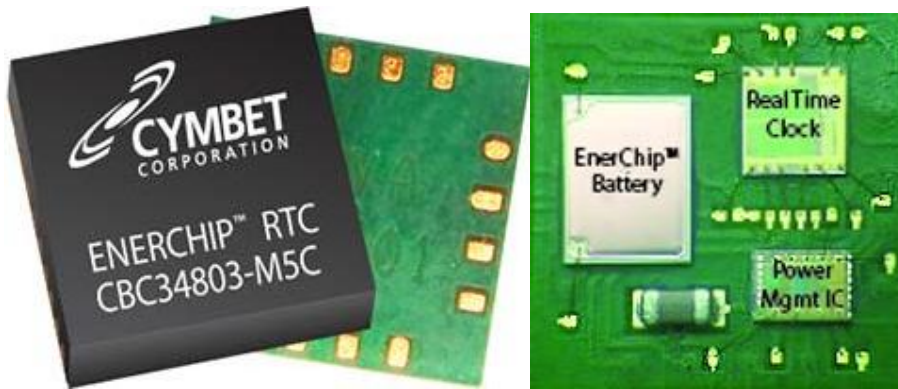


Рисунок 2.43. Гібрида мікросхема, зовнішній вигляд та будова.

Напівпровідникова ІМС – це інтегральна мікросхема, всі елементи і міжелементні з'єднання якої виконані в об'ємі і на поверхні напівпровідника. Щільність упакування напівпровідникових інтегральних мікросхем до 10^4 ел./см^3 , ступінь інтеграції – великий та надвеликий. Лінійні розміри окремих елементів напівпровідникових ІМС можуть бути дуже малі (близько 2 мкм), а відстань між окремими елементами близько 5 мкм .

В напівпровідникових інтегральних мікросхемах як активний елемент застосовують біполярний або польовий МДН - транзистор. Відповідно до цього напівпровідникові мікросхеми підрозділяють на біполярні і МДН - мікросхеми.

Основні переваги напівпровідникових ІМС – це мала потужність, що споживається (до 200 мВт , а для логічних ІМС – до 100 мкВт), а також висока тривалість роботи – до 10^8 годин.

За функціональним призначенням ІМС підрозділяють на дві групи: логічні (цифрові) та аналогові (лінійно - імпульсні). На принципових електричних схемах літерне позначення мікросхем складається з літери D. Друга літера вказує вид

елемента, наприклад DA – інтегральна аналогова мікросхема; DD - інтегральна цифрова мікросхема.

Цифрові ІМС призначені для перетворення або обробки дискретних сигналів, виражених у двійковому або іншому цифровому коді - логічні елементи, тригери, лічильники, регістри, шифратори, цифровий компаратор, суматори, ключі, мікроконтролери, мікропроцесори.



Рисунок 2.44. Плата ардуіно з мікроконтролером ATmega2560

Аналогові ІМС призначені для перетворення або обробки безперервних (аналогових) сигналів – це операційні підсилювачі, компаратори, генератори сигналів, фільтри, стабілізатори напруги і струму, мікросхеми управління імпульсних блоків живлення, перетворювачі сигналів, різні датчики.

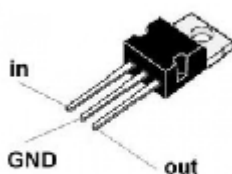


Рисунок 2.45. Стабілізатор напруги KP142EH8Б

До основних параметрів аналогових мікросхем відносяться:

- напруга живлення $U_{\text{ж}}$;
- коефіцієнт підсилення за напругою K_U ;
- вхідний опір $R_{\text{вх}}$;
- вихідний опір $R_{\text{вих}}$;

- максимальна вихідна напруга $U_{\text{вих max}}$;
- робочий частотний діапазон f_H та f_B ,
де f_H та f_B – відповідно нижня і верхня робочі частоти;
- потужність, що споживається елементом від джерела живлення $P_{\text{спож}}$.

До основних параметрів цифрових мікросхем відносяться:

- напруга живлення $U_{\text{ж}}$;
- час переходу ІМС зі стану логічного нуля в стан логічної одиниці t^{01} ;
- напруга логічного нуля U^0 ;
- напруга логічної одиниці U^1 ;
- потужність, що споживається від джерела живлення $P_{\text{спож}}$;
- коефіцієнт об'єднання по входу $K_{\text{об}}$ – число входів ІМС, по яких реалізується логічна функція;
- завадостійкість $U_{\text{зав}}$ – найбільша напруга перешкоди на вході ІМС, що не викликає порушення правильності її роботи.

Цифрові та аналогові інтегральні мікросхеми використовують в засобах автоматики, в пристроях промислової електроніки і обчислювальній техніці, в радіоапаратурі та ін.

Для більш детального знайомства з будовою, призначенням, параметрами, структурною, функціональною та схемою підключень мікросхем доцільно скористатися довідниками, каталогами, детальним описом (datasheet). Наприклад, в детальному описі мікросхеми КР142ЕН8Б (рисунок 2.45) вказано, що мікросхема є лінійним стабілізатор позитивної напруги. Він використовується в радіоелектронних пристроях в складі джерел живлення для стабілізації напруги живлення. Мікросхема виготовлена в корпусі ТО-220. Розташування виводів: 1 – вхід; 2 – загальний, 3 – вихід. Стабілізатор має вбудований захист від перегріву, обмежувач струму КЗ.

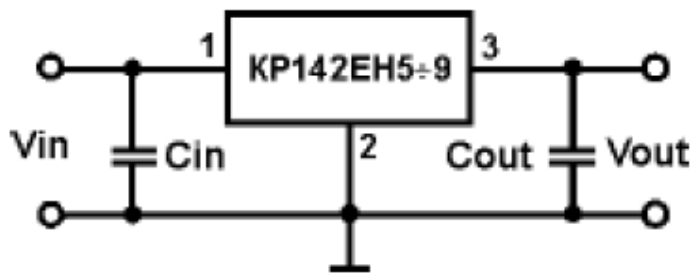


Рисунок 2.46. Типова схема включення.

Основні параметри:

- Вихідна номінальна напруга – 12В
- Вихідна мінімальна напруга – 11,64В
- Вихідна максимальна напруга – 12,36В
- Вихідний максимальний струм – 1,5А
- Коефіцієнт нестабільності напруги – 0,05%
- Коефіцієнт нестабільності струму – 1%
- Робочий діапазон температур кристалу -45...+125° С

Контрольні запитання

1. Поясніть поняття інтегральної схеми.
2. Як поділяються ІМС за кількістю елементів?
3. Як поділяються мікросхеми за технологією виготовлення?
4. Як поділяються мікросхеми за функціональним призначенням?
5. Наведіть основні параметри аналогових ІМС.
6. Наведіть основні параметри цифрових ІМС.
7. Що можна віднести до недоліків ІМС?
8. У чому полягають переваги інтегральних мікросхем перед електронними пристроями на дискретних елементах?

2.7. Мікропроцесори.

Мікропроцесор - інтегральна схема, яка виконує функції центрального процесора (ЦП), що призначений для виконання команд мови машинної програми. Основною функцією є обробка даних по заданій програмі шляхом виконання арифметичних і логічних операцій - програмне керування роботою пристроїв або спеціалізованого процесора. Сьогодні слово мікропроцесор є практично повним синонімом слова процесор, оскільки функціональний блок, що на ранніх стадіях розвитку обчислювальної техніки займали цілу плату чи навіть шафу, тепер вміщається в одну невеличку інтегральну схему із сотнями мільйонів транзисторів всередині. З середини 1980-х мікропроцесори витіснили інші види ЦП. Першим загальнодоступним мікропроцесором був 4-розрядний Intel 4004.

Є два основні напрями розвитку індустрії виробництва мікропроцесорів. Перше - розробка архітектури, що включає вибір тих або інших функцій і особливостей майбутніх схем, мікросхемотехніку і компоновку на кристалі функціональних блоків і їхніх елементів, що втілюють вибрані функції. Другий основоположний напрям - це власне напівпровідникові технології виробництва мікросхем. Сюди входять наукова розробка і втілення в «кремній» все швидших і менших транзисторів, ланцюгів зв'язку між ними і іншим «обрамленням» мікроструктур на кристалі, створення технологій виготовлення малюнка ліній і транзисторів на поверхні кремнію, нових матеріалів і устаткування для цього, а також «manufacturability» - область знань про те, як створити мікросхеми вищої якості, швидші, з великою кількістю придатних кристалів на пластині, меншим числом дефектів і розкидом робочих параметрів.



Рисунок 2.47. Сучасний мікропроцесор Intel Core i7 2600K Socket LGA1155, вигляд зверху.

З погляду програмістів, під архітектурою процесора мається на увазі його здатність виконувати певний набір машинних кодів. Більшість сучасних десктопних процесорів відносяться до сімейства x86, або Intel-сумісних процесорів архітектури (архітектура 32, 64- бітових процесорів Intel). Її основа була закладена компанією Intel в процесорі i8086, проте в подальших поколіннях процесорів вона була доповнена і розширена як самою Intel (введені нові набори команд MMX, SSE, SSE2 і SSE3), так і сторонніми виробниками (набори команд EMMX, 3DNow! і Extended 3DNow!, розроблені компанією AMD).

В рамках однієї і тієї ж архітектури різні процесори можуть досить сильно відрізнятися один від одного. І відмінності ці утілюються в різноманітних процесорних ядрах, що володіють певним набором суворо обумовлених характеристик. Найчастіше ці відмінності втілюються в різних частотах системної шини (FSB), розмірах кеша другого рівня, підтримці тих або інших нових систем команд або технологічних процесах, за якими виготовляються процесори. Перший багатоядерний процесор створила Rockwell у 1984 році, об'єднавши два ядра R6502B. У 2005 році з'явилися перші двоядерні мікропроцесори архітектури x86 - Intel Pentium D та AMD Athlon 64 X2. До того часу класичні одноядерні CPU певною мірою вичерпали резерви зростання продуктивності за рахунок підвищення робочої частоти. Каменем спотикання стало не тільки дуже високе тепловиділення процесорів, що працюють на високих частотах, але і проблеми з їхньою стабільністю. Отже, екстенсивний шлях розвитку процесорів вичерпався і виробникам довелося освоювати новий, інтенсивний шлях підвищення продуктивності продукції.

Типова структура мікропроцесора наведена на рисунку 2.48. В загальному випадку можна виділити три основні блоки: арифметико-логічний пристрій, блок внутрішніх регістрів і пристрій керування. Для передачі даних між цими блоками використовується внутрішня шина даних. Внутрішня шина даних безпосередньо приєднана до шини даних МП-системи.

Перелік функцій арифметико-логічного пристрою (АЛП) залежить від типу МП. Основу АЛП складає двійковий суматор, регістри для тимчасового зберігання операндів – буферні регістри, та логічні схеми для виконання логічних операцій.

В більшості мікропроцесорів цей пристрій виконує за керуючими сигналами кілька найпростіших операцій: додавання, віднімання, збільшення на 1 (додатне збільшення – інкрементування і від’ємне – декрементування), зсув даних вліво і вправо, інверсію, логічне додавання (АБО), логічне множення (І), додавання за модулем 2.

Важлива складова частина МП – реєстри: реєстр-акумулятор (РгА). Більшість арифметичних і логічних операцій здійснюється через використання АЛП і акумулятора. Будь-яка з таких операцій над словами даних (операндами) передбачає розміщення одного з них в РгА, а іншого в пам’яті або в одному з реєстрів МП. Результат виконання операції розміщується в РгА, попередній вміст якого втрачається.)); лічильник команд (Ргліч). Лічильник команд забезпечує формування адреси чергової команди, що записана в пам’яті)); реєстр адреси (Ргадр) містить адресу вічка пам’яті і має вихід безпосередньо на шину адрес МП-системи. При кожному звертанні до пам’яті МП-системи Ргадр вказує адресу вічка, вміст якого передбачається використати мікропроцесором, незалежно від того, чи то адреса команди або адреса даного)). Деякі реєстри мають спеціальне призначення, інші – багатоцільове. Останні називаються реєстрами загального призначення (Ргзп) і можуть використовуватись в програмуванні. АЛП може здійснювати операції над вмістом Ргзп без виходу на зовнішні шини адрес і даних і ці операції здійснюються набагато швидше, ніж операції над даними, що зберігаються в пам’яті. Тому іноді реєстри загального призначення називають надоперативною пам’яттю.

Пристрій керування управляє роботою АЛП і внутрішніх реєстрів в процесі виконання команди. Згідно з кодом операції, що знаходиться в команді, він формує внутрішні сигнали керування блоками мікропроцесора. Більшість пристроїв керування реалізовані за принципом мікропрограмного керування. Кожна команда, що входить до репертуару команд мікропроцесора, виконується не миттєво, а поступово такт за тактом в суворій послідовності, що визначається кодом команди і синхронізується в часі сигналами тактового генератора. За кожним тактом виконується певні елементарні дії, під час яких реєстри МП змінюють свій вміст. Тактність підтримується тактовими синхронізуючими імпульсами, які надходять до пристрою керування із зовнішнього генератора

імпульсів тактової частоти. Послідовність певних дій, що виконуються за кожним тактом при виконанні певної команди, визначається мікропрограмою виконання команди. Мікропрограма складається з мікрокоманд. Виконання мікрокоманди призводить до утворення певного керуючого сигналу, який надходить до задіяного в цій мікрокоманді блоку МП або до шини керування МП-системи. Мікропрограми зберігаються в постійній пам'яті пристрою керування. Отже можна сказати, що мікропрограмний пристрій керування уявляє собою деякий процесор в мікропроцесорі, який реалізує певний алгоритм виконання команди.

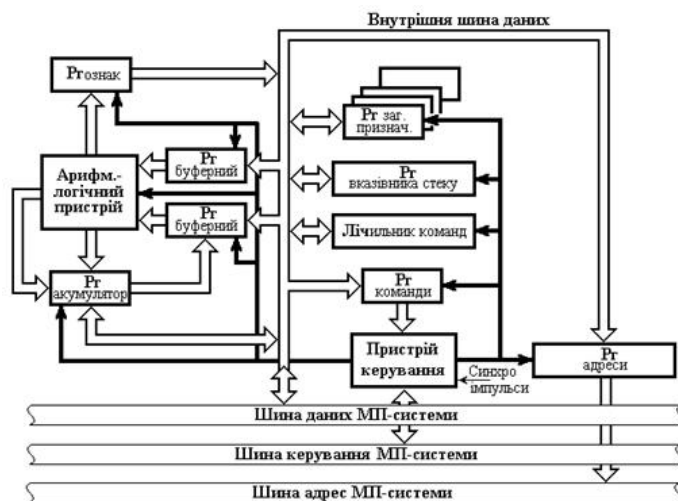


Рисунок 2.48. Типова структурна схема мікропроцесора

Для керування технологічними процесами в різних галузях широкого розповсюдження здобули мікроконтролери. **Мікроконтролер**, або однокристальна мікроЕОМ - виконана у вигляді мікросхеми спеціалізована мікропроцесорна система, що включає мікропроцесор, блоки пам'яті для збереження коду програм і даних, порти вводу-виводу і блоки зі спеціальними функціями (лічильники, компаратори, АЦП та інші). Вони призначені для керування різноманітними електронними пристроями. По суті, це - однокристальний комп'ютер, здатний виконувати прості завдання. Використання однієї мікросхеми значно знижує розміри, енергоспоживання і вартість пристроїв, побудованих на базі мікроконтролерів. Мікроконтролери можна зустріти в багатьох сучасних приладах, таких як телефони, пральні машини, вони відповідають за роботу двигунів і систем гальмування сучасних автомобілів, з їх допомогою створюються системи контролю і системи збору інформації. Більшість процесорів, що випускаються у світі - мікроконтролери.

Якщо перекладати слово "мікроконтролер" (англ. «microcontroller») дослівно, то вийде "мініатюрний пристрій, призначений для управління". Тут прийнято до уваги, що термін "control" в англomовних текстах набагато частіше має значення "керувати", ніж "контролювати". На практиці у функції МК входить контроль і управління виробничими процесами, побутовими приладами, спецтехнікою, системами збору інформації, принтерами, факсами, стільниковими телефонами і т.д.

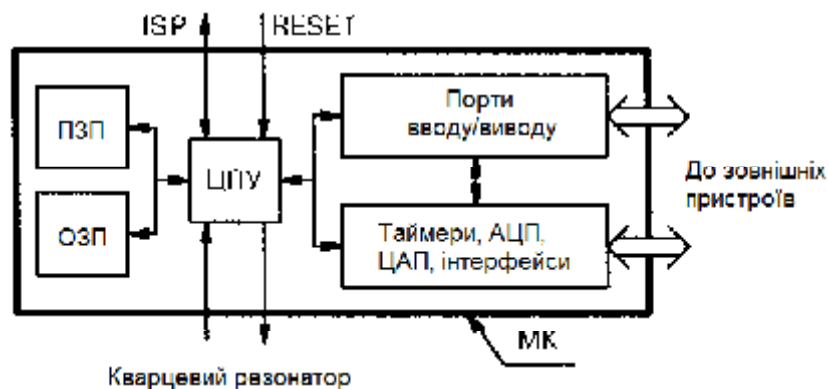


Рисунок 2.49. Структурна схема мікроконтролера.

Якщо до ЦПУ на кристал додати оперативне і постійне запам'ятовуючі пристрої (ОЗП, ПЗП), таймери, лічильники, аналого-цифрові і цифроаналогові перетворювачі (АЦП, ЦАП), інтерфейсні вузли та порти вводу/виводу, то мікропроцесор перетвориться на мікроконтролер (рисунок 3). Відповідно до одного з багатьох визначень, мікроконтролер – це спеціалізований мікропроцесор, оснащений приладовими інтерфейсами. Головною відмінністю між мікропроцесором і МК є самодостатність останнього. Наприклад, тактові імпульси виробляє вбудований синхрогенератор, який може працювати як автономно, так і від зовнішнього кварцового резонатора. Порти введення / виводу гнучко перебудовують свої функції і можуть безпосередньо з'єднуватися з датчиками і виконавчими пристроями. Керуюча програма зберігається у внутрішньому, а не в зовнішньому ПЗП. Її легко читати і модифікувати, оскільки сучасні МК містять багато разів перезаписуваний флеш-пам'ять (FLASH). Для програмування звичайно використовується інтерфейс ISP (In-System Programming), який не вимагає вилучення МК з панельки в друкованій платі.

Програмування (розглядається як кодування - реалізація у вигляді програми одного чи кількох взаємопов'язаних алгоритмів контролю та керування з застосуванням мов програмування) мікроконтролерів зазвичай здійснюється на асемблері або Сі, хоча існують компілятори для інших мов.

Для більш детального знайомства з призначенням, параметрами, структурною, функціональною та схемою підключень мікропроцесорів і мікроконтролерів доцільно скористатися довідниками, детальним описом (datasheet).

Загальні характеристики мікроконтролера Arduino Uno. Arduino Uno мікроконтролер побудований на базі мікроконтролера ATmega328. Поняття Arduino має три значення: фізичний пристрій; середовище розробки (програмування); Arduino громада. Пристрої Arduino – являють собою - апаратно обчислювальну платформу для аматорського конструювання систем автоматичного контролю, керування та робототехніки. Основними компонентами даних пристроїв є плата мікроконтролера з елементами вводу/виводу. Середовище розробки Arduino передбачає програмування на мові, що є підмножиною C/C++. Arduino може використовуватися як для створення автономних інтерактивних об'єктів, так і підключатися до програмного забезпечення, яке виконується на комп'ютері (наприклад: Processing, Adobe Flash, Max/MSP, Pure Data, SuperCollider). Інформація про плату (рисунок друкованої плати, специфікації елементів, програмне забезпечення) знаходяться у відкритому доступі і можуть бути використані тими, хто воліє створювати плати власноруч. призначенні для створення проектів.

Плата Arduino складається з мікроконтролера, а також елементів обв'язки для програмування та інтеграції з іншими пристроями. На багатьох платах наявний лінійний стабілізатор напруги +5В або +3,3В. Тактування здійснюється на частоті 16 або 8 МГц кварцовим резонатором. У мікроконтролер записаний завантажувач (bootloader), тому зовнішній програматор не потрібен. На концептуальному рівні усі сучасні плати програмуються через USB, що можливо завдяки мікросхемі конвертера USB-to-Serial FTDI FT232R. У версії платформи Arduino Uno як конвертер використовується контролер Atmega8 у SMD-корпусі. Дане рішення дозволяє програмувати конвертер таким чином, щоб платформа відразу розпізнавалася як

пристрій за вибором розробника зі всіма необхідними додатковими сигналами керування.

Плати Arduino дозволяють використовувати значну кількість виводів мікроконтролера як вхідні/вихідні контакти у зовнішніх схемах. Наприклад, у платі Arduino Uno доступно 14 цифрових входів/виходів, 6 із яких можуть генерувати ШІМ сигнал, і 6 аналогових входів. Ці сигнали доступні на платі через контактні площадки або штирові розніми. Також існує багато різних зовнішніх плат розширення, які називаються «shields» («щити»), які приєднуються до плати Arduino через штирові роз'єми. Сторонніми виробниками випускається велика гамма всіляких датчиків і виконавчих пристроїв, в тій чи іншій мірі сумісних між собою і з процесорними платами Ардуіно.

Характеристики Arduino Uno

Мікроконтролер	ATmega328
Робоча напруга	5 В
Вхідна напруга (рекомендуєма)	7-12 В
Вхідна напруга (гранична)	6-20 В
Цифрові Входи/Виходи	14 (6 з яких можуть використовуватися, як виходи ШІМ)
Аналогові входи	6
Постійний струм через вхід/вихід	40 мА
Постійний струм для виводу 3.3 В	50 мА
Флеш-пам'ять	32 Кб (ATmega328) з яких 0.5 Кб використовуються для завантажувача
ОЗУ	2 Кб (ATmega328)
EEPROM	1 Кб (ATmega328)
Тактова частота	16 МГц

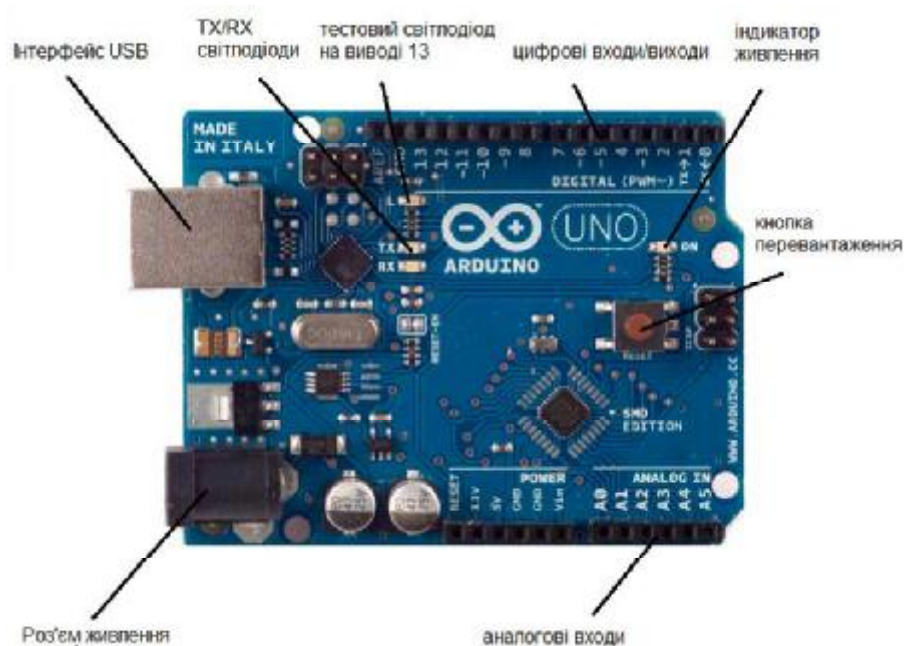


Рисунок 2.50. Зовнішній вигляд Arduino Uno.

Інтегроване середовище розробки Arduino це багатоплатформовий додаток на Java, що включає в себе редактор коду, компілятор і модуль передачі прошивки в плату. Середовище розробки засноване на мові програмування Processing та спроектована для програмування новачками, не знайомими близько з розробкою програмного забезпечення. Строго кажучи, це C++, доповнений деякими бібліотеками. Програми обробляються за допомогою препроцесора, а потім компілюється за допомогою AVR-GCC.

Програми Arduino пишуться на мові програмування C або C++. Середовище розробки Arduino поставляється разом із бібліотекою програм, яка називається «Wiring», яка бере початок від проекту Wiring, який дозволяє робити багато стандартних операцій вводу/виводу набагато простіше. Користувачам необхідно визначити лише дві функції, для того щоб створити програму, яка буде працювати за принципом циклічного виконання.

При створенні проектів користувач може використовувати стандартні бібліотеки з можливістю внесення в них змін. Програми проектів, що створюються в середовищі Arduino називаються «скетч». Середовище програмування, як текстовий редактор в

якому створюються, редагуються програми, а потім завантажуються в мікроконтролер.

Установка Arduino. Для роботи з апаратними пристроями Arduino на персональному комп'ютері необхідно встановити програму розробки Arduino та драйвер плати Arduino. Програму розробки Arduino можна скачати з офіційного сайту <https://www.arduino.cc/en/Main/Software>. Там же чи на форумах по Arduino можна скачати драйвер для відповідної плати Arduino (для різних плат можуть відрізнятися) та відповідної системної оболонки комп'ютера (Windows).

Для роботи необхідно підключити платформу до комп'ютера за допомогою кабеля USB. Живлення при програмуванні чи малій потужності зовнішніх плат, і елементів також здійснюється через USB. В інших випадках живлення подається на відповідний роз'єм за допомогою адаптера AC/DC 6 - 20В, чи батареї.

Після підключення плати до комп'ютера необхідно встановити драйвер. В програмному середовищі Arduino необхідно вибрати com ? порт до якого приєдналась плата та вказати тип плати Arduino (в нашому випадку Arduino UNO). Скриншот вибору типу плати вказаний на рисунку 2.51.

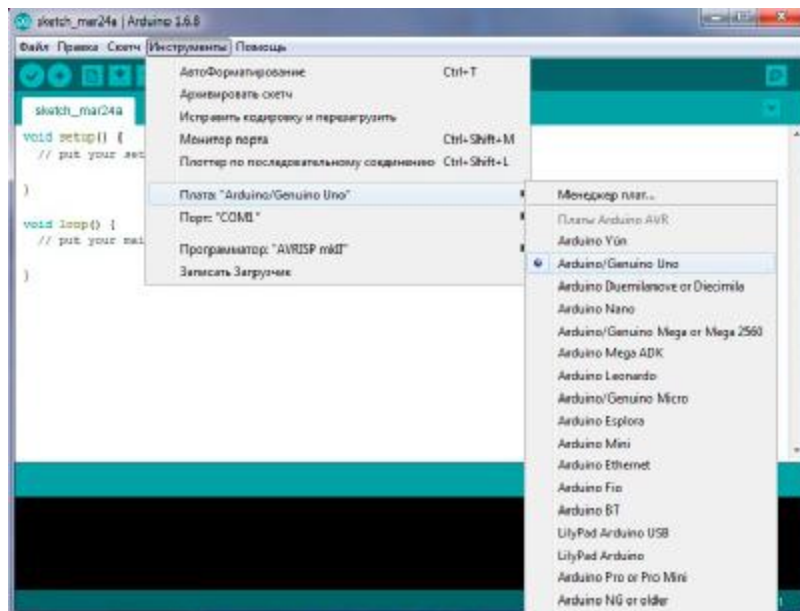


Рисунок 2.51. Скриншот вибору типу плати в програмному середовищі Arduino.

Для подальшої роботи в середовищі Arduino необхідно (згідно з рисунком 2.52):

- написати скетч;
- скомпілювати скетч (Compile);
- завантажити скетч (Upload).

Якщо в програмі відсутні помилки, після завантаження вона почне працювати. (при наявності помилок в статусних повідомленнях вони будуть вказані червоним кольором).

Для первинної перевірки плати можна використати скетч "Blink" з бібліотеки (бібліотека знаходиться по шляху: Файл/Примеры/Basics/Blink). Після завантаження скетча повинен моргати тестовий світлодіод.

Базова структура програми для Arduino складається з двох частин. В її функціях (setup і loop) міститься код програми для виконання. Де setup() – це підготовка, а loop() – виконання програми. Перед функцією setup – на початку програми проводяться коментарії та вказуються всі змінні. В ній проводиться ініціалізація портів (pinMode). Дана функція виконується один раз.

Нижче наведено зміст скетчу "Blink". Після коментарію в функції "setup" вказано ініціалізацію цифрового виводу pin 13, як виходу.

Функція "loop" включає код, який виконується постійно - читаються входи, перемикаються виходи і т.д. Дана функція - ядро всієї програми. В скетчі "Blink" функція "loop" спочатку має коментарій про те, що функція повторюється. Потім записується, що цифровий pin 13 матиме високий рівень (викається) з затримкою 1000 мілісекунд. Подальше цифровий pin 13 матиме низький рівень (вимикається) з затримкою 1000 мілісекунд.

// the setup function runs once when you press reset or power the board

void setup() {

// initialize digital pin 13 as an output.

pinMode(13, OUTPUT);

}

// the loop function runs over and over again forever

void loop() {

digitalWrite(13, HIGH); // turn the LED on (HIGH is the voltage level)

```

delay(1000);           // wait for a second
digitalWrite(13, LOW); // turn the LED off by making the voltage LOW
delay(1000);           // wait for a second
}

```



Рисунок 2.52. Послідовність дій та завантаження скетчу.

Контрольні запитання

1. Охарактеризуйте поняття мікропроцесор.
2. Напрямки розвитку архітектури та технологій виробництва мікропроцесорів.
3. Структурна схема мікропроцесора.
4. Охарактеризуйте поняття мікроконтролер.
5. Структурна схема мікроконтролера.
6. Охарактеризуйте поняття Arduino.
7. Наведіть основні характеристики плати Arduino UNO.
8. Вкажіть згідно зі схемою маркування виводів Arduino UNO.
9. Наведіть основні принципи роботи у програмному середовищі Arduino.
10. Як протестувати роботу мікроконтролера Arduino.

3. Основи аналогової електронної техніки.

3.1. Підсилювачі електричних сигналів.

Підсилювачем називають пристрій, який призначений для збільшення параметрів електричного сигналу (напруги, струму, потужності). Підсилювач має вхідне коло, до якого підключається джерело вхідного сигналу (рисунок 3.1), і вихідне коло, з якого вихідний сигнал знімається і подається на навантаження. Підсилювачі мають активні (польові і біполярні транзистори) і пасивні (резистори, конденсатори, індуктивності) елементи, а також джерело живлення постійної напруги.

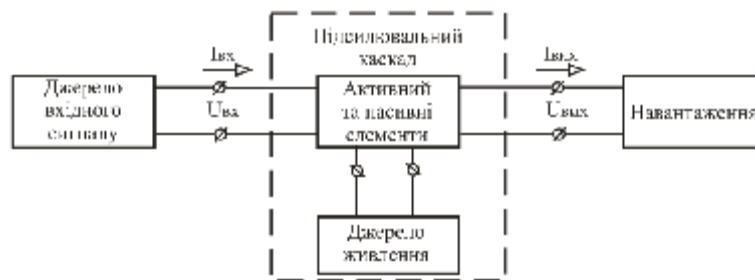


Рисунок 3.1. Структурна схема підсилювального каскаду

Основні параметри і характеристики підсилювачів:

- коефіцієнт підсилення за напругою:

$$K_U = \frac{U_{ВИХ}}{U_{ВХ}};$$

- коефіцієнт підсилення за струмом:

$$K_I = \frac{I_{ВИХ}}{I_{ВХ}};$$

- коефіцієнт підсилення за потужністю:

$$K_P = \frac{P_{ВИХ}}{P_{ВХ}} = K_U \cdot K_I;$$

- робочий діапазон частот Δf_p – діапазон частот від нижньої робочої частоти f_H до верхньої робочої частоти f_B в межах якої коефіцієнт підсилення не виходить за гранично допустимі значення;

- вхідний опір R_{BX} – опір між вхідними затискачами підсилювача для змінного вхідного струму:

$$R_{BX} = \frac{\Delta U_{BX}}{\Delta I_{BX}};$$

- вихідний опір $R_{ВИХ}$ – опір між вихідними затискачами підсилювача для змінного струму при відключеному опорі навантаження:

$$R_{ВИХ} = \frac{\Delta U_{ВИХ}}{\Delta I_{ВИХ}};$$

- коефіцієнт корисної дії підсилювача η – відношення потужності, що віддається підсилювачем в навантаження, до потужності, що споживається від джерела живлення:

$$\eta = \frac{P_{ВИХ}}{P_0};$$

- динамічний діапазон D – відношення максимальної вхідної напруги до мінімальної вхідної напруги, при яких нелінійні викривлення не перевищують встановлених норм:

$$D = \frac{U_{BX \max}}{U_{BX \min}};$$

- лінійні викривлення – це викривлення, які обумовлені залежністю параметрів підсилювача від частоти і незалежні від амплітуди вхідного сигналу. Вони підрозділяються на частотні, фазові і перехідні. Вони викликані наявністю в колах підсилювача реактивних елементів (індуктивності і ємності), опори яких залежать від частоти, а також залежністю від частоти фізичних параметрів напівпровідникових приладів;
- нелінійні викривлення – це викривлення, які обумовлені залежністю коефіцієнта підсилення підсилювача від амплітуди підсилюваного сигналу. Нелінійні викривлення викликані нелінійністю вольтамперних характеристик активних елементів підсилювача (транзистори та ін.)

До основних характеристик підсилювачів відносяться:

- амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) – залежність модуля коефіцієнта підсилення від частоти $K_U = F(f)$ (рисунок 2, а);
- фазо-частотна характеристика (ФЧХ) – залежність кута зсуву фази між вихідною і вхідною напругами від частоти $\varphi = F(f)$ (рисунок 3.2, б);
- амплітудна характеристика підсилювача – залежність амплітуди вихідного сигналу $U_{\text{вих}} \text{ мВ}$ від амплітуди вхідного сигналу $U_{\text{вх}} \text{ мВ}$ на деякій постійній частоті $U_{\text{вих}} \text{ мВ} = F(U_{\text{вх}} \text{ мВ})$ (рисунок 3.2, в).

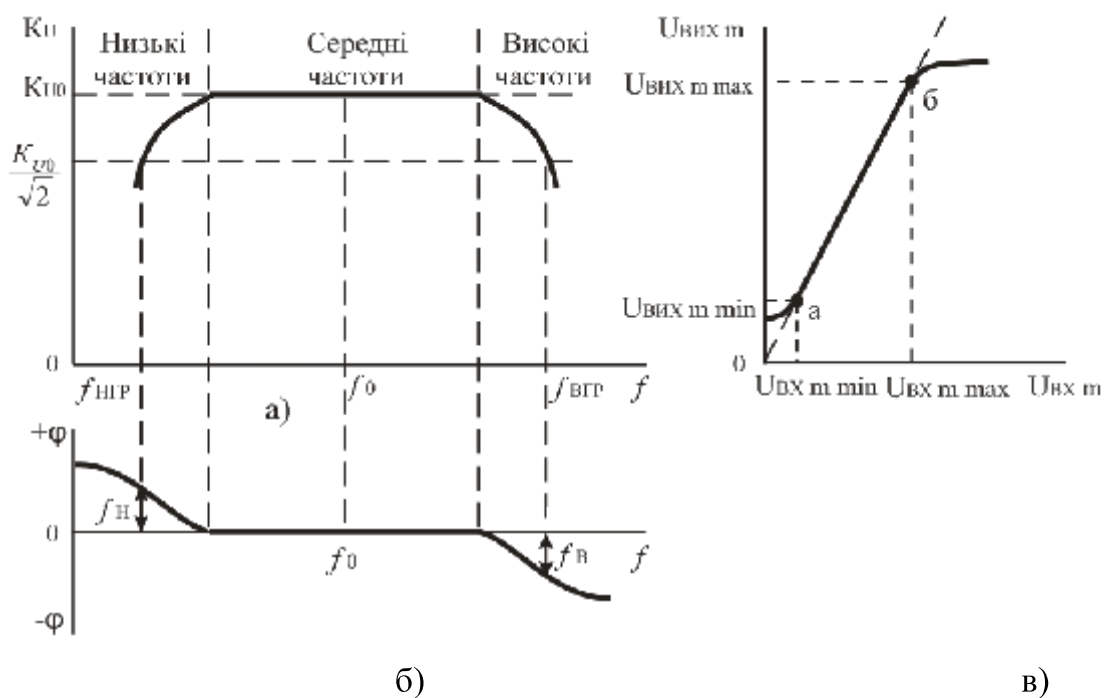


Рисунок 3.2. Характеристики підсилювачів: а – амплітудно-частотна (АЧХ); б – фазо-частотна (ФЧХ); в – амплітудна.

Всі підсилювачі можна підрозділити на два класи (рисунок 3.3) – з лінійним і нелінійним режимом роботи. У підсилювачах з лінійним режимом роботи вихідний сигнал повинен бути близьким за формою до вхідного. Викривлення форми сигналу, що вносяться підсилювачем, повинні бути мінімальними. Залежно від виду АЧХ підсилювачі з лінійним режимом роботи підрозділяють на:

- підсилювачі сигналу, що повільно змінюється (підсилювачі постійного струму – ППС);

- підсилювачі звукових частот (ПЗЧ);
- підсилювачі високої частоти (ПВЧ);
- широкосмугові підсилювачі (ШСП);
- вузькосмугові підсилювачі (ВСП).

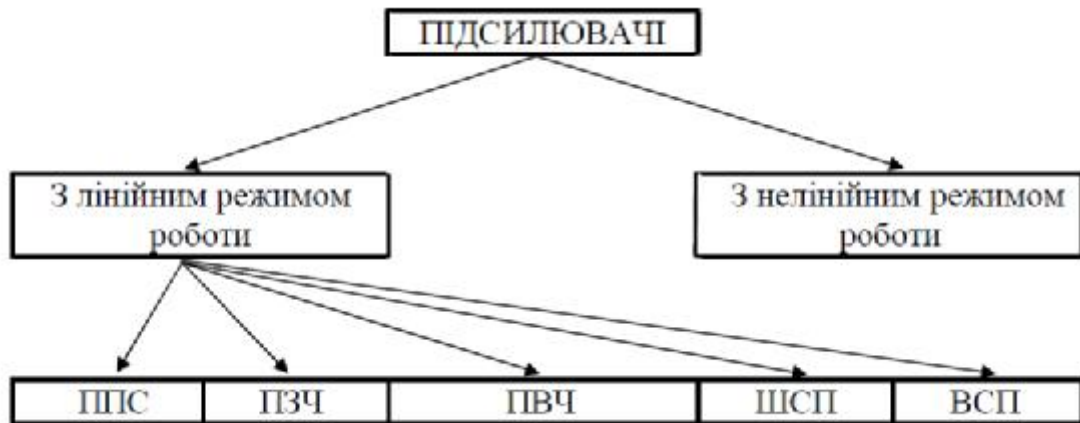


Рисунок 3.3. Класифікація підсилювачів

У підсилювачах з нелінійним режимом роботи пропорційність в передачі вхідного сигналу відсутня. Після досягнення деякої величини напруги вхідного сигналу при його збільшенні сигнал на виході підсилювача залишається без зміни (обмежується на деякому рівні). Такі підсилювачі використовуються для перетворення вхідного сигналу, наприклад синусоїдального, в імпульсний сигнал, а також для підсилення імпульсів.

Принцип побудови підсилювальних каскадів. Багато підсилювачів складаються з декількох ступенів, що здійснюють послідовне підсилення сигналу і зазвичай названих каскадами. Число каскадів в таких багатокаскадних підсилювачах залежить від необхідних значень коефіцієнтів підсилення K_I , K_U , K_P . Залежно від виконуваних функцій підсилювальні каскади підрозділяють на каскади попереднього підсилення і вихідні каскади. Каскади попереднього підсилення призначені для підвищення рівня сигналу за напругою, а вихідні каскади – для отримання необхідних значень струму або потужності сигналу в навантаженні.

Підсилювачі на біполярних транзисторах. Показники підсилювальних каскадів залежать від способу увімкнення транзистора, що виконує роль керованого елементу. У зв'язку з цим аналіз підсилювальних каскадів на біполярних транзисторах

проводиться для трьох способів включення: з спільним емітером (СЕ), з спільним колектором (СК) і спільною базою (СБ).

Таблиця 3.1. Параметри основних схем увімкнення транзисторів.

Параметр	Схема увімкнення		
	СЕ	СБ	СК
Вхідний опір, R_{BX}	200...2000 Ом	50...100 Ом	10...500 кОм
Вихідний опір, R_{BIX}	30...70 кОм	0,1...1,0 МОм	50...1000 Ом
Коефіцієнт підсилення за напругою, K_U	30...1000	30...400	≈ 1
Коефіцієнт підсилення за струмом, K_I	10...200	≈ 1	10...200
Коефіцієнт підсилення за потужністю, K_P	3000...30000	30...400	10...200
Фазовий зсув між U_{BIX} і U_{BX} , φ	180°	0	0

Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі за схемою із спільним емітером є найбільш розповсюджений, так як характеризується значним коефіцієнтом підсилення: за напругою $K_U = 30...1000$, за струмом $K_I = 10...200$, за потужністю $K_P = 3000...30000$.

Основними елементами схеми (рисунк 3.4) є джерело живлення E_K , керуючий елемент – транзистор VT і резистор R_K . Ці елементи утворюють головне коло підсилювального каскаду. Підсилена змінна напруга на виході схеми - колекторний струм створюється за рахунок протікання струму бази. Резистор R_K підбирається для забезпечення початкового положення робочої точки - початкового струму I_{KC} . Решта елементів виконує допоміжну роль. Конденсатори C_{P1} , C_{P2} є роздільними. Конденсатор C_{P1} виключає вплив постійної складової джерела струму вхідного каскаду на роботу транзистора. Функція конденсатора C_{P2} зводиться до пропускання в коло навантаження змінної складової напруги і затримання постійної складової.

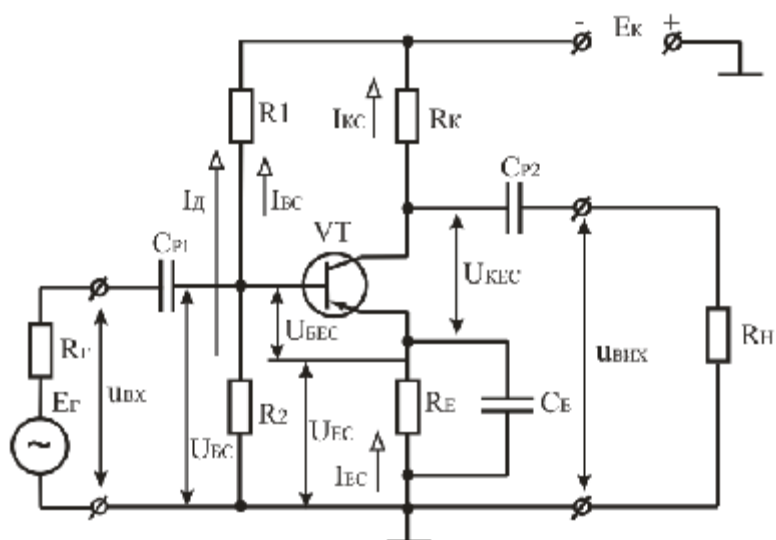


Рисунок 3.4. Схема підсилювального каскаду з СЕ

Резистори R_1 , R_2 використовуються для задання режиму спокою каскаду. Оскільки біполярний транзистор керується струмом, то струм спокою (в даному випадку струм $I_{КС}$) створюється заданням відповідної величини струму бази спокою $I_{БС}$. Резистор R_1 призначений для створення кола протікання струму $I_{БС}$. Спільно з R_2 резистор R_1 забезпечує початкову напругу на базі $U_{БЕС}$ відносно затискача «+ЕК» джерела живлення. При забезпеченні режиму роботи транзистора необхідно здійснити температурну стабілізацію положення робочої точки (зменшити вплив температури на початкове положення робочої точки). Для цього в емітерне коло введений резистор R_E , на якому створюється напруга від'ємного зворотного зв'язку ВЗЗ за постійним струмом U_{RE} . Наприклад при зростанні температури транзистора зростає струм колектора $I_{КС}$. Так як $I_{ЕС} = I_{КС} + I_{БС}$ то зростання струму колектора призводить до зростання струму емітора і відповідно до зростання падіння напруги на резисторі R_E . В результаті цього зменшується напруга між базою та емітером $U_{БЕС}$, що призводить до зменшення струму бази $I_{БС}$, а відповідно і струму колектора $I_{КС}$. Для усунення ВЗЗ за змінним струмом за наявності вхідного змінного сигналу резистор шунтують конденсатором C_E , опір якого на частоті підсилювального сигналу повинен бути незначним. Для температурної стабілізації паралельно R_2 включають термістор, в якому при зростанні температури зменшується опір і відбувається зменшення

від'ємної напруги на базі. При цьому зменшується струм бази та відповідно струм колектора.

Процес підсилення ґрунтується на перетворенні енергії джерела живлення постійної напруги в енергію змінної напруги у вихідному колі за рахунок зміни опору емітера-колектора згідно зі змінами вхідного сигналу. Принцип дії каскаду з C_E полягає в наступному. При підключенні до входу підсилювача джерела синусоїдальної напруги E_T на базі транзистора з'являється синусоїдальна напруга u_{BX} , яка змінює початкову напругу $U_{БЕС}$. Під впливом напруги u_{BX} в колі бази з'являється змінна складова струму $i_{B\sim}$, яка викликає появу змінної складової струму в колі колектора $i_{K\sim} = \beta \cdot i_{B\sim}$.

Аналіз каскаду за постійним та змінним струмом проводять графоаналітичним методом.

Основне призначення підсилювального каскаду із спільним колектором – узгодження високоомного джерела вхідного сигналу з низькоомним резистором навантаження. Емітерним повторювачем схему називають внаслідок того, що її вихідна напруга, що знімається з емітера транзистора, близька за величиною до вхідної напруги і співпадає з нею за фазою.

Режими роботи підсилювачів на біполярних транзисторах. Розрізняють три основні режими роботи підсилювальних каскадів: А, В, АВ, які визначаються початковим положенням робочої точки за відсутності вхідного змінного сигналу. Це положення визначається на характеристиках транзистора сукупністю постійних складових струмів і напруг у вихідному $I_{КС}$, $U_{КЕС}$ і вхідному $I_{БС}$, $U_{БЕС}$ колах.

При роботі транзистора в активному (підсилювальному) режимі (клас А) початкове положення робочої точки повинне бути таким, щоб струм через активний елемент (біполярний транзистор) протікав впродовж всього періоду зміни вхідного сигналу, а амплітудне значення вихідного струму I_{Km} не перевищувало початкового струму $I_{КС}$. Тому в підсилювачах класу А положення робочої точки вибирають посередині лінії навантаження. Це забезпечує лінійне підсилення змінного вхідного сигналу. Такий режим використовують в каскадах попереднього підсилення або в

малопотужних вихідних каскадах. Недоліком такого підсилювача є низький ККД ($\eta_{\text{MAX}} = 50 \%$).

У підсилювачах класу В робоча точка вибрана при струмі колектора I_K в стані спокою рівним нулю. У такому режимі транзистор відкритий тільки впродовж половини періоду змінного вхідного сигналу. Особливістю цього режиму є високий ККД підсилювача ($\eta_{\text{MAX}} = 78,5 \%$), так як постійна складова значно менше ніж підсилювачах класу А. В даному режимі підсилювачі характеризуються більшими нелінійними спотвореннями сигналу, тому його застосовують у вихідних двотактних каскадах підсилення потужності.

Режим класу АВ є проміжним між режимами А і В. При малих і середніх вхідних сигналах він має властивості режиму А, а при великому вхідному сигналі – режиму В. ККД в режимі класу АВ – $\eta_{\text{MAX}} = 50 - 78,5 \%$.

Принцип побудови підсилювальних каскадів на польових транзисторах такий самий, як і каскадів на біполярних транзисторах. Особливість полягає в тому, що польовий транзистор управляється по вхідному колу напругою, а не струмом. З цієї причини завдання режиму спокою в каскадах на польових транзисторах здійснюється подачею у вхідне коло каскаду постійної напруги відповідної величини і полярності.

Підсилювальний каскад на польовому транзисторі з керуючим р-n-переходом.

Основними елементами каскаду є джерело живлення E_C , транзистор VT і резистор R_C . Навантаження підключене через розділяючий конденсатор C_{P2} до стоку транзистора. Решта елементів каскаду виконує допоміжну роль. Резистори R_3 , R_B призначені для задання напруги $U_{ЗВС}$ в режимі спокою. Резистор R_B виконує функцію формування автоматичного зміщення, що подається на затвор, а також створює в каскаді від'ємний зворотний зв'язок за постійним струмом, який призначений для стабілізації режиму спокою при зміні температури. Конденсатор C_B призначений для виключення ВЗЗ за змінним струмом. Розділяючий конденсатор C_{P1} забезпечує зв'язок каскаду з джерелом вхідного сигналу. Аналіз роботи підсилювального каскаду на польовому транзисторі (рисунок 3.5) проводять використовуючи графоаналітичний метод. Під час подачі на вхід підсилювального каскаду змінної напруги $u_{ВХ}$ з'явиться змінна складова струму стоку i_C . Зміна цього струму призводить до зміни напруги U_{CB} між стоком та витоком.

Його змінна складова u_c яка дорівнює за величиною та протилежна за фазою падінню напруги на резисторі R_c , є вихідною напругою підсилювального каскаду.

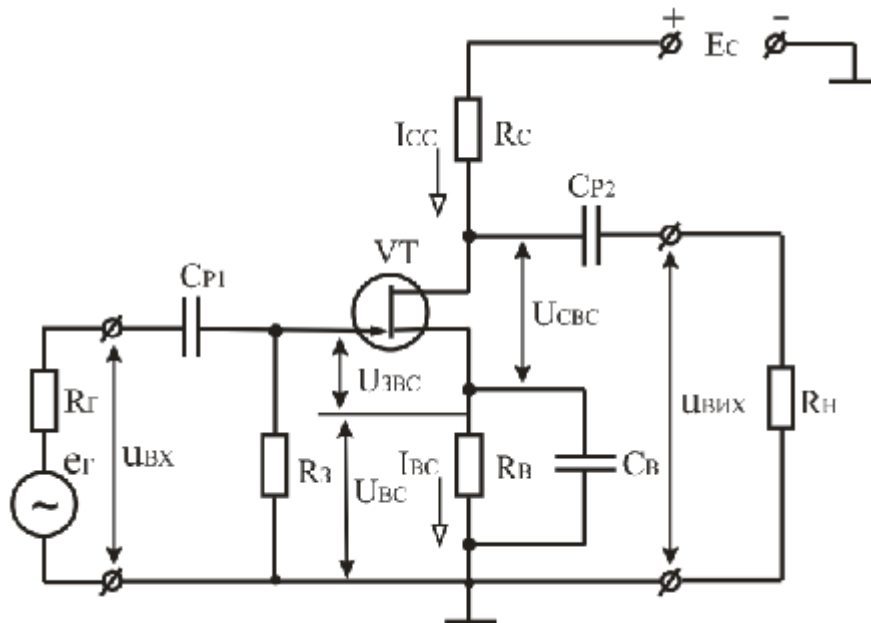


Рисунок 3.5. Схема підсилювального каскаду на польовому транзисторі з керуючим р-п-переходом із спільним витоком.

Багатокаскадні підсилювачі. При підсиленні малих вхідних сигналів може статися, що одного підсилювального каскаду недостатньо для отримання потрібного коефіцієнта підсилення. В цьому випадку задачу вирішують за допомогою багатокаскадних підсилювачів, які отримують шляхом послідовного з'єднання окремих каскадів (рисунок 3.6). У багатокаскадних підсилювачах вихідний сигнал першого і будь-якого проміжного каскаду служить вхідним сигналом подальшого каскаду. Навантаженням вказаних каскадів є вхідний опір подальшого каскаду. Вхідні і вихідні опори підсилювача визначаються відповідно вхідним і вихідним каскадами. Коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача рівний добутку коефіцієнтів підсилення каскадів, які до нього входять: $K_U = K_{U1} \cdot K_{U2} \cdot \dots \cdot K_{UN}$. Зв'язок каскадів в багатокаскадному підсилювачі може здійснюватися за допомогою конденсатора, трансформатора, оптрона або безпосередньо. Відповідно до цього розрізняють підсилювачі з конденсаторним, трансформаторним, оптронним та безпосереднім зв'язками.

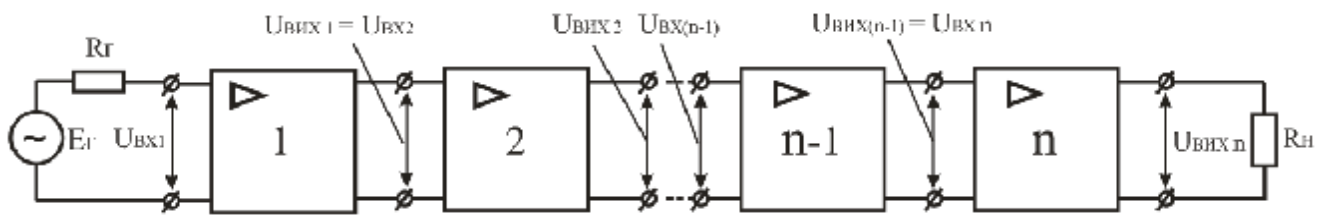


Рисунок 3.6. Структурна схема багатокаскадного підсилювача.

Зворотні зв'язки (ЗЗ) в підсилювачах. Зворотним зв'язком називають таку дію вихідного кола схеми на її вхідне коло, при якому частина вихідного сигналу подається на вхід. У підсилювачі із зворотним зв'язком вхідна напруга $U_{вх}$ і напруга зворотного зв'язку $U_{зз}$ можуть співпадати за фазою або знаходитися в протифазі. У першому випадку результуюча напруга: $U_1 = U_{вх} + U_{зз}$, а такий зворотний зв'язок називають додатним. У другому випадку: $U_1 = U_{вх} - U_{зз}$, і такий зворотний зв'язок називають від'ємним. Від'ємні ЗЗ знижує коефіцієнт підсилення підсилювача в $(1 + \beta K)$ разів.

Зворотні зв'язки (ЗЗ) підрозділяють на зворотні зв'язки за напругою і за струмом. При ЗЗ за напругою коло зворотного зв'язку підключається до виходу підсилювача паралельно і $U_{зз} = \beta U_{вих}$ (де β – коефіцієнт передачі кола ЗЗ), тобто напруга зворотного зв'язку виявляється пропорційною вихідній напрузі. При зворотному зв'язку за струмом коло зворотного зв'язку підключається до виходу підсилювача послідовно з навантаженням і $U_{зз} = \beta I_{вих} R_{зз}$, тобто напруга ЗЗ виявляється пропорційною струму в колі навантаження. Напруга ЗЗ може подаватися на вхід підсилювача або послідовно з напругою вхідного сигналу, або паралельно. У першому випадку зворотний зв'язок називається послідовним, а в другому – паралельним. Найбільшого поширення в підсилювачах набули наступні види ЗЗ: послідовний ЗЗ за струмом; послідовний ЗЗ за напругою; паралельний ЗЗ за напругою.

Від'ємний ЗЗ знижує коефіцієнт підсилення підсилювача, а додатний - підвищує коефіцієнт підсилення підсилювача. Додатний зворотний зв'язок в електронних підсилювачах практично не застосовують, оскільки при цьому стабільність

коефіцієнта підсилення значно погіршується. Від'ємний зворотний зв'язок широко використовують в підсилювачах. В результаті введення ВЗЗ за напругою:

- підвищується стабільність коефіцієнта підсилення підсилювача;
- знижується рівень нелінійних викривлень;
- збільшується вхідний і зменшується вихідний опір підсилювача.

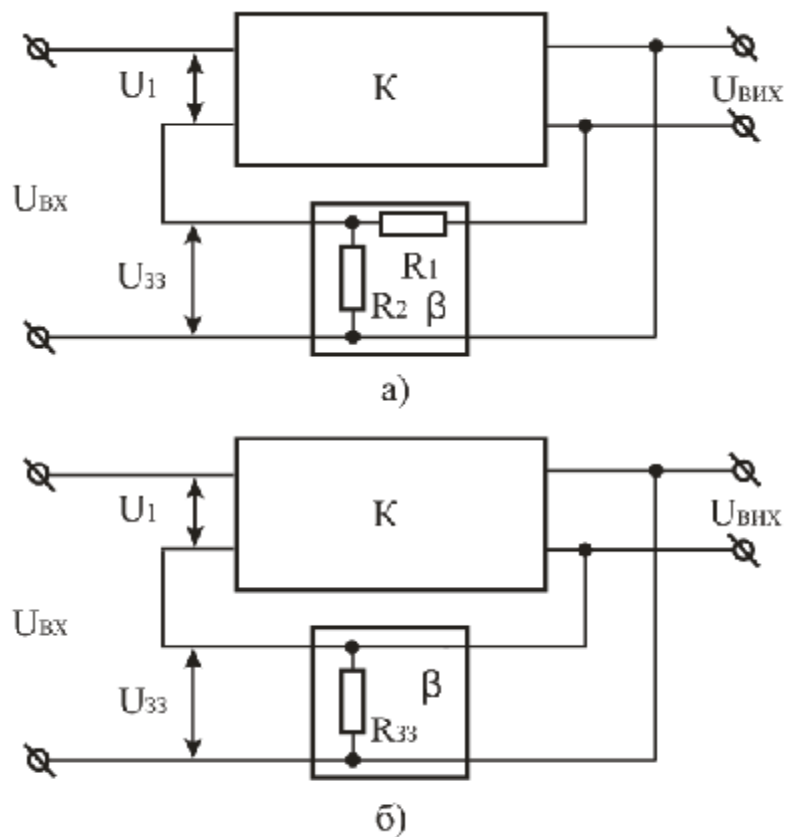


Рисунок 3.7. Види зворотних зв'язків: а – послідовний від'ємний зворотний зв'язок за напругою; б – послідовний від'ємний зворотний зв'язок за струмом.

Підсилювачі потужності називають вихідні підсилювальні каскади, які призначені для передачі в навантаження потрібної або максимально можливої потужності при заданому опорі навантаження. Каскади підсилення потужності відрізняються великою різноманітністю. Вони можуть виконуватися на біполярних і польових транзисторах. За способом підключення навантаження підсилювальні каскади можуть бути трансформаторними і безтрансформаторними. У підсилювачах потужності знайшли застосування три класи підсилення: А, В, і АВ.

Підсилювальний каскад з трансформаторним увімкненням навантаження. Схема однотактного підсилювача потужності класу А наведена на рисунку 3.8. При низькоомних навантаженнях для збільшення ККД однотактні підсилювачі потужності виконуються за трансформаторною схемою. Трансформатор TV узгоджує опір резистора навантаження R_H з вихідним колом транзистора VT і формує посилені струм і напругу. Резистори R_1 , R_2 і R_E забезпечують вибраний режим роботи за постійним струмом. Резистори R_1 і R_2 фіксують за постійним струмом потенціал бази. Резистор R_E забезпечує стабілізацію режиму роботи транзистора за постійним струмом, що необхідно для стабілізації режиму при зміні температури, а також при заміні транзистора або зміні параметрів джерела живлення. На резисторі R_E створюється напруга V_{BE} за постійним струмом, що стабілізує режим роботи підсилювача. Щоб уникнути появи V_{BE} за змінним струмом, що знижує коефіцієнт підсилення за потужністю, паралельно резистору R_E вмикають конденсатор C_E , що має малий опір за змінним струмом для частоти сигналу. Конденсатор C_P відокремлює за постійним струмом джерело вхідного сигналу і підсилювач потужності.

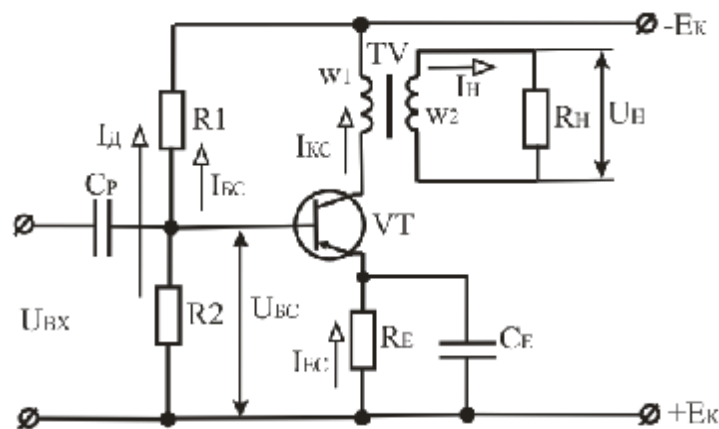


Рисунок 3.8. Схема підсилювача потужності класу А з трансформаторним увімкненням навантаження.

Розрахунок каскаду проводять графоаналітичним методом з використанням ліній навантаження за постійним і за змінним струмом. Початковими при розрахунку є вихідна потужність P_H і опір навантаження R_H .

Однокаскадні підсилювачі потужності мають ряд недоліків: малий к.к.д., відносно великі нелінійні спотворення сигналів, зокрема по причині підмагнічування магнітопроводу вихідного трансформатора, частотні спотворення.

Для зменшення впливу вказаних недоліків та при необхідності збільшення потужності використовують двохтактні підсилювачі. Найбільш широке розповсюдження отримали безтрансформаторні двохтактні каскади на транзисторах (рисунок 3.9). Використання різних типів (р-п-р і n-р-n) транзисторів, що відрізняються напрямком протікання струму, дозволяє значно спростити схему підсилювача.

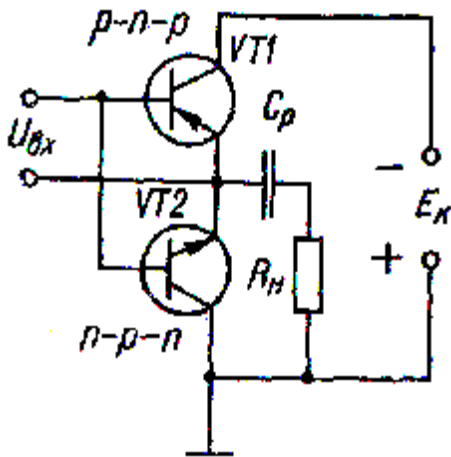


Рисунок 3.9. Безтрансформаторний двохтактний вихідний каскад підсилювача.

Підсилювачі постійного струму (ППС) призначені для підсилення сигналів, що повільно змінюються. У них використовується безпосередній гальванічний зв'язок (за постійним струмом) між каскадами без застосування конденсаторів і трансформаторів. ППС повинні мати амплітудно-частотну характеристику, представлену на рисунку 3.10а.

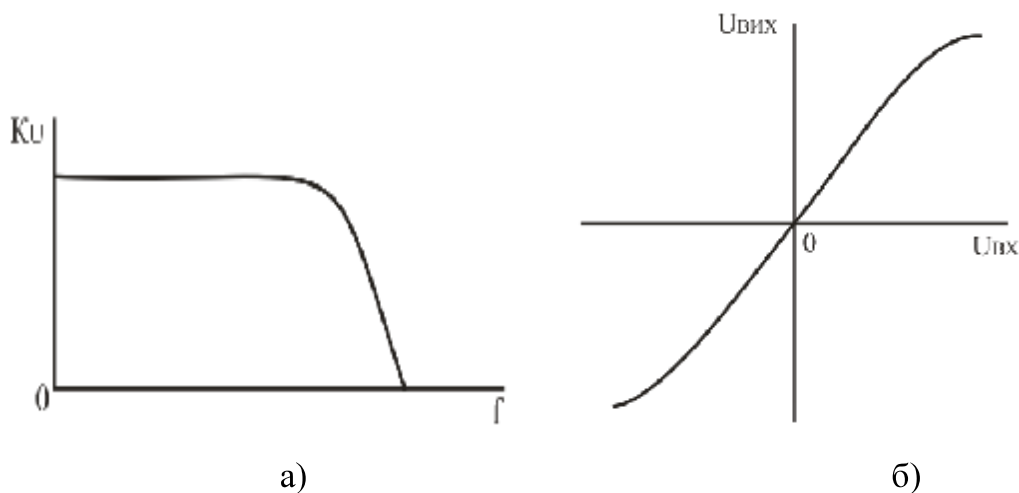


Рисунок 3.10. Характеристики підсилювача постійного струму: а - амплітудно-частотна; б - амплітудна.

В більшості випадків при використанні ППС потрібно, щоб при зміні полярності постійної складової вхідного сигналу змінювалася і полярність постійної складової вихідного сигналу. Отже, амплітудна характеристика ППС повинна мати вигляд, представлений на рисунку 3.10.

ППС знаходять застосування в стабілізаторах напруги і струму, вимірювальних приладах, пристроях автоматики, системах спостереження і т. д. За принципом дії і схемним виконанням ППС діляться на два основні види:

- ППС прямого підсилення;
- ППС з перетворенням.

У підсилювачах постійного струму відсутні елементи, які призначені для розділення підсилювальних каскадів за постійним струмом. У зв'язку з цим вихідна напруга визначається тут не тільки посиленням корисним сигналом, але і помилковим сигналом, що створюється за рахунок зміни в часі параметрів режимів каскадів за постійним струмом. Це явище призводить до так званого дрейфу нуля підсилювача. Дрейф нуля в ППС – це зміна вихідної напруги за відсутності змін вхідної, що відбувається під впливом дестабілізуючих чинників, які впливають на підсилювач. Причинами дрейфу є нестабільність напруги живлення схеми, температурна і часова нестабільність параметрів транзисторів і резисторів. Якість ППС оцінюють за напругою дрейфу, що приведена до входу підсилювача (приведеному дрейфу): $U_{др.вх} = U_{др.вих} K_U$. Величина приведенного дрейфу обмежує мінімально помітний вхідний сигнал. Так, для одиночних каскадів з СЕ приведений до входу дрейф нуля за напругою приблизно дорівнює 2...8 мВ/град для кремнієвих біполярних транзисторів і 20 – 30 мВ/град – для германієвих біполярних транзисторів. Приведений дрейф за струмом в таких каскадах при струмі $I_E = 1\text{mA}$ може перевищувати 10 мкА/град. Приведений дрейф нуля в одиночних каскадах на польових транзисторах менше, ніж в каскадах на біполярних транзисторах, і складає 3 – 4 мВ/град.

Зменшення дрейфу нуля в ППС досягається наступними заходами:

- стабілізацією напруги джерел живлення;
- стабілізацією температурного режиму;
- застосуванням термокомпенсуючих елементів;
- введенням у підсилювачі ВЗЗ за постійним струмом;

- використанням балансних (мостових) схем.

Підсилювачі постійного струму на транзисторах (рисунк 3.11) складається із звичайного підсилювального каскаду на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою СЕ з температурною стабілізацією (VT, R_{Б1}, R_{Б2}, R_Е, R_К).

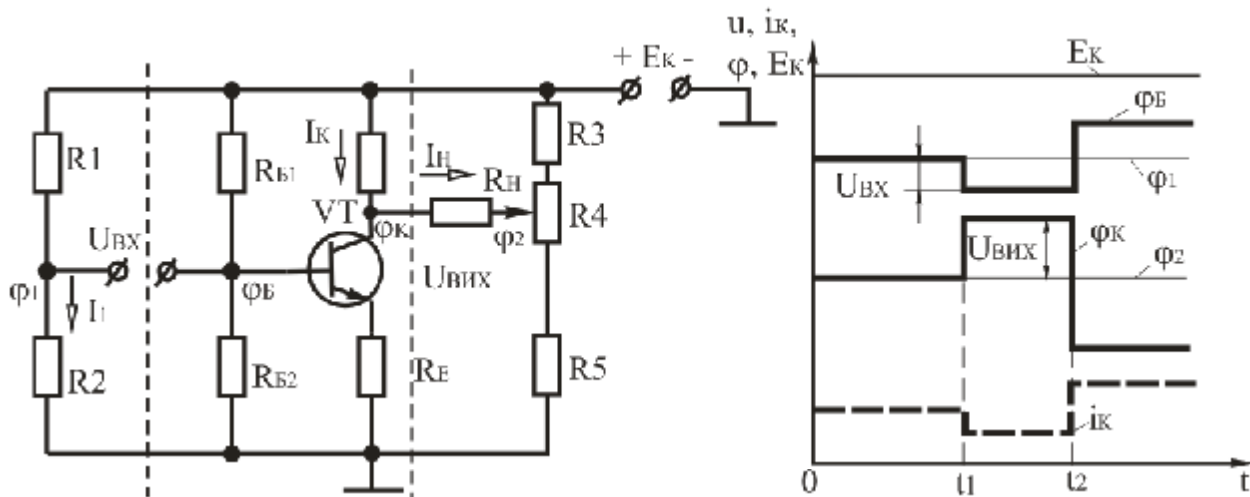


Рисунок 3.11. ППС з одним джерелом живлення на біполярному транзисторі: а – схема; б – потенціальна діаграма.

У даному підсилювальному каскаді відсутній конденсатор в колі емітера СЕ, що призводить до зниження коефіцієнта підсилення внаслідок виникнення ВЗЗ за струмом на резисторі R_Е, але забезпечує рівномірне підсилення на всіх частотах вхідного сигналу (забезпечує велику смугу пропускання). На відміну від підсилювачів з резистивно-ємнісним зв'язком, в даному ППС резистор навантаження R_Н увімкнений між колектором транзистора VT і середньою точкою дільника R₃, R₄, R₅, а вхідна напруга прикладена між базою транзистора і середньою точкою дільника R₁, R₂. Співвідношення опорів дільників такі, що у відсутність вхідного сигналу (U_{ВХ} = 0) потенціали φ_Б = φ₁, φ_К = φ₂, струм у вхідному колі I_{ВХ} = 0 і струм в резисторі навантаження I_Н = 0. Для точного підстроювання режиму дільник R₃, R₄, R₅ виконаний на двох постійних і одному змінному резисторі, що дозволяє плавно змінювати в деяких межах потенціал φ₂. При подачі вхідного сигналу з'являється струм у вхідному колі, змінюється базовий і колекторний струми транзистора, що призводить до зміни колекторної напруги транзистора і виникнення струму в резисторі навантаження. Потенційна діаграма ППС (рисунк 3.11, б) показує, що

при $u_{BX} = 0$ в інтервалі $0 \leq t \leq t_1$ вихідна напруга $u_{ВИХ} = 0$; при $u_{BX} < 0$ в інтервалі $t_1 < t < t_2$ вихідна напруга $u_{ВИХ} > 0$ і при $u_{BX} > 0$ в інтервалі $t > t_2$ вихідна напруга $u_{ВИХ} < 0$.

Операційний підсилювач – це підсилювач постійного струму з великим коефіцієнтом підсилення, який охоплений колом ВЗЗ, що визначає основні якісні показники і характер операцій, які виконує підсилювач. Назва цих підсилювачів пов'язана з їх застосуванням головним чином для виконання різних операцій над аналоговими величинами (алгебраїчне додавання, віднімання, множення на постійний коефіцієнт, інтегрування, диференціювання, логарифмування і т. д.). Вони застосовуються в підсилювальній техніці, пристроях генерації сигналів синусоїдальної і імпульсної форми, в стабілізаторах напруги, активних фільтрах і т. д. Умовне позначення ОП показане на рисунку 3.12.

Один з входів підсилювача називається інвертуючим, а другий – неінвертуючим. При подачі сигналу на неінвертуючий вхід прирощення вихідного сигналу співпадає за знаком (фазою) з прирощенням вхідного сигналу. Якщо ж сигнал поданий на інвертуючий вхід, то прирощення вихідного сигналу має зворотний знак (протилежний за фазою) в порівнянні з прирощенням вхідного сигналу. Інвертуючий вхід часто використовують для введення в ОП зовнішніх ВЗЗ.

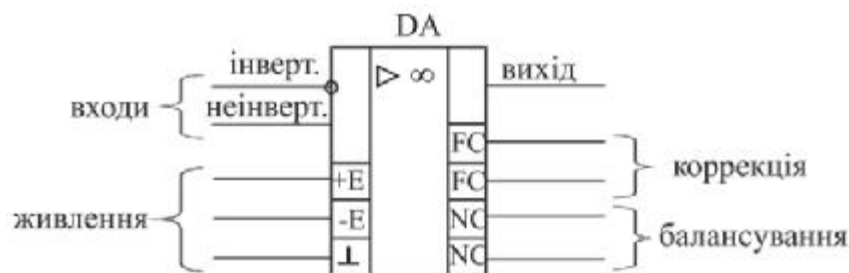


Рисунок 3.12. Умовне позначення операційного підсилювача

Сучасний ОП виконується на базі інтегральної мікросхеми операційного підсилювача ІМС ОП, до виводів якої, окрім кола ВЗЗ, приєднуються джерела живлення, джерела вхідних сигналів, опір навантаження, кола корекції частотних характеристик ОП і інші кола. Живлення схеми здійснюється від двох різнополярних джерел $+E_1$ і $-E_2$ з однаковою напругою. Джерела живлення мають спільну точку. Основу ОП складає диференціальний каскад, який використовується як вхідний каскад підсилювача. Вихідним каскадом ОП зазвичай є емітерний повторювач. Оскільки

коефіцієнт підсилення за напругою емітерного повторювача близький до одиниці, необхідне значення K_U ОП операційного підсилювача досягається за допомогою додаткових підсилювальних каскадів, що включаються між диференціальним каскадом і емітерним повторювачем. Залежно від кількості каскадів, які використовуються для набуття необхідного значення K_{UOP} , ОП підрозділяють на двох- і трьохкаскадні.

Основні параметри і характеристики ОП:

- коефіцієнт підсилення напруги (від декількох сотень до сотень тисяч);

$$K_{U\text{ ОП}} = \frac{\Delta U_{\text{ВИХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}}$$

- вхідна напруга зміщення нуля – значення напруги на вході ОП, при якому $U_{\text{ВИХ}} = 0$;
- коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу $K_{OC.CФ}$;
- вхідні струми зміщення $I_{\text{ВХ.ЗМ}}$;
- вхідний опір $R_{\text{ВХ}}$;
- максимальна вхідна диференціальна напруга $U_{\text{ВХДИФ}}$;
- вихідний опір $R_{\text{ВИХ}}$;
- максимальна вихідна напруга $U_{\text{ВИХmax}}$;
- максимальний вихідний струм $I_{\text{ВИХmax}}$;
- максимальний споживаний струм $I_{\text{СПОЖ.max}}$;
- напруга живлення $U_{\text{ЖИВ}}$ ($U_{\text{ЖИВ}} = \pm 3 \dots \pm 15\text{В}$);
- споживана потужність $P_{\text{СПОЖ}}$;
- частота зрізу $f_{\text{ЗР}}$;
- частота одиничного підсилення f_1 ;
- гранична частота $f_{\text{ВП}}$;
- смуга пропускання;
- швидкість нарощування вихідної напруги $v_{\text{УВИХ}}$ ($v_{\text{УВИХ}} = 0,1 - 100\text{В/МКС}$);
- час встановлення вихідної напруги $t_{\text{ВСТ}}$ – час протягом якого вихідна напруга змінюється від рівня 0,1 до рівня 0,9 сталого значення ($t_{\text{ВСТ}} = 0,05 \dots 2\text{мкс}$).

Основними характеристиками ОП є амплітудна (передавальна) і амплітудно-частотна характеристика. Кожна з характеристик (рисунок 3.13, а) складається з горизонтальних і похилих ділянок. Горизонтальні ділянки відповідають режиму насичення підсилювача. При зміні напруги вхідного сигналу на цих ділянках вихідна напруга підсилювача залишається без зміни і визначається напругою, $U_{\text{вихмах}}$. Вказані значення максимальної вихідної напруги близькі до напруги E джерела живлення. Похилій (лінійній) ділянці відповідає пропорційна залежність вихідної напруги від вхідної. Кут нахилу ділянки визначається коефіцієнтом посилення $K_{\text{УОП}}$ операційного підсилювача.

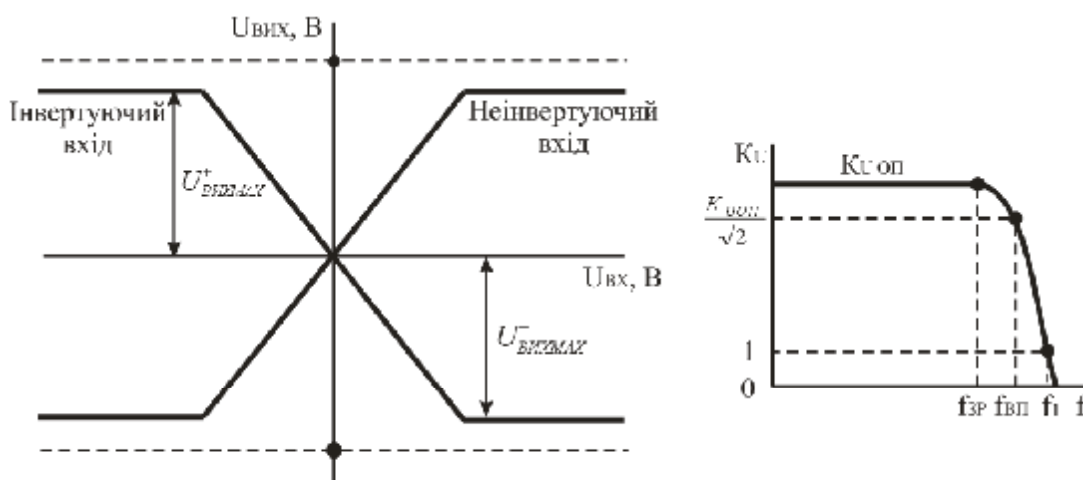


Рисунок 3.13. Характеристики операційних підсилювачів: а – амплітудна $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$; б – амплітудно-частотна $K_u = f(f)$.

Схема інвертуючого підсилювача на основі ОП приведена на рисунку 3.14. У цій схемі вхідний сигнал подається на інвертуючий вхід ОП, а його неінвертуючий вхід зв'язується із спільною точкою входу і виходу схеми (заземлюється). Підсилювач називається інвертуючим, оскільки вихідна напруга інвертована (знаходиться в протифазі) по відношенню до вхідної напруги $U_{\text{вх}}$. Від'ємний зворотний зв'язок (паралельний за напругою) створюється за допомогою резистора $R_{\text{зз}}$. Наявність такого зв'язку приводить до того, що завжди напруга на вході $U_{\text{оп}} \rightarrow 0$.

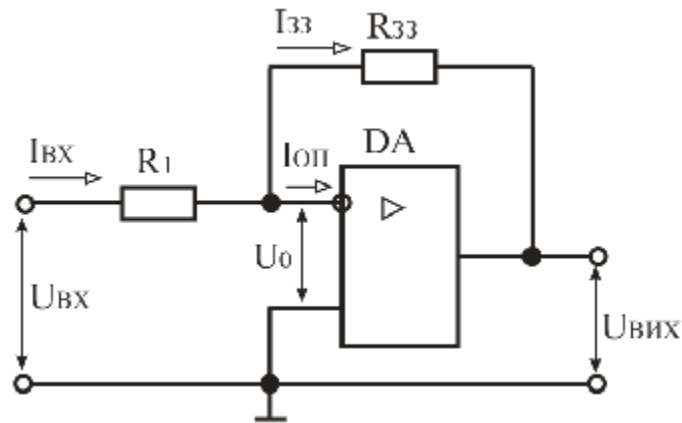


Рисунок 3.14. Схема інвертуючого підсилювача на основі ОП.

Неінвертуючий підсилювач (рисунок 3.15) містить послідовний ВЗЗ за напругою (резистор R_{33}), який поданий за інвертуючим входом; вхідний сигнал подається на неінвертуючий вхід ОП.

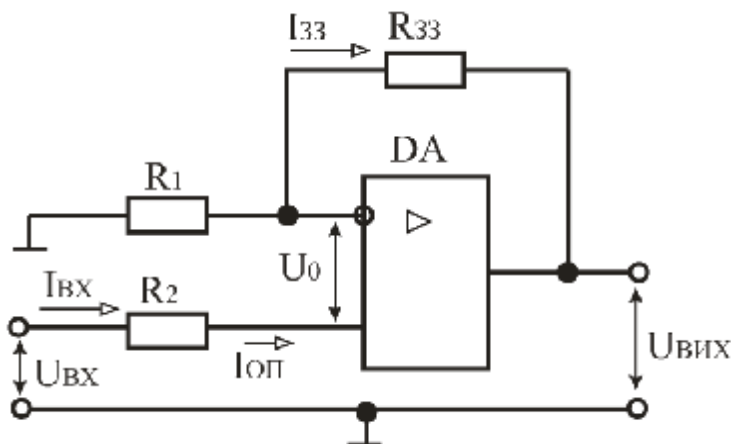


Рисунок 3.15. Схема неінвертуючого підсилювача на основі ОП.

Схема інвертуючого суматора (рисунок 3.16) виконана за типом інвертуючого підсилювача з числом паралельних гілок на вході, рівним кількості сигналів, призначених для складання.

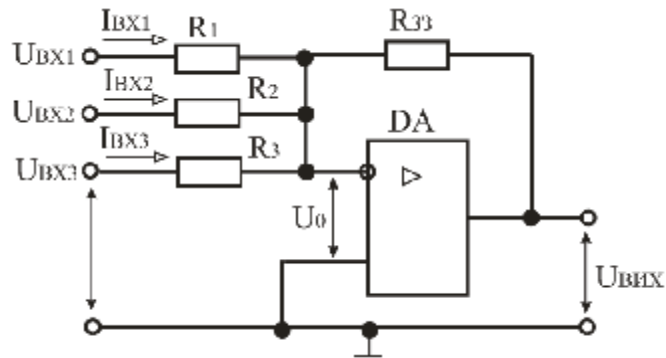


Рисунок 3.16. Схема інвертуючого суматора на основі ОП.

У диференціюючому підсилювачі (рисунок 3.17) ОП включений за схемою інвертуючого підсилювача з $V_{ЗЗ}$, який виконаний на резисторі R . Конденсатор C і резистор R для вхідного сигналу є диференціюючим колом.

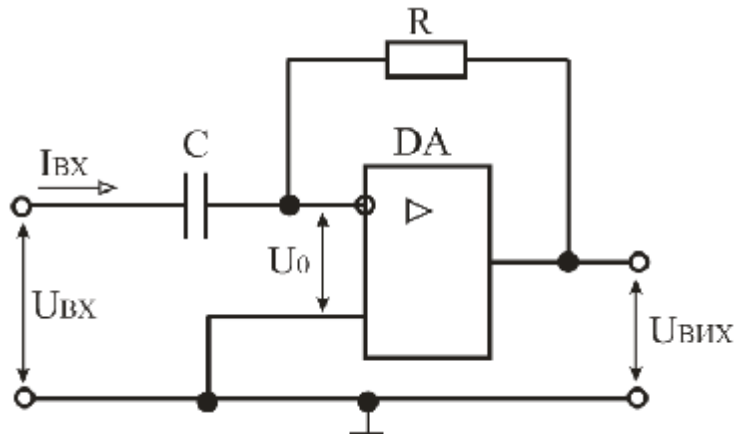


Рисунок 3.17. Диференціюючий підсилювач на основі ОП.

Інтегруючий підсилювач (рисунок 3.18) також є інвертуючим ОП з $V_{ЗЗ}$, виконаним на конденсаторі C . Резистор R і конденсатор C для вхідного сигналу є інтегруючим колом.

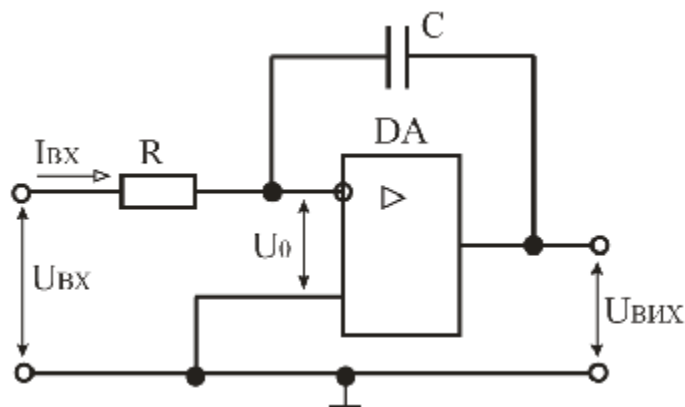


Рисунок 3.18. Інтегруючий підсилювач на основі ОП.

Контрольні запитання

1. Наведіть визначення та класифікацію підсилювачів електричних сигналів.
2. Поясніть, коли виникає потреба в електронних підсилювачах і в чому полягає принцип підсилення?
3. Назвіть основні параметри і вкажіть характеристики підсилювачів електричних сигналів. Назвіть режими роботи підсилювальних каскадів та поясніть чим вони забезпечуються.
4. Наведіть схему підсилювального каскаду на біполярному транзисторі, увімкненого за схемою із спільним емітером. Поясніть призначення елементів схеми та принцип роботи підсилювального каскаду.
5. Наведіть схему підсилювального каскаду на польовому транзисторі з керованим р-п-переходом, увімкненого за схемою із спільним витоком. Поясніть призначення елементів схеми та принцип роботи підсилювального каскаду.
6. Назвіть види зворотних зв'язків в підсилювачах і поясніть як вони впливають на параметри підсилювачів?
7. Поясніть, як будують багатокаскадні підсилювачі? Поясніть особливості їх роботи. Як забезпечується зв'язок між: каскадами багатокаскадних підсилювачів?
8. У чому полягають особливості роботи вихідних каскадів підсилення? Наведіть схеми і поясніть принцип дії трансформаторних і безтрансформаторних вихідних каскадів.
9. Поясніть призначення та принцип роботи підсилювача постійного струму.
10. Поясніть призначення та принцип роботи операційних підсилювачів.

$$f_o = \frac{\omega_o}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

Схема LC- генератора з трансформаторним зворотним зв'язком наведена на рисунку 3.20. Підсилювальний каскад виконаний на транзисторі (увімкнений за схемою зі СЕ) з елементами R1, R2, R_Е, С_Е, які призначені для задання режиму спокою і температурної стабілізації. Вихідний сигнал знімається з колектора транзистора VT. У схемі однокаскадного підсилювача з чисто активним навантаженням вихідний сигнал знаходиться в протифазі з вхідним сигналом. У зв'язку з цим для забезпечення умови балансу фаз ланка ДЗЗ на резонансній частоті повинна здійснювати поворот на 180° фази сигналу, який передається на вхід підсилювача.

У схемі генератора параметрами коливального контуру є ємність конденсатора С та індуктивність L первинної обмотки W1 трансформатора Т. Сигнал зворотного зв'язку знімається з вторинної обмотки W2, яка індуктивно зв'язана з обмоткою W1, і через розділяючий конденсатор С_{Р1} подається на вхід транзистора. Необхідне фазування напруги ЗЗ досягається відповідним підключенням виводів вторинної обмотки. Оскільки напруга ЗЗ менше вихідної напруги, відношення чисел витків первинної і вторинної обмотки W1 / W2 > 1.

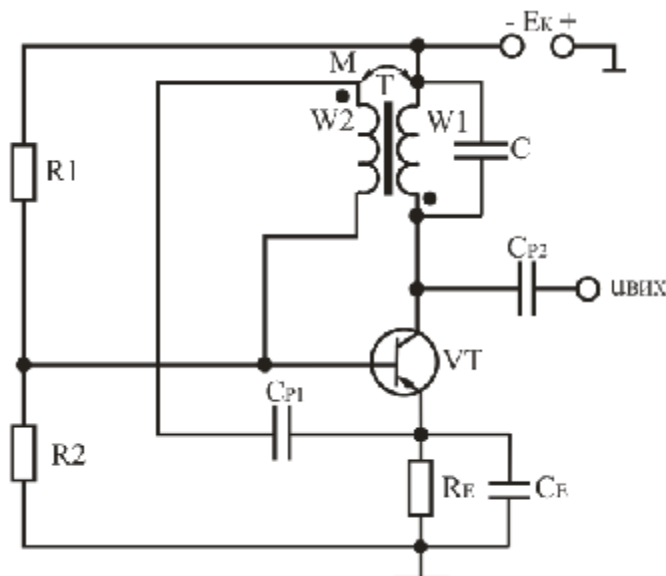


Рисунок 3.20. Схема LC- генератора з трансформаторним зворотним зв'язком.

Якщо прийняти індуктивний зв'язок обмоток W_1 та W_2 ідеальним, то для забезпечення умови балансу амплітуд необхідно, щоб

$$\beta \geq \sqrt{L/L_B} = w_1/w_2,$$

де β – коефіцієнт підсилення транзистора за струмом. Сигнал зворотного зв'язку може бути знятий безпосередньо з коливального контуру. Це досягається завдяки секціонуванню індуктивної або ємнісної гілки коливального контуру. У схемах таких генераторів коливальний контур має три точки з'єднання з підсилювачем, в зв'язку з чим їх називають триточковими.

RC- генератори призначенні для отримання гармонійних коливань низької частоти (до одиниць герц) застосовують генератори, у яких в ланці ЗЗ використовуються частотно-вибіркові кола, що складені з резисторів і конденсаторів. Частотно-вибірковими ланками, які найчастіше використовуються в RC- генераторах, є Г- подібні RC- кола, міст Віна та подвійний Т- подібний міст. Схема моста Віна і його характеристики приведені на рисунку 3.

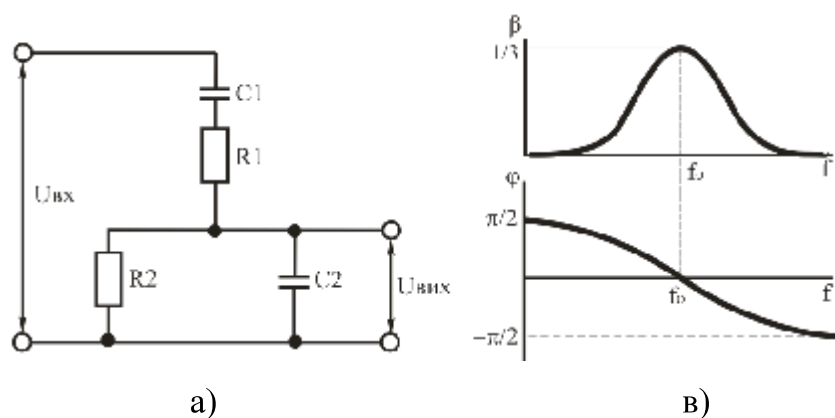


Рисунок 3.21. Міст Віна та його характеристики: а – схема; б – амплітудно-частотна характеристика $\beta = f(f)$; в – фазо-частотна характеристика $\varphi = f(f)$.

На деякій частоті f_0 , частоті квазірезонансу, коефіцієнт передачі β має максимальне значення $\beta_0 = 1/3$, а зсув фаз φ між вхідною і вихідною напругою рівний нулю $\varphi = 0$. Частота генерації в схемі рівна квазірезонансній частоті частотно-вибіркової ланки, яка визначається із співвідношення:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} = \frac{1}{2\pi RC},$$

де $R_1 = R_2 = R$ і $C_1 = C_2 = C$.

Передаточний коефіцієнт кола:

$$\beta = \frac{U_{ВИХ}}{U_{ВХ}} = \frac{1}{1 + R_1 / R_2 + C_1 / C_2}.$$

RC- генератор з мостом Віна також можна виконати на операційному підсилювачі (рисунок 3.21). При цьому ланку частотно-вибіркового зворотного зв'язку необхідно включити між виходом і неінвертуючим входом ОП. Резистори R_3 і R_4 призначені для отримання необхідного коефіцієнта підсилення. За допомогою змінного резистора R_4 можна змінювати коефіцієнт підсилення підсилювача, добиваючись при цьому найменших нелінійних викривлень коливань, що генеруються. Оскільки на частоті генерації f_0 коефіцієнт передачі моста Віна $\beta = 1/3$, самозбудження генератора можливе при $K_U > 3$.

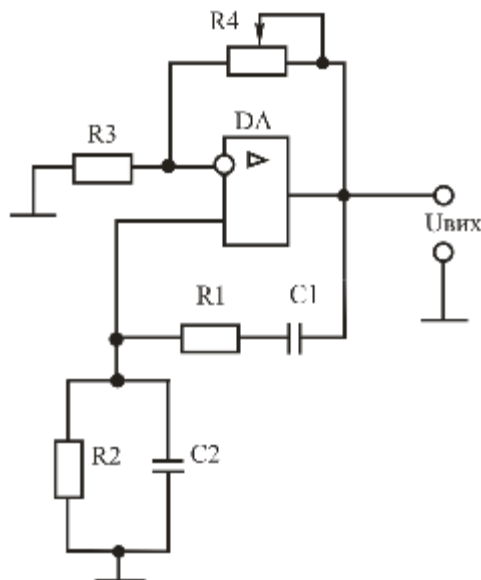


Рисунок 3.21. Схема RC- генератора з мостом Віна.

Основною характеристикою роботи автогенераторів є стабільність частоти коливань. Зміна частоти коливань обумовлена нестабільністю напруги живлення, а також зовнішніми чинниками (температурою, тиском і т. д.). Нестабільність частоти коливань характеризується коефіцієнтом відносної нестабільності $\Delta f/f_p$ (де f_p – робоча частота автогенератора), який визначається через параметри схеми:

- для LC- генераторів $\frac{\Delta f}{f_p} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right);$
- для RC- генераторів $\frac{\Delta f}{f_p} = - \left(\frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta R}{R} \right).$

Для зменшення нестабільності частоти застосовують параметричну і кварцеву стабілізацію. Параметрична стабілізація базується на підборі елементів схеми, які мало чутливі до змін дестабілізуючих чинників. Така стабілізація забезпечує нестабільність частоти 10^{-5} . Кварцева стабілізація заснована на використанні кварцевих резонаторів і забезпечує нестабільність частоти 10^{-8} .

Контрольні запитання

1. Поясніть призначення та наведіть класифікацію генераторів синусоїдальних коливань.
2. Наведіть умови режиму генерації генераторів синусоїдальних коливань.
3. Наведіть схему LC- генератора та основні параметри і характеристики.
4. Наведіть основні параметри і характеристики генераторів синусоїдальних коливань.
5. Наведіть схему моста Віна, його амплітудно-частотну і фазо-частотну характеристики.
6. Наведіть схему RC- генератора з мостом Віна на операційному підсилювачі. Поясніть призначення елементів і принцип роботи схеми.
7. Поясніть зміст умови самозбудження генератора коливань?
8. Поясніть, чим визначається тип автогенератора гармонійних коливань?
9. Які параметри схеми автогенератора впливають на частоту коливань?
10. Поясніть суть стабілізації частоти коливань? Назвіть методи стабілізації частоти?

3.3. Пристрої для регулювання та перетворення електричної енергії.

Для отримання електричної енергії потрібного виду необхідно перетворювати енергію змінного струму в енергію постійного струму (випрямлення) або енергію постійного струму в енергію змінного струму (інвертування).

Випрямляч – це пристрій, який призначений для перетворення енергії джерела змінного струму в постійний струм. Необхідність в подібному перетворенні виникає, коли живлення споживача здійснюється постійним струмом, а джерелом електричної енергії є джерело змінного струму, наприклад промислова мережа частотою 50 Гц.

Випрямлячі підрозділяють на некеровані та керовані. За допомогою некерованих випрямлячів отримують випрямлену напругу незмінної величини. При необхідності змінювати (регулювати) величину випрямленої напруги або струму застосовують керовані випрямлячі.

За числом фаз випрямленої напруги змінного струму випрямлячі підрозділяють на однофазні, трифазні та багатофазні.

За величиною потужності випрямлячі підрозділяють на випрямлячі малої, середньої та великої потужності. Випрямлячі малої потужності є, зазвичай, однофазними; випрямлячі середньої та великої потужності – трифазними.

Однофазні випрямлячі змінного струму. При малій потужності навантаження задачу перетворення електричної енергії змінного струму в постійний струм вирішують за допомогою однофазних випрямлячів, які живляться від однофазної мережі змінного струму. Структурна схема системи перетворення електричної енергії з однофазним випрямлячем показана на рисунку 3.22.

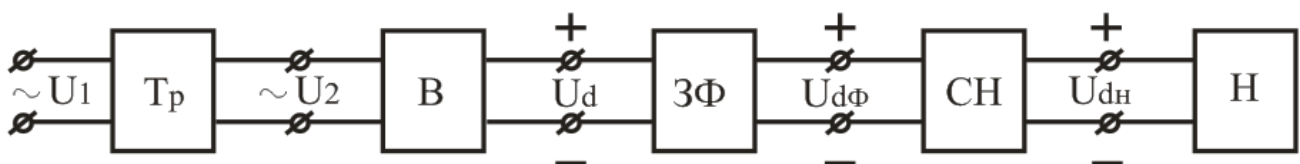


Рисунок 3.22. Структурна схема малопотужного джерела живлення: Тр – трансформатор; В – випрямляч; ЗФ – згладжуючий фільтр; СН – стабілізатор напруги; Н – навантаження.

Основою її є випрямляч (В) на одному або декількох діодах, які з'єднані за певною схемою. Функція трансформатора (Тр) зводиться до підвищення або зниження вторинної напруги U_2 при заданій первинній напрузі U_1 з метою отримання необхідної величини постійної напруги на виході. Для зменшення пульсації випрямленої напруги до виходу випрямляча підключають згладжуючий фільтр (ЗФ). Між згладжуючим фільтром та навантаженням (Н) іноді під'єднують стабілізатор напруги (СН), що забезпечує підтримання з необхідною точністю необхідної величини постійної напруги на навантаженні в умовах зміни напруги мережі живлення і струму навантаження.

Однофазний однонапівперіодний випрямляч складається з трансформатора, до вторинної обмотки якого послідовно приєднані діод VD та резистор навантаження R_H .

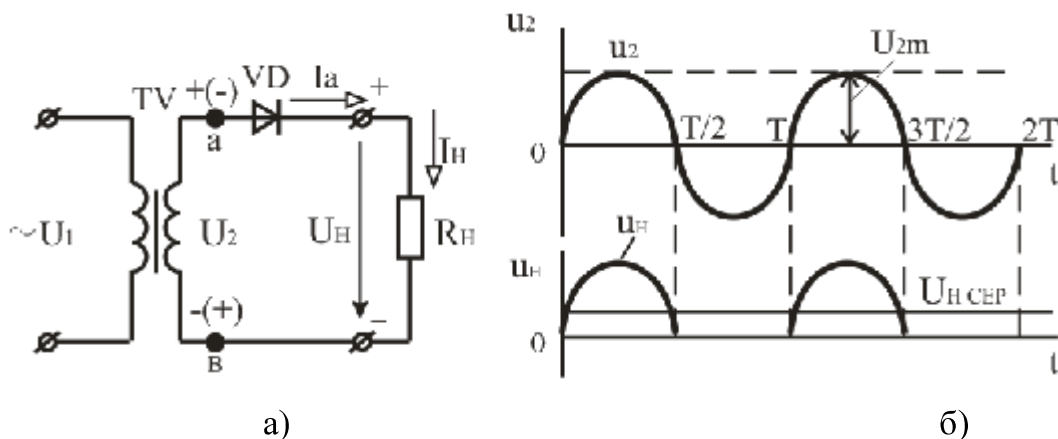


Рисунок 3.33. Однофазний однонапівперіодний випрямляч: а – схема; б – часові діаграми напруги.

Принцип дії схеми розглянемо для випадку чисто активного навантаження R_H з використанням часових діаграм напруги (рисунок 3.33, б). При прикладенні півхвилі напруги u_1 позитивної полярності на вторинній обмотці трансформатора діє напруга u_2 з полярністю показаною на рисунку 3.22, а без дужок (інтервал $0 - T/2$ на рисунку 3.33, б). До анода діода VD прикладається напруга позитивної полярності, відносно точки в. Отже, на інтервалі $0 - T/2$ діод VD відкритий. Оскільки у відкритому стані падіння напруги на діоді мале, практично вся напруга u_2 прикладається до навантаження R_H , створюючи на ній напругу u_H . На даному інтервалі анодний струм діода дорівнює струму навантаження $I_a = I_H = U_2 / R_H$. В кінці інтервалу $0 - T/2$ напруги і струми в

схемі досягають нульових значень. При прикладенні напруги u_1 негативної полярності полярність напруги u_2 (показана в дужках) на вторинній обмотці трансформатора стає зворотною (інтервал $T/2 - T$). При вказаній полярності напруги u_2 , для діода вона виявляється зворотною і діод VD на інтервалі $T/2 - T$ закритий. Через нього протікає лише незначний зворотний струм. У закритому стані практично вся напруга u_2 прикладається до діода VD, а напруга на навантаженні $u_H = 0$. Таким чином, напруга і струм на резисторі R_H мають пульсуючий характер, тобто з'являються тільки в один з напівперіодів напруги u_2 . Тому випрямляч, зібраний за схемою рисунок 3.33, а, називають однонапівперіодним.

Однофазний двонапівперіодний випрямляч з нульовим виводом складається з трансформатора TV, діодів VD1, VD2 та резистора навантаження R_H .

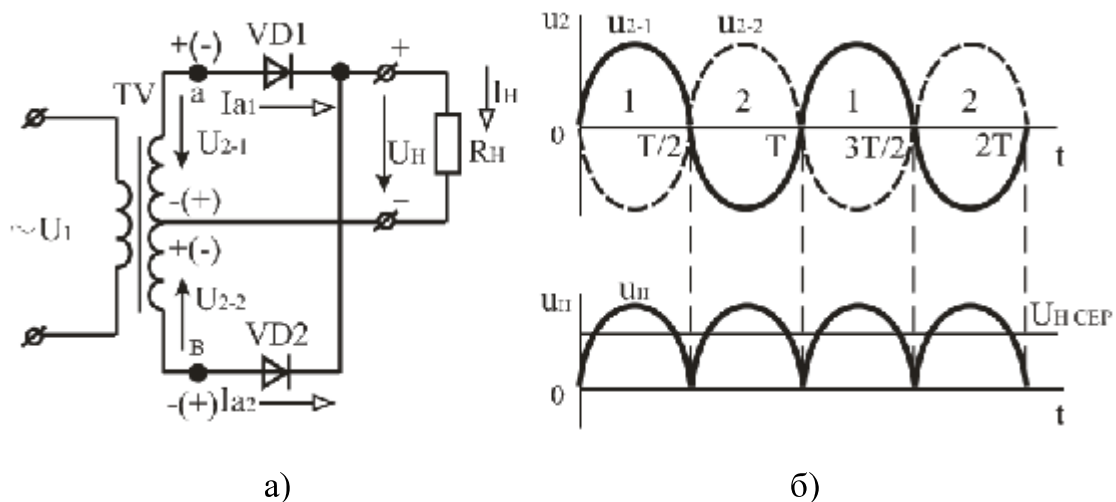


Рисунок 3.34. Однофазний двонапівперіодний випрямляч з нульовим виводом:
 а – схема; б – часові діаграми напруги

При прикладенні півхвилі напруги u_1 позитивної полярності на вторинних обмотках трансформатора діють напруги u_{2-1} та u_{2-2} з полярністю відносно нульової точки, показаної на рисунку 3.34, а без дужок (інтервал $0 - T/2$ на рисунку 3.34, б). До анода діода VD1 відносно нульової точки прикладається напруга позитивної полярності, а до анода діода VD2 – негативної. При вказаній полярності напруги на анодах діод VD1 на інтервалі $0 - T/2$ відкритий, а діод VD2 закритий. Практично вся напруга u_{2-1} прикладається до навантаження R_H (оскільки падіння напруги на діоді у

відкритому стані мале), створюючи на ньому напругу u_H . На даному інтервалі анодний струм діода дорівнює струму навантаження $I_{a1} = I_H = U_{2-1} / R_H$.

При прикладенні напруги u_1 негативної полярності полярність напруги на вторинних обмотках стає зворотною (інтервал $T/2 - T$). У провідному стані знаходиться діод VD2, а діод VD1 закритий. До навантаження R_H прикладається напруга u_{2-2} , що визначає напругу u_H тієї ж полярності, що і на попередньому інтервалі. Тепер струми в схемі визначаються півхвилею напруги позитивної полярності u_{2-2} : $I_{a2} = I_H = U_{2-2} / R_H$. У подальшому процеси в схемі повторюються.

Однофазний мостовий випрямляч. У схему випрямляча входять трансформатор з однією вторинною обмоткою і випрямний міст з чотирьох діодів VD1-VD4. Діоди VD1, VD3 відкриті на інтервалі $0 - T/2$ при півхвилі напруги u_2 позитивної полярності (показана без дужок), яка створюється під дією напруги u_1 . Відкриті діоди VD1, VD3 забезпечують зв'язок вторинної обмотки трансформатора з навантаженням, створюючи на ній напругу u_H тієї ж полярності, що і напруга u_2 . За наявності півхвилі напруги u_1 негативної полярності на інтервалі $T/2 - T$ полярність напруги зворотна. Під її дією відкриті діоди VD2, VD4 підключають напругу u_2 до навантаження з тією ж полярністю, що і на попередньому інтервалі.

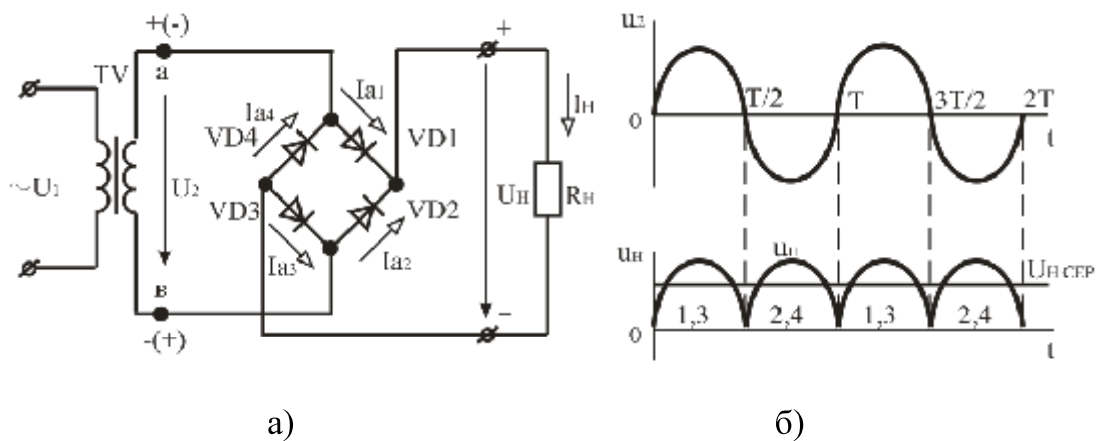


Рисунок 3.35. Однофазний мостовий випрямляч: а – схема; б – часові діаграми напруги.

Перевагами мостової схеми випрямляча є більш простий трансформатор, що містить тільки одну вторинну обмотку, і меншу зворотну напругу, на яку слід

вибирати діоди. Вказані переваги компенсують недолік схеми, що полягає в більшому числі діодів.

Однофазні випрямлячі призначені для живлення постійним струмом різних систем і пристроїв промислової електроніки, які вирішують завдання управління, регулювання, контролю, відображення інформації і т. д.

Трифазні випрямлячі призначенні для живлення навантажень середньої і великої потужності. Вони порівняно з однофазними мають багато переваг:

- краще використовуються випрямні діоди за струмом;
- суттєво нижчий коефіцієнт пульсацій;
- ефективне використання габаритної потужності трансформатора;
- більш ефективне використання згладжуючих фільтрів.

До мережі трифазні випрямлячі підключаються через трифазні трансформатори, обмотки яких вмикаються «зіркою» або «трикутником». Найрозповсюдженішими є такі два типи схем трифазних випрямлячів: однонапівперіодна з нульовим виводом (схема Міткевича); двонапівперіодна мостова (схема Ларіонова).

Трифазний однонапівперіодний випрямляч з нульовим виводом (схема Міткевича) зображена на рисунку 3.36. Ця схема складається із трифазного трансформатора TV , випрямних діодів $VD1$ – $VD3$ та резистора навантаження R_H , який вмикається між спільним виводом вторинних обмоток трансформатора (нульовим виводом) та спільною точкою з'єднання випрямних діодів.

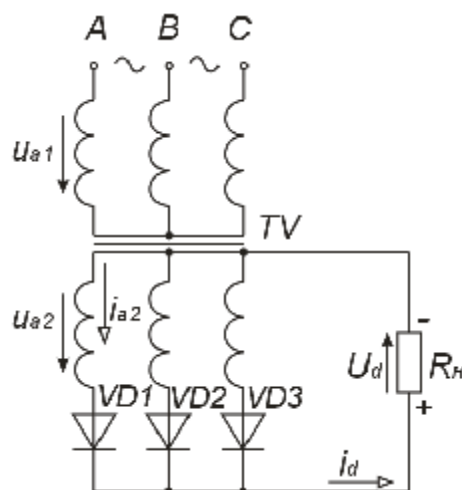


Рисунок 3.36. Схема трифазного однонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом трансформатора.

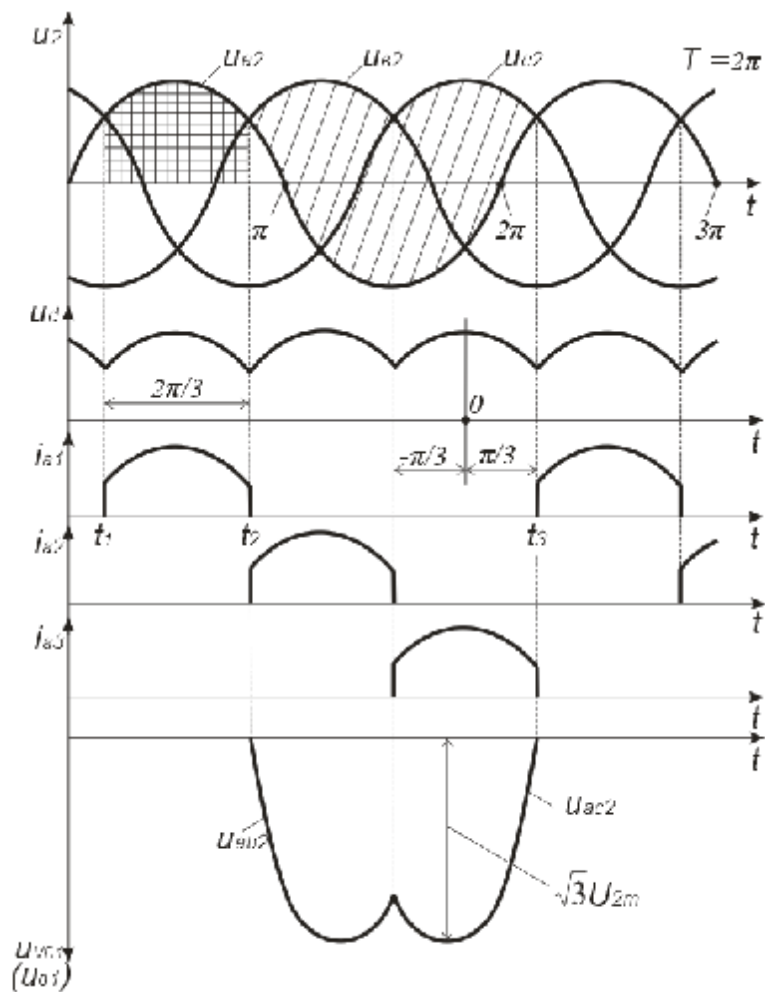


Рисунок 3.37. Часові діаграми роботи трифазного однонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом.

Фактично ця схема являє собою три однофазних однонапівперіодних випрямляча, увімкнених паралельно. Тому первинні обмотки трансформатора можуть з'єднуватися як «зіркою», так і «трикутником» (забезпечуючи, наприклад, підключення до мережі з фазною напругою 220 В або 127 В), а вторинні – лише «зіркою». Випрямні діоди працюють по черзі. За період напруги живлення кожен діод знаходиться у провідному стані третину періоду, причому проводить той діод, до анода якого на даний момент прикладена найбільш додатна фазна напруга.

Роботу схеми трифазного однонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом трансформатора ілюструють часові діаграми, які наведені на рисунку 3.37. Як слідує із діаграм, наприклад, на інтервалі $t_1 - t_2$ найбільш додатна напруга є на вторинній обмотці трансформатора фази А, тому у провідному стані знаходиться діод VD1. Але на інтервалі $t_2 - t_3$ він закритий лінійною напругою u_{ab} або u_{ac} (даний інтервал

відповідає заштрихованій скісними лініями ділянці діаграми u_2): анод має потенціал фази u_{a2} , а катод – потенціал фази, яка знаходиться у провідному стані – u_{b2} або u_{c2} . Частота пульсації випрямленої напруги в три рази перевищує частоту мережі. Недоліком даної схеми є наявність постійного підмагнічування магнітопроводу трансформатора, зумовленого тим, що, як і у будь-якої однопоточної схеми, вторинною обмоткою трансформатора струм за період проходить лише один раз і в одному напрямку, тобто цей струм має постійну складову. Це вимагає використання трансформатора із підвищеним перерізом магнітопроводу (підвищеної встановленої потужності).

Трифазний двонапівперіодний мостовий випрямляч. Трифазна мостова (двотактна) схема (схема Ларіонова) зображена на рисунку 3.38. У цій схемі і первинна, і вторинна обмотки трансформатора можуть вмикатися як «зіркою», так і «трикутником». Можливість вмикання вторинної обмотки двома способами забезпечує можливість отримання двох різних вихідних напруг випрямляча, значення яких відрізняються у $\sqrt{3}$ раз. Надалі будемо розглядати схему при вмиканні вторинних обмоток у зірку. Шість випрямних діодів увімкнені у трифазну мостову схему і утворюють дві групи: анодну – VD1, VD2, VD3 та катодну – VD4, VD5, VD6. Навантаження вмикається між спільними точками анодної і катодної груп діодів. Можна виділити три однофазних мости, що підключені до лінійних (у даному разі) вторинних напруг і паралельно до навантаження. Один з таких мостів на схемі обведено штрихпунктирною лінією. У провідному стані завжди знаходяться два діоди: один з анодної групи і один з катодної. Причому струм у схемі протікає від фази з найбільш додатною на даний момент напругою до фази з найбільш від'ємною напругою, як, наприклад, струм i_{ab} у момент часу, що відповідає t_1 , показаний на часових діаграмах, які ілюструють роботу схеми і наведені на рисунку 3.38. На діаграмі $u_d = f(t)$ також вказано проміжки, на яких у провідному стані знаходяться відповідні діоди.

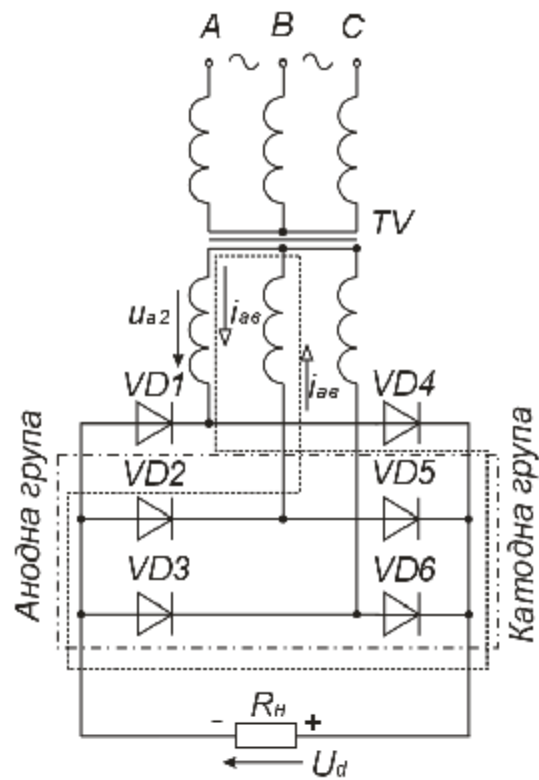


Рисунок 3.38. Схема трифазного мостового випрямляча.

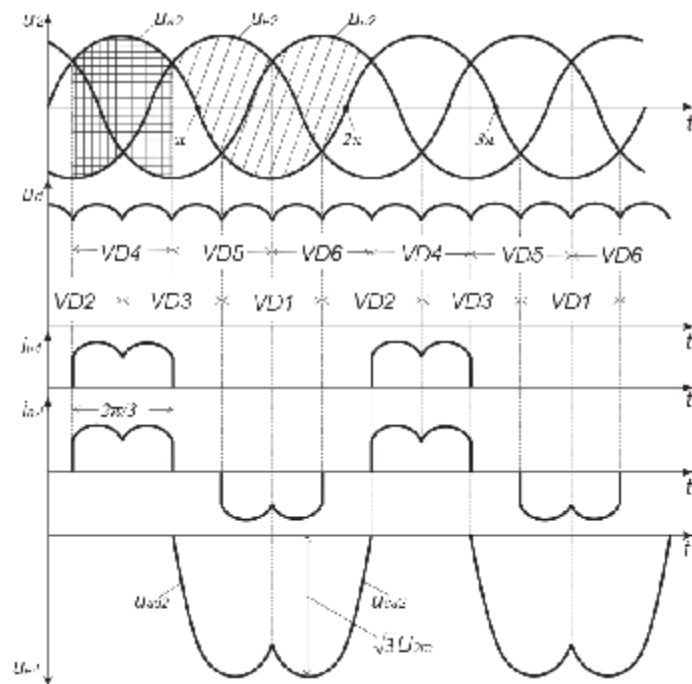


Рисунок 3.39. Часові діаграми роботи трифазного мостового випрямляча.

У цій схемі відсутнє підмагнічування магнітопроводу, оскільки у вторинному колі кожної обмотки трансформатора за період напруги мережі струм протікає двічі, причому у різних напрямках (див. діаграму i_{a2} на рисунку 3.39). Схема Ларіонова у порівнянні зі схемою Міткевича має такі переваги:

- за рівних фазних напруг середнє значення випрямленої напруги у два рази вище (потрібно задавати меншу кількість витків вторинних обмоток трансформатора);
- більш низький коефіцієнт пульсацій (менш ніж шість відсотків), що часто дозволяє використовувати схему Ларіонова без фільтра;
- краще використання трансформатора за потужністю за рахунок відсутності підмагнічування осердя.

Щоправда, кількість діодів у схемі Ларіонова в два рази більша, але на даний час це несуттєво (за винятком випрямлення малих за значенням напруг), оскільки вартість діодів невелика порівняно з вартістю трансформатора, який в схемі Міткевича повинен бути приблизно на тридцять відсотків потужнішим.

Основні параметри схем випрямлення:

- середнє значення випрямлених напруги U_d ($U_{H\text{ CEP}}$) та струму I_d ($I_{H\text{ CEP}}$);
- амплітуди першої гармоніки напруги U_{d1m} та струму I_{d1m} ;
- діючі значення напруги U_2 та струму I_2 у вторинній обмотці трансформатора;
- діючі значення напруги U_1 та струму I_1 в первинній обмотці трансформатора;
- максимальне значення зворотної напруги $U_{зв\max}$;
- коефіцієнт пульсації $KП = U_{d1m} / U_d$.

Таблиця 3.2 Співвідношення між параметрами діодів, трансформатора та споживача залежно від типу випрямляча.

Тип випрямляча	$I_{доп.}$	$U_{зв.}$	U_2	$P_{тр.}$	I_2
Однопівперіодний однофазний	$\geq I_H$	$3,14U_H$	$2,22U_H$	$3,09P_H$	$1,57I_H$
Двопівперіодний однофазний (з нульовим виводом)	$\geq 0,5 I_H$	$3,14U_H$	$1,11U_H$	$1,48P_H$	$0,85I_H$
Мостовий однофазний	$\geq 0,5 I_H$	$1,57U_H$	$1,11U_H$	$1,23P_H$	$0,9I_H$
Двополярний випрямляч	$\geq 0,5 I_H$	$3,14U_H$	$1,11U_H$	$1,48P_H$	$0,785I_H$
Паралельний з помноженням	$\geq I_H$	$1,57U_H$	$0,555U_H$	$1,23P_H$	$1,8I_H$
Трифазний однопівперіодний	$\geq \frac{1}{3}I_H$	$2,09U_H$	$0,885U_H$	$1,34P_H$	$0,58I_H$
Трифазний двопівперіодний	$\geq \frac{1}{3}I_H$	$1,04U_H$	$0,427U_H$	$1,04P_H$	$0,81I_H$

Згладжувальні фільтри. Згладжувальчі фільтри призначені для зменшення пульсацій випрямленої напруги. Основним параметром згладжувальних фільтрів є коефіцієнт згладжування, який дорівнює відношенню коефіцієнта пульсацій на вході фільтру $K_{ПВХ}$ до коефіцієнта пульсацій на його виході, тобто

$$q = \frac{K_{ПВХ}}{K_{ПВИХ}}.$$

Згладжувальні фільтри виконують на основі реактивних елементів – дроселів та конденсаторів, які чинять відповідно великий і малий опори змінному струму і, навпаки – для постійного струму. Вказані властивості цих елементів використовують при побудові простих згладжуючих фільтрів: ємнісного та індуктивного.

За видом реактивних елементів розрізняють ємнісні, індуктивні та змішані фільтри. Змішані згладжуючі фільтри залежно від способу з'єднання елементів, що входять до його складу, підрозділяють на Г і П - подібні. Ці фільтри можуть бути одноланковими, дволанковими і багатоланковими. Окрім пасивних фільтрів на елементах C , L , R застосовують електронні (активні) згладжувальні фільтри на

транзисторах. Використання транзисторів засноване на тому, що їх опір постійному струму (статичний опір) на 2 – 3 порядки менше опору змінному струму (динамічний опір).

Ємнісний фільтр C_Φ вмикають паралельно резистору навантаження R_H (рисунок 3.40, а). Протягом інтервалу часу $t_1 - t_2$ конденсатор C_Φ заряджається через відкриті діоди до амплітудного значення напруги u_{BX} , оскільки в цьому інтервалі часу $u_{BX} > u_C$. В інтервалі часу $t_2 - t_3$ напруга $u_C > u_{BX}$ і конденсатор розряджається через резистор навантаження R_H з постійною часу $\tau = C_\Phi R_H$. При цьому напруга $u_C = u_H$ знижується до деякого найменшого значення U_{Cmin} . Починаючи з моменту часу t_3 напруга u_C на конденсаторі стає менше напруги u_{BX} . Конденсатор C_Φ починає заряджатися через відкриті діоди і процеси повторюються. Як показують часові діаграми (рисунок 3.40, б), при увімкненні ємнісного фільтра напруга u_H не зменшується до нуля, а пульсує в деяких межах, збільшуючи середнє значення випрямленої напруги.

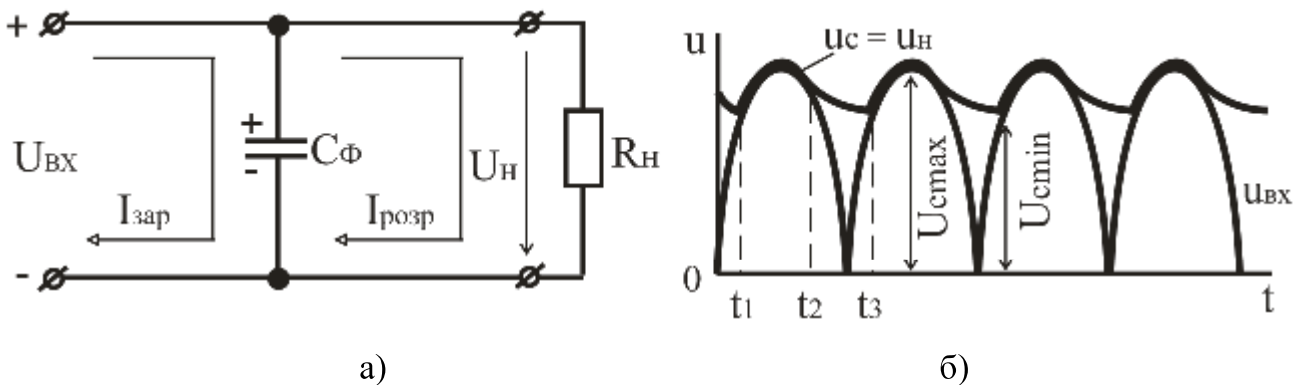


Рисунок 3.40. Схема ємнісного фільтра та часові діаграми напруги однофазного двонапівперіодного випрямляча з ємнісним фільтром: а – схема; б – часові діаграми напруги.

Ємність конденсатора C_Φ вибирають такої величини, щоб для основної гармоніки випрямленої напруги опір конденсатора був на багато менший R_H , тобто

$$\frac{1}{2\pi f C_\Phi} \ll R_H \text{ або } C_\Phi \gg \frac{1}{2\pi f R_H}.$$

При такому виборі величини ємності конденсатора постійна часу розряду $\tau_{розр}$ значно більше періоду зміни випрямленої напруги:

$$\tau_{розр} = C_{\Phi} R_H \gg \frac{1}{2\pi f} = T,$$

і конденсатор C_{Φ} розряджається порівняно повільно, тобто напруга на ньому зменшується неістотно. Це приводить до збільшення середнього значення напруги на резисторі навантаження $U_{H\text{сеп}}$ в порівнянні з величиною $U_{H\text{сеп}}$ у відсутності фільтру і зменшенню змінної складової, а отже, до зниження коефіцієнта пульсацій КП.

Ємнісний фільтр доцільно застосовувати при високоомному резисторі навантаження R_H при потужності P_H не більше декількох десятків ватт.

Індуктивний фільтр вмикають послідовно з резистором R_H (рисунок 3.41, а). Необхідною умовою, що забезпечує згладжуючу дію індуктивного фільтру, є умова:

$$2\pi f L_{\Phi} \gg R_H.$$

Індуктивні фільтри зазвичай застосовують при великих струмах навантаження і малих опорах резистора навантаження R_H .

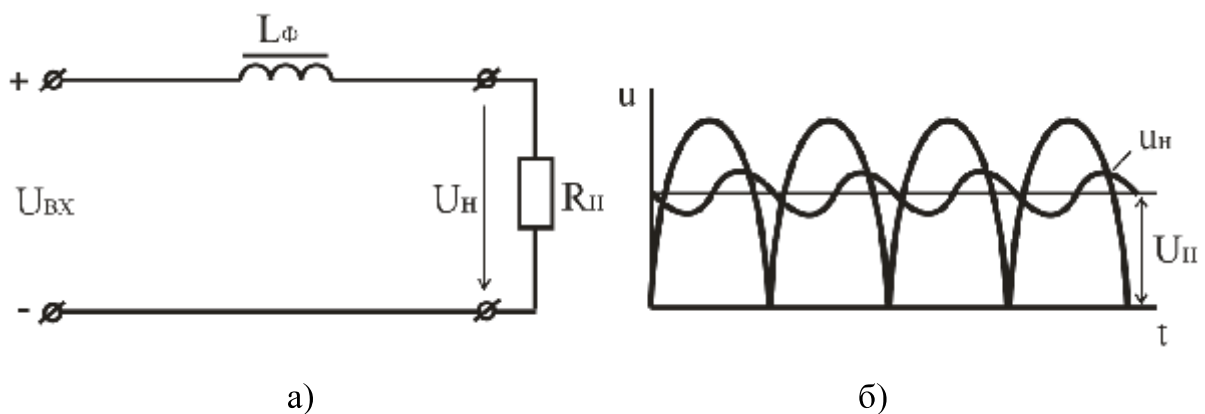


Рисунок 3.41 – Схема індуктивного фільтру та часові діаграми напруги однофазного двонапівперіодного випрямляча з індуктивним фільтром: а – схема; б – часові діаграми напруги.

Для підвищення коефіцієнта згладжування використовують Г - подібні LC, RC – фільтри, багатоланкові П - подібні фільтри та електронні згладжувальні фільтри на транзисторах.

Стабілізатори напруги – це електронні пристрої, призначені для автоматичної підтримки незмінного значення напруги з необхідною точністю в заданому діапазоні зміни напруги джерела або опору (струму) навантаження.

За принципом роботи стабілізатори напруги підрозділяються на параметричні та компенсаційні. Параметричний метод стабілізації базується на зміні параметрів нелінійного елементу стабілізатора в залежності від зміни дестабілізуючого чинника, а стабілізатор називають параметричним. У компенсаційному методі стабілізації у вимірювальному елементі порівнюється величина, що стабілізується, і виробляється сигнал розузгодження. Цей сигнал перетворюється, підсилюється і подається на регулюючий елемент. Такий стабілізатор називають компенсаційним.

Схема **параметричного стабілізатора напруги** наведена на рисунку 3.42, а. Вона складається з баластного резистора R_B і стабілітрона VD. Стабілізатор підключається до виходу випрямляча з фільтром. Навантаження увімкнене паралельно стабілітрону. Особливості роботи такого стабілізатора напруги засновані на тому, що напруга стабілітрона на зворотній гілці його вольт-амперної характеристики змінюється незначно в широкому діапазоні зміни зворотного струму стабілітрона. Зміна напруги на вході стабілізатора зумовлює значну зміну струму стабілітрона при незначній зміні напруги на ньому. Стабілізатори характеризуються коефіцієнтом стабілізації:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вих}} / U_{\text{вих}}},$$

який для параметричних стабілізаторів складає $K_{\text{ст}} = 20 \dots 50$. Рівняння електричної рівноваги для такого стабілізатора має вигляд:

$$U = U_H + IR_B,$$

де R_B – баластний резистор, необхідний для зменшення впливу дестабілізуючих чинників на напругу навантаження. Опір баластного резистора R_B вибирають таким, щоб при номінальному значенні напруги джерела U , напруга і струм стабілітрона також відповідали номінальним значенням $I_{\text{ст.н}}$. Величину $I_{\text{ст.н}}$ визначають за паспортними даними стабілітрона за виразом:

$$I_{CT.H} = \frac{I_{CT.min} + I_{CT.max}}{2}.$$

Тоді опір баластного резистора визначаємо з формули:

$$R_B = \frac{U - U_{CT.H}}{I_{CT.H} + I_H},$$

де $I_H = P_H / U_H$; $U \approx U_d$; $I = I_{CT.H} + I_H$.

Роботу параметричного стабілізатора розглянемо за допомогою вольт-амперної характеристики стабілітрона і прямої навантаження (рисунок 3.42, б). Характеристика навантаження будується (при номінальній напрузі джерела) по двох точках, а саме: точка А з координатами $U_{CT.H}$ і точка Б на осі ординат, яка визначається за виразом $I = U / R_B$. Через ці точки будують пряму навантаження. Якщо напруга U , що подається на вхід стабілізатора, збільшиться на ΔU із-за підвищення, наприклад, напруги мережі, тоді характеристика навантаження баластного резистора R_B переміститься паралельно самій собі і займе положення, що відповідає струму $I_{CT.max}$ і напрузі U'_H . Напруга $U_{CT} = U_H$ залишиться практично незмінною.

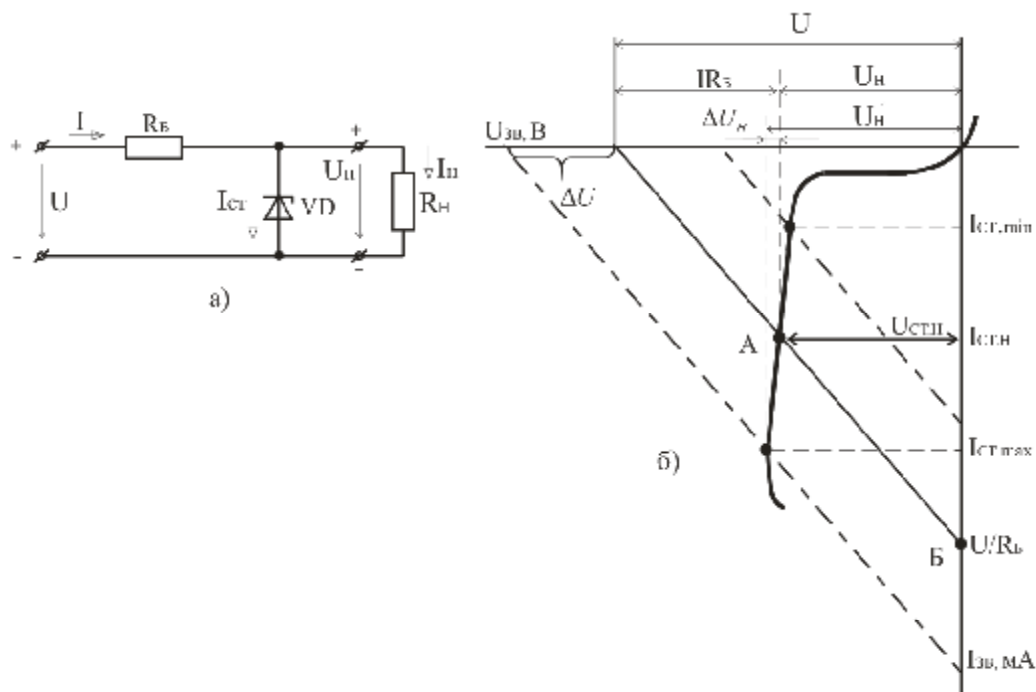


Рисунок 3.42. Параметричний стабілізатор напруги: а – схема; б – графічна інтерпретація принципу роботи.

Напруга на стабілітроні залишиться незмінною також при зниженні вхідної напруги стабілізатора та при змінах струму навантаження. Переваги параметричних стабілізаторів – простота конструкції і надійність роботи, недолік – низький коефіцієнт стабілізації та к.к.д., а також вузький і нерегульований діапазон напруги, що стабілізується.

Компенсаційні стабілізатори напруги мають вищий коефіцієнт стабілізації ($K_{CT} > 50$) і менший вихідний опір в порівнянні з параметричними. Їх принцип роботи заснований на тому, що зміна напруги на навантаженні (під дією зміни $U_{ВХ}$ або I_H) передається на регулюючий елемент, що спеціально вводиться в схему і перешкоджає зміні напруги U_H .

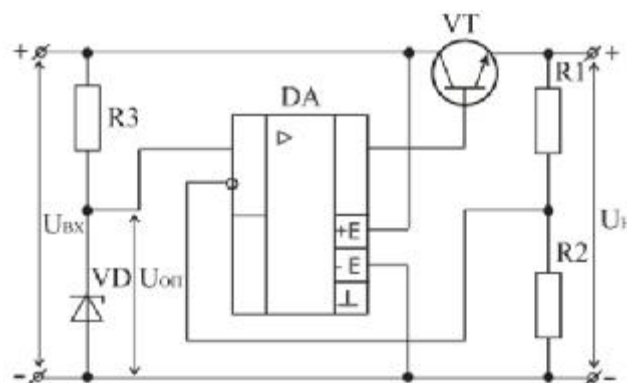


Рисунок 3.43. Схема компенсаційного стабілізатора напруги на операційному підсилювачі з параметричним стабілізатором на вході.

Регулюючий елемент (транзистор) може бути увімкнений або паралельно навантаженню, або послідовно з ним. Залежно від цього розрізняють два типи компенсаційних стабілізаторів напруги: паралельні і послідовні. Енергетичні показники (зокрема к.к.д.) послідовних стабілізаторів напруги вищі, ніж паралельних. Це є головною причиною того, що послідовні стабілізатори знайшли найбільше застосування на практиці. З переваг паралельних стабілізаторів слід зазначити їх нечутливість до перевантажень за струмом, зокрема коротким замиканням вихідного кола. Послідовні стабілізатори вимагають пристроїв захисту регулюючого елементу при перевантаженнях за струмом. На рисунку 3.43 наведено схему компенсаційного стабілізатора напруги на операційному підсилювачі з параметричним стабілізатором

на вході КСН. Операційний підсилювач ввімкнений за схемою неінвертуючого підсилювача, на вхід якого подається опорна напруга $U_{оп}$ від стабілітрона VD. Для збільшення вихідного струму стабілізатора використовується повторювач напруги на транзисторі VT. Вихідна напруга визначається за формулою:

$$U_H = U_{оп} \cdot (R1/R2 + 1).$$

Інтегральні стабілізатори напруги. Значна потреба у стабілізаторах постійної напруги, які б були прості у використанні, зумовила розробку і впровадження у виробництво інтегральних мікросхем стабілізаторів напруги з безперервним регулюванням (серія K142EH). У цю серію увійшли стабілізатори наступних типів: з регулюванням вихідної напруги (K142EH1 – K142EH4); з фіксованою вихідною напругою (K142EH5; K142EH8; K142EH9; КРЕН5; КРЕН8; КРЕН9); з двополярними вхідними і вихідними напругами (K142EH6), що використовується для живлення операційних підсилювачів.

Інтегральні стабілізатори серії K142 розраховані на струми 0,15 – 3 А і напругу 3 – 30 В при потужності до 30 Вт (з зовнішнім радіатором, який дозволяє розсіяти потужність до 10 Вт). Вихідний опір перебуває в межах $R_{вих} = 0,1 - 0,2$ Ом. Технічні характеристики інтегральних стабілізаторів напруги: U_H – номінальна вихідна напруга; $I_{H\ max}$ – максимальний струм навантаження; $K_{H\ U}$ – коефіцієнт нестабільності за напругою; $K_{H\ I}$ – коефіцієнт нестабільності за струмом; $(U_{вх} - U_H)_{min}$ – допустима мінімальна різниця між вхідною і вихідною напругою.

Крім основного призначення – стабілізації напруги, - інтегральні стабілізатори напруги можуть виконувати функцію згладжуючого фільтра, захисту від електричних і теплових перевантажень, стабілізації струму, порогових пристроїв тощо. Інтегральні стабілізатори напруги з фіксованою вихідною напругою можуть використовуватись без зовнішніх елементів. Вони мають вмонтований захист від перевантаження за струмом і тепловий захист від максимально допустимої температури кристала (175 °С), що значно підвищує їх надійність. Типова схема увімкнення КСН з фіксованою вихідною напругою наведена на рисунку 3.44. Вихідний конденсатор С6 вибирають електролітичного типу ємністю близько 10 мкФ. Вхідний конденсатор С1 ($\approx 0,1$ мкФ) усуває генерації при стрибкоподібному увімкненні вхідної напруги, забезпечує аперіодичний вихід стабілізатора на режим при його увімкненні.

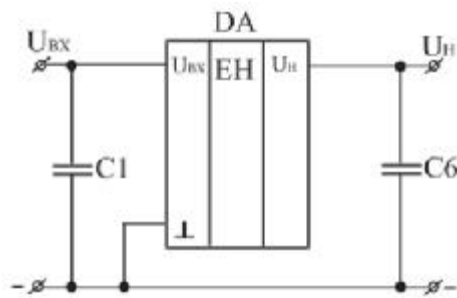


Рисунок 3.44 Схеми увімкнення інтегральних стабілізаторів напруги К142ЕН5 (КРЕН5), К142ЕН8 (КРЕН8), К142ЕН9 (КРЕН9).

Контрольні запитання

1. Поясніть, що таке випрямляч. Для чого призначені випрямлячі?
2. Назвіть основні параметри, які характеризують роботу випрямлячів?
3. Наведіть схему і поясніть принцип дії однофазного двонапівперіодного випрямляча з нульовим виводом.
4. Наведіть схему і поясніть принцип дії однофазного мостового випрямляча.
5. Поясніть, у яких випадках застосовують трифазні випрямлячі.
6. Наведіть схему Міткевича і поясніть принцип її роботи.
7. Наведіть схему Ларіонова і поясніть принцип її роботи.
8. Порівняйте схему Міткевича зі схемою Ларіонова. В яких випадках яка з них більш придатна і чому?
9. Наведіть основні розрахункові співвідношення для однофазних випрямлячів.
10. Поясніть, що таке згладжуючий фільтр? Для чого використовуються згладжуючі фільтри і на чому ґрунтується їх дія?
11. Назвіть різновиди згладжуючих фільтрів.
12. Поясніть, в яких випадках застосовують переважно ємнісні або індуктивні фільтри.
13. Поясніть, що таке багатоланковий фільтр?
14. Поясніть, що таке стабілізатор напруги постійного струму. Для чого призначені і в яких випадках застосовуються стабілізатори?
15. Наведіть схему, поясніть принцип дії параметричного стабілізатора.
16. Наведіть схему компенсаційного стабілізатора, поясніть призначення елементів і принцип дії.

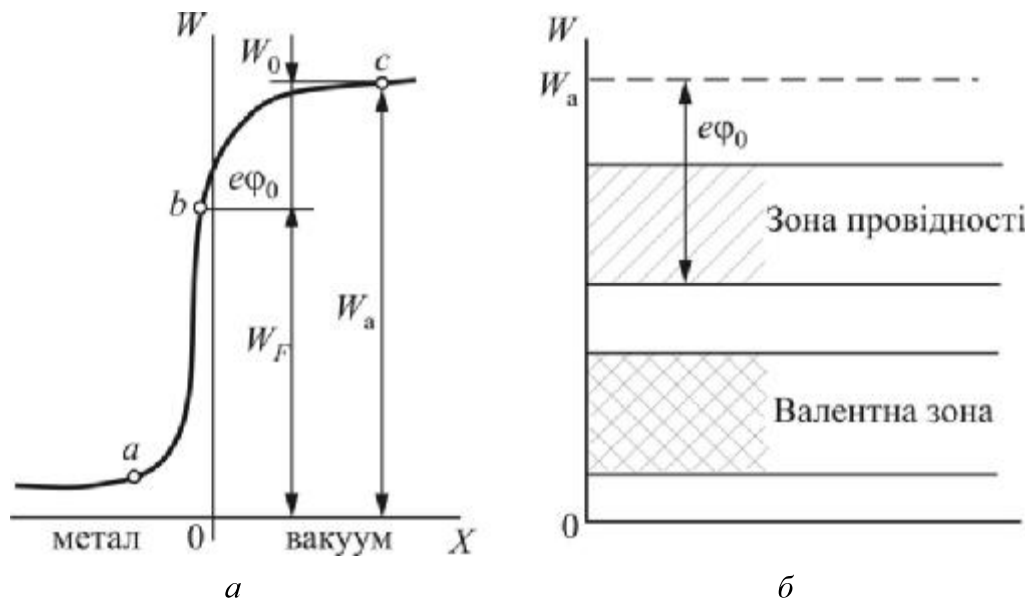


Рисунок 1.2 – Енергетичні діаграми виходу електронів:
з металу (а); з напівпровідника (б)

Наявність достатньої кількості вільних електронів дозволяє організувати їхній рух у вигляді електричного струму або пучка електронів і керувати цим рухом за допомогою електричних і магнітних полів.

1.2. Напівпровідникові матеріали

1.2.1. Власна провідність напівпровідників

Як вже акцентувалося, формальною ознакою належності речовини до класу напівпровідників можна вважати рівень провідності, який відповідає питомому опору $\rho = 10^{-2} \dots 10^6 \text{ Ом} \cdot \text{м}$. До провідників належать матеріали з $\rho = 10^{-8} \dots 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{м}$, а до діелектриків – з $\rho > 10^{12} \text{ Ом} \cdot \text{м}$.

У напівпровідниковій техніці застосовують хімічні елементи III валентної групи (індій In), IV валентної групи (кремній Si та германій Ge), V валентної групи (фосфор P та арсен As), VI валентної групи (селен Se та телур Te), а також цілий ряд сполук типу оксидів міді Cu_2O і цинку ZnO , арсеніду галію GaAs, карбіду кремнію SiC, сульфиду кадмію CdS та ін.

Найбільш поширені серед цих напівпровідників – кремній (до 90 %) та германій, для яких характерна кристалічна будова, тобто системне розташування

атомів у просторі.

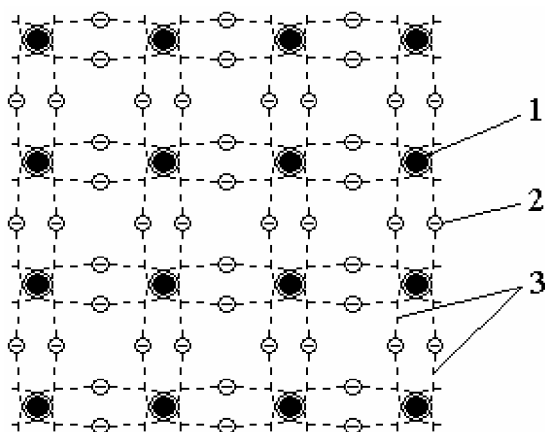


Рисунок 1.3 – Кристалічні ґратки германію: 1 – атом; 2 – електрон; 3 – електронна оболонка

На рис.1.3 показано, що в кристалічній ґратці елемента IV валентної групи, наприклад, германію чотири валентних електрона кожного атому разом з сусідніми такими ж електронами утворюють навколо кожного атому стійку електронну оболонку з восьми електронів, завдяки чому атоми міцно зв'язуються один з одним, утворюючи елементарний кристал речовини. Доки цей так званий *двоелектронний* або *ковалентний* зв'язок існує,

електрони не можуть переносити електричний заряд у матеріалі.

Зв'язок між двома сусідніми атомами здійснюється двома валентними електронами – по одному від кожного атома. Схематично це показано на рис. 1.4, *а*.

Під впливом зовнішніх факторів (наприклад, при будь-яких температурах, вищих за абсолютний нуль) валентні електрони отримують енергію, достатню для звільнення від ковалентних зв'язків і переходу в зону провідності. При цьому виникає ніби то вільне місце з позитивним зарядом (відсутність від'ємного заряду електрона), дорівнюючим за величиною заряду електрона. Таке місце умовно називають *діркою*, а процес утворення пари «електрон – дірка» отримав назву *генерації зарядів*.

Дірка, як позитивний заряд, може прислати до себе електрон з ближньої повної ковалентної пари (відбудеться *рекомбінація*), але при цьому одночасно утвориться нова дірка. Такий генераційно-рекомбінаційний процес безупинно повторюється, і дірка пересуватиметься в напівпровіднику, що є рівнозначним умовному пересуванню позитивного заряду такого ж розміру, як і в електрона.

Якщо у напівпровідник IV валентної групи (наприклад, кремній Si) додати речовину V валентної групи (наприклад, фосфор P), то чотири валентні електрони цієї речовини створять міцні ковалентні зв'язки з атомами напівпровідника, а п'ятий валентний електрон звільниться і стане основним носієм електричного заряду отже зможе прийняти участь в перенесенні струму. Провідність речовини зростає. Утвориться напівпровідник *n*-типу, в якому *основними носіями* (ОН) електричних зарядів стануть вільні електрони (*електронна провідність*), а атоми домішки, які звільняються від «зайвого» електрона, перетворюються на нерухомі позитивні іони. Кількість дірок, яка була в початковому напівпровіднику, у більшості своїй рекомбінує з надлишковими електронами, а ті, що залишаться, стануть *неосновними носіями* (НН) електричних зарядів (рис.1.5).

Домішка у напівпровідник IV валентної групи (той же кремній Si) речовини III валентної групи (наприклад, індій In, який має лише три валентних елект-

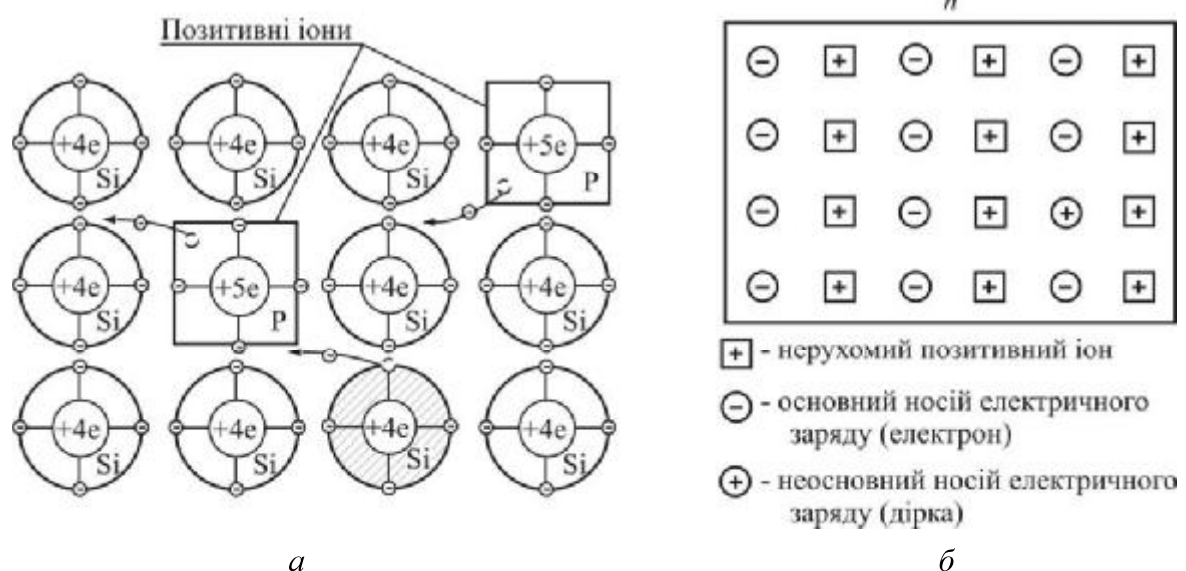


Рисунок 1.5 – Кристалічна структура чистого кремнію Si з домішкою фосфору P (а) і схематичне зображення напівпровідника *n*-типу (б)

рони) спричинить утворення міцних ковалентних зв'язків між атомами домішаної речовини і атомами основного матеріалу. Один зв'язок виявиться вільним, замість електрона тут буде «дірка». Це місце може бути заповнене електроном з меншою енергією, який зможе спрямовано рухатись в речовині. При цьому на його бувшому місці знову утвориться дірка, яка теж заповниться сусіднім електроном. Електрони переходять лише від атома до атома, а вздовж всієї речови-

ни начебто рухаються дірки, які стануть *основними носіями* електричних зарядів (позитивних) (рис. 1.6). Невелика кількість нерекombінованих електронів будуть *неосновними носіями* електричних зарядів (негативних). Такий напівпровідник з *дірковою провідністю* називається напівпровідником *p*-типу.

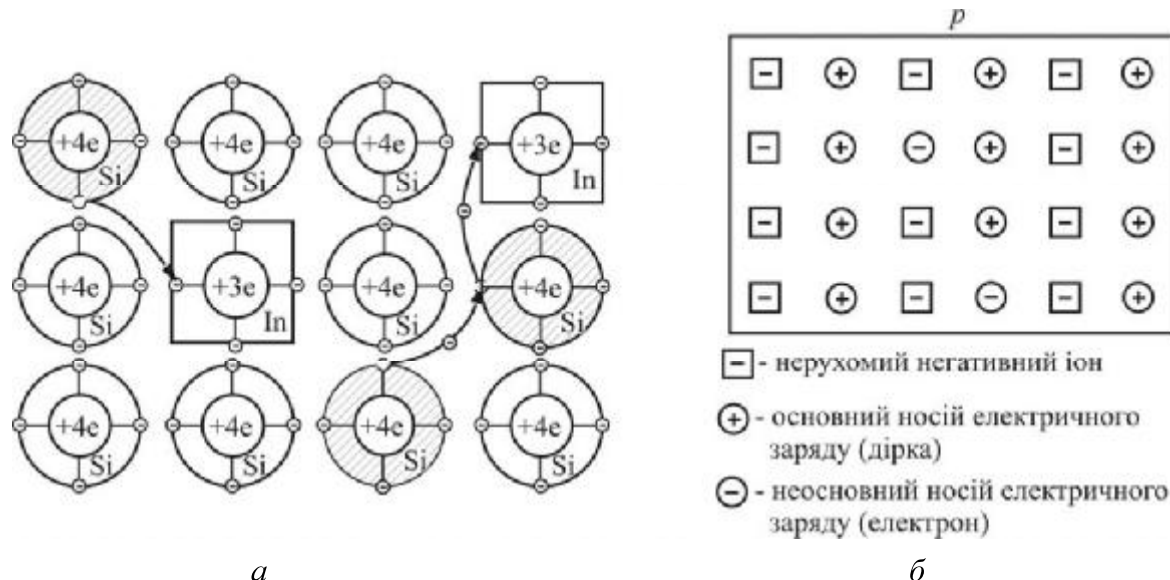


Рисунок 1.6 – Кристалічна структура чистого кремнію із домішкою індію In (a) і схематичне зображення напівпровідника *p*-типу (б)

Таким чином, якщо у напівпровідник IV валентної групи додати домішку – речовину V валентної групи, маємо так звану «електронну» провідність, або *n*-провідність, а домішка зветься *донорною*. Якщо у напівпровідник IV валентної групи додати домішку – речовину III валентної групи, провідність буде «дірковою», або *p*-провідністю, а домішка зветься *акцепторною*. За донорні домішки приймають фосфор, арсен та стій, тоді як акцепторними можуть бути бор, алюміній, індій.

Добавка лише одного атому арсену на 10^8 атомів кремнію зменшує питомий опір у $2,4 \cdot 10^4$ разів, тобто з $2,3 \cdot 10^5$ до $9,6 \text{ Ом} \cdot \text{см}$. Але добавка акцепторної домішки, скажімо, алюмінію, зменшує питомий опір лише в $9 \cdot 10^3$ разів, тобто він становить в даному випадку $25 \text{ Ом} \cdot \text{см}$. Це пояснюється тим. Що рухомість дірок в 2,6 разів менша, ніж електронів. Що стосується ширини забороненої зони, то донорні домішки зменшують її з 0,72 eV (у германію) або з 1,12 eV (у кремнію) до 0,01 eV та 0,07 eV відповідно.

1.3. Напівпровідникові контактні переходи

1.3.1. Електронно-дірковий перехід напівпровідників

У напівпровідникових приладах різного рівня і призначення найбільш поширеним є перехід, який утворюється в місці контакту напівпровідників p - і n -типів. Такий електричний перехід називається *електронно-дірковим* або p - n -переходом. Його особливості пов'язані з тим, що у місці контакту напівпровідників різного типу відбувається взаємна дифузія й активна рекомбінація основних носіїв електричних зарядів – електронів і дірок. Внаслідок цього у контактній зоні залишаються нерухомі позитивні і негативні іони, між якими виникає запираюче електричне поле $E_{\text{зап}}$, якому відповідає так званий *потенціальний бар'єр* $\Delta\phi$, спрямований проти напрямку руху основних носіїв електричних зарядів. Тому подальша їхня дифузія призупиняється, а дифузія неосновних носіїв електричних зарядів унаслідок їх невеликої кількості ситуацію не змінює.

Пояснемо це більш детально. Розглянемо напівпровідник, одна частина об'єму якого завдяки відповідним домішкам має діркову провідність, друга частина – електронну, а між ними є межа розподілу (рис. 1.7). В цілому матеріал є електрично нейтральним. Але у лівій частині основними носіями є дірки, а у правій – електрони. Носії під дією температури перебувають у хаотичному русі. Деяка частина їх переходить через межу розподілу в зону з протилежною провідністю, змінюючи заряд об'єму у відповідному напрямку. Концентрація «чужих» носіїв найбільша на межі розподілу, а далі від неї спадає до нуля. Таким чином на межі розподілу утворюється так званий потенціальний бар'єр, що заважає подальшій дифузії носіїв в «чужу» зону. Природно, що цей бар'єр заважає перетинати межу розподілу лише основним носіям, а неосновним, навпаки, сприяє, які й утворюють так званий «дрейфовий» струм I_0 .

Ширина утвореного p - n -переходу l в більшості випадків є істотно меншою одного мікрметра. До того ж p - n -переходу притаманні ємнісні властивості. Зовнішнім електричним полем $U_{\text{пр}}$, прикладеним до p - n -переходу, можна як зменшити аж до нуля потенціальний бар'єр, так і навпаки – збільшити його. В першому випадку звужується ширина переходу і відкривається шлях для проходження основних носіїв електричних зарядів, в другому – перепона на їхньо-

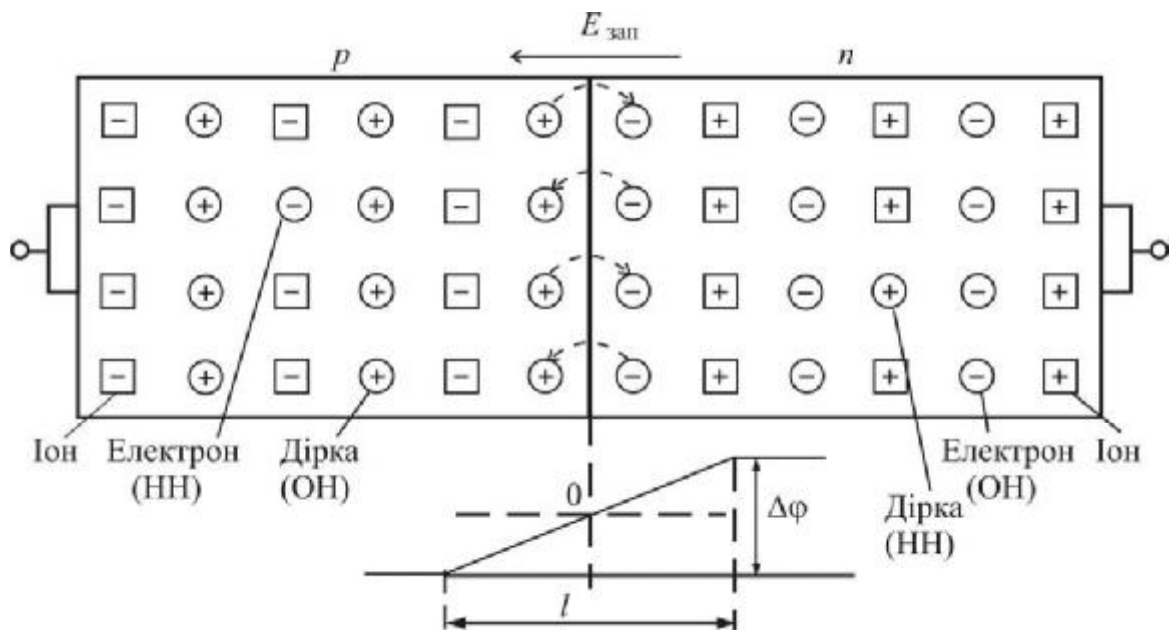


Рисунок 1.7 – Структура електронно-діркового переходу (*p-n*-перехід)

му шляху збільшується і проходитимуть тільки неосновні носії електричних зарядів.

Таким чином, якщо «плюс» джерела електричної енергії підключити до *p* напівпровідника, а «мінус» – до *n* напівпровідника (це так зване *пряме включення*), то, як тільки буде знятий потенціальний бар'єр ($\Delta\varphi = 0$), основні носії електричних зарядів почнуть рухатися, тобто у них з'явиться можливість дифундувати в «чужу» зону, що й спричинить появу струму у напівпровіднику (рис. 1.8, а). Виникне так званий *прямий струм*, який буде тим більше, чим вище буде пряма напруга на *p-n*-переході.

Встановлено, що цей дифузний струм I_0 залежить від прикладеної напруги відповідно з законом

$$I_0 = I_0 \exp(U/\varphi_m), \quad (1.2)$$

де φ_m – так званий «тепловий потенціал», що дорівнює приблизно 25 мВ.

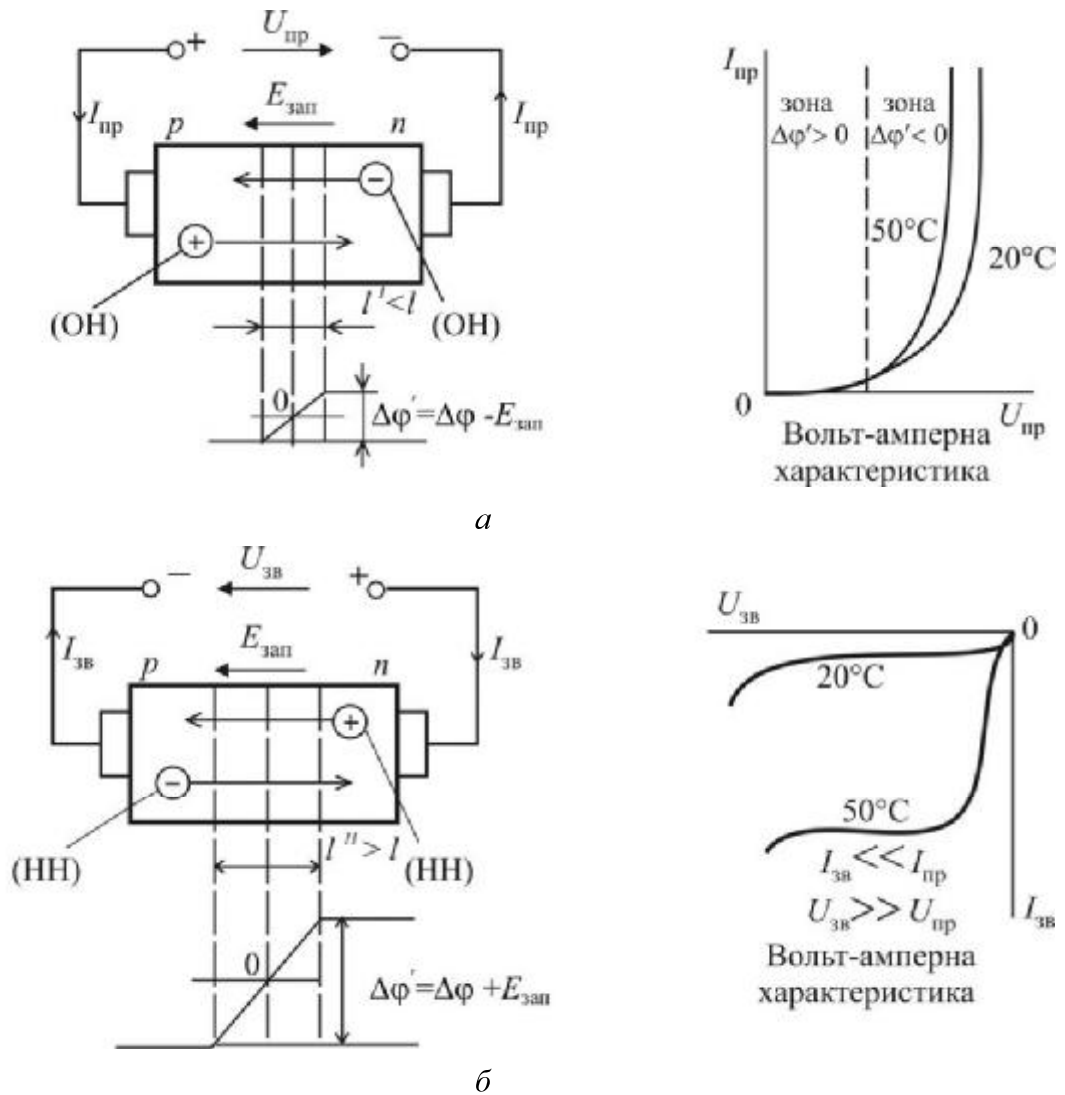


Рисунок 1.8 – Пряме (а) і зворотне (б) підключення електронно-діркового переходу

В кремнієвих напівпровідниках струм досягає великих значень вже при $\Delta U = 0,8 \div 1,2$ В. Дрейфовий струм у кремнію дуже малий. У германієвих напівпровідників $\Delta U = 0,3 \div 0,6$ В, зате дрейфовий струм I_0 дещо більший. Оскільки основні носії, що утворюють дифузний струм, і неосновні (дрейфовий струм) мають протилежні знаки, загальний струм в напівпровіднику дорівнює їх різниці

$$I = I_o - I_o = I_o [\exp(U/\phi_m) - 1]. \quad (1.3)$$

Це рівняння описує так звану вольт-амперну характеристику p - n -переходу (рис. 1.9).

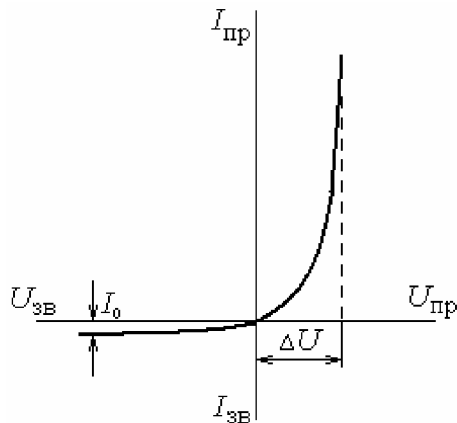


Рисунок 1.9 – Вольт-амперна характеристика p - n -переходу

При зворотному підключенні p - n -переходу до джерела електричної енергії («мінус» на p , «плюс» на n) на p - n -переході збільшиться напруга, спрямована проти руху основних носіїв електричних зарядів. Тому через нього будуть проходити тільки неосновні носії електричних зарядів, чисельність яких на кілька порядків менша порівняно з основними носіями. Відповідно *зворотний струм*, який утворюється під впливом *зворотної напруги*, буде дуже малим і практично незмінним при збільшенні цієї напруги. Це пояснюється тим, що на кількість неосновних носіїв електричних зарядів, на відміну від основних, джерело електричної енергії не впливає. Кількість їх збільшується тільки з підвищенням температури: приблизно у 2–2,5 рази на кожні 10°C . Зрозуміло, що такою ж мірою збільшується і зворотний струм (рис. 1.8, б).

Електронно-дірковий перехід використовується в напівпровідникових випрямних діодах – приладах, які добре проводять струм в одному напрямку і майже не проводять у зворотному. Ця особливість необхідна при побудові випрямлячів змінного струму, про що мова піде далі.

В ідеальному випрямному діоді вольт-амперна характеристика співпадає з тою, що наведена на рис. 1.9. Але реально співпадає лише та її вітка, що розташована в першому квадранті. Що до іншої її частини, то зворотний струм буде сталим і дорівнювати I_0 лише теоретично. На практиці ця вітка характеристики діода має вигляд, наведений на рис. 1.10.

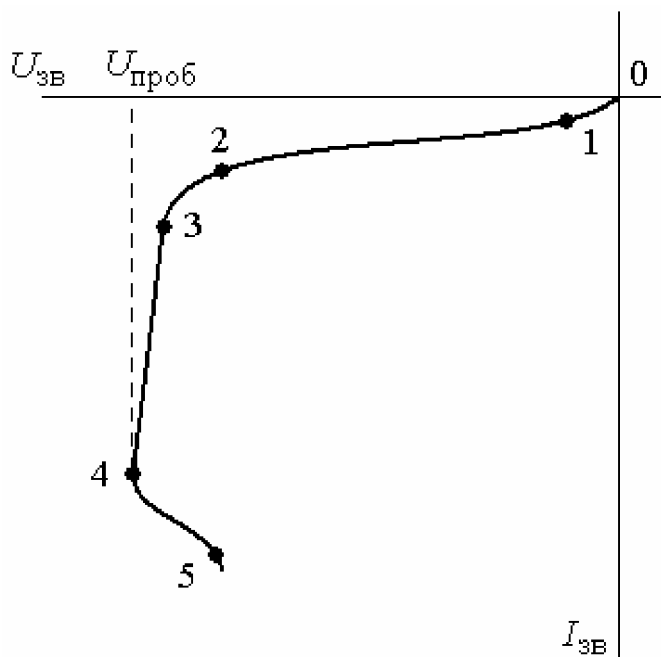


Рисунок 1.10 - Реальна зворотна характеристика p - n -переходу

При невеликих значеннях зворотної напруги реальна характеристика співпадає з ідеальною (ділянка 0–1), потім струм зростає пропорційно напрузі за рахунок поверхневої провідності (ділянка 1–2). При подальшому збільшенні напруги електрони набирають в електричному полі значної енергії, і стикаючись з атомами у вузлах кристалічної решітки, передають її іншим електронам. Відбувається так звана лавинна генерація вільних носіїв, струм значно зростає (ділянка 2–3). Далі відбувається лавинне зростання струму при незначному підвищенні напруги (ділянка 3–4). Це так званий електричний пробій p - n -переходу. Цей пробій не руйнує перехід, і якщо знизити напругу, струм зменшиться і знову перейде до ділянки 1–2. Існують два різновиди *електричного пробою*:

лавинний, що має місце при достатньо великій площі p - n -переходу і пояснюється лавинним зростанням кількості носіїв при ударній іонізації атомів;

тунельний, що виникає при малій площі p - n -переходу; при цьому зростає напруженість електричного поля, і електрони рухаються вздовж ліній електричного поля начебто в тунелі, не зустрічаючи майже ніякого опору.

При подальшому зростанні струму (ділянка 4–5) температура p - n -переходу різко підвищується і перехід руйнується. Його опір падає і слідом падає прикладена до нього напруга. Відбувається *тепловий пробій*, що повністю виводить прилад з ладу.

Щоб уникнути теплового пробою, зворотна напруга на діоді повинна бути меншою, ніж напруга $U_{проб}$, при якій виникає електричний пробій. На практиці найбільша зворотна напруга $U_{макс}$ становить близько 70% від $U_{проб}$.

Реальна зворотна характеристика залежить від температури – при її підвищенні вона зміщується праворуч, відповідно зменшується і $U_{макс}$.

Як впливає з щойно розглянутих особливостей роботи *p-n*-переходу, він являє собою якісно новий вид *нелінійного опору*, значення якого, перш за все, залежить від полярності прикладеної напруги. За однієї полярності (пряме включення) його опір малий і близький до нуля (утворюється начебто закороення електричного кола). За іншої полярності (зворотне включення) його опір великий – на рівні діелектриків, і можна вважати, що в цьому місці електричне коло є розірваним.

1.3.2. Контактний перехід метал – напівпровідник

Окрім розглянутого *p-n*-переходу, у всіх напівпровідникових приладах вживаються контактні переходи типу «метал – напівпровідник», властивості яких залежать від матеріалів контактної пари. При цьому місце контакту «метал – напівпровідник» можна уявити як поверхню, крізь яку електрони з металу або напівпровідника виходять ніби то у вакуум. Тому напрямок перегону електронів може бути тільки один, його визначатиме співвідношення роботи виходу електронів з металу і напівпровідника. Якщо робота виходу з металу вища порівняно з роботою виходу з напівпровідника, то зрозуміло, що при утворенні контакту рух електронів з напівпровідника в метал буде переважати. Метал отримає надлишок електронів (негативний заряд), а приконтактний шар напівпровідника збідниться на електрони, й у зоні контакту утвориться різниця потенціалів. Зняти цю контактну різницю потенціалів можна тільки зовнішнім електричним полем відповідної полярності. Отже, така контактна пара отримує властивість випрямляти електричний струм, а її вольт-амперна характеристика аналогічна вольт-амперній характеристиці *p-n*-переходу, за винятком притаманній *p-n*-переходу затримки прямого струму, поки не буде подолано потенціальний бар'єр (рис. 1.11).

Якраз відсутність цієї затримки й робить контактну пару «метал – напівпровідник» з відповідних матеріалів дуже привабливою для надвисокочастотних напівпровідникових приладів.

В контактній парі «метал – напівпровідник» з меншою роботою виходу електронів з металу переважати буде перехід електронів з металу в напівпровідник. Внаслідок цього приконтактний шар напів-

провідника збагатиться на електрони, а його опір впаде і буде залишатися низьким при будь-якій полярності зовнішнього електричного поля. Тому такого виду контакти використовують як для з'єднання в напівпровідникових приладах і мікросхемах, так і для приєднання їх до зовнішнього кола.

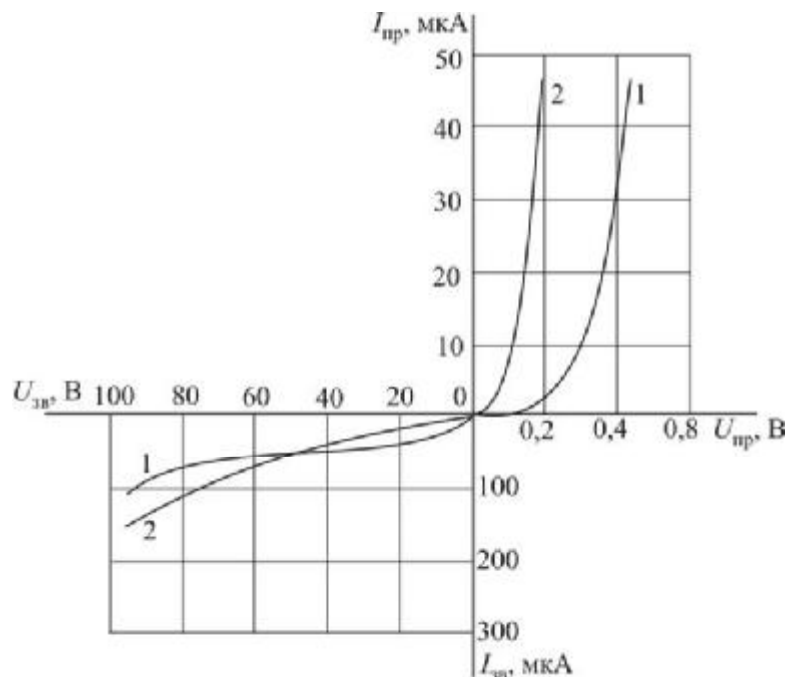


Рисунок 1.11 – Вольт-амперні характеристики: 1 – p-n-переходу; 2 – контактної пари «метал – напівпровідник» з випрямними властивостями

ЗАПИТАННЯ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

1. Назвіть енергетичні зони в твердому тілі і дайте їм характеристику.
2. Чим відрізняються енергетичні зони у провідниках, діелектриках і напівпровідниках?
3. Поясніть явище електронної емісії.
4. Назвіть види електронної емісії і дайте їм характеристику.
5. Що таке напівпровідники? Чим вони відрізняються від провідників і діелектриків?
6. Назвіть напівпровідникові матеріали. До яких груп таблиці Менделєєва належать ці хімічні елементи?
7. Поясніть явище власної провідності напівпровідників.

8. Які носії заряду існують у напівпровідниках?
9. Поясніть явища генерації і рекомбінації зарядів у напівпровідниках.
10. Охарактеризуйте явище домішкової провідності напівпровідників.
11. Поясніть, як утворюються напівпровідники n -типу і p -типу.
12. Поясніть властивості напівпровідників n -типу і p -типу. Які носії електричних зарядів у них є основними, а які – неосновними?
13. Що називають електронно-дірковим або p - n -переходом? Поясніть структуру й основні властивості цього переходу.
14. Що таке пряме та зворотне включення електронно-діркового переходу?
15. Як змінюється потенціальний бар'єр і ширина електронно-діркового переходу залежно від прямого та зворотного включення?
16. Поясніть, що являє собою електричний та тепловий пробой p - n -переходу.
17. Опишіть властивості контактного переходу типу «метал – напівпровідник».
18. Поясніть особливості вольт-амперних характеристик p - n -переходу та контактної пари «метал – напівпровідник» з випрямними властивостями.

УДК 577.15; 573.6

ДОСЛІДЖЕННЯ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР ДЛЯ РОЗРОБКИ рН-ЧУТЛИВИХ ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ

*С. В. Пацковський^{1,2}, О. В. Фролов³, О. А. Шульга⁴,
О. П. Солдаткін¹, С. В. Дзядевич¹*

¹ Інститут молекулярної біології і генетики Національної Академії Наук України,
вул. Заболотного, 150, Київ 03143, Україна, тел.: 044 526 07 49, факс: 044 526 07 59,
E-mail: dzyad@yahoo.com

² Політехнічний Інститут м. Монреаль, Квебек, Канада

³ НДІ “Мікроприлад”, Київ, Україна

⁴ Інститут хемо- та біосенсорики, Мюнстер, Німеччина

Анотація

ДОСЛІДЖЕННЯ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР ДЛЯ РОЗРОБКИ рН-ЧУТЛИВИХ ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ

С. В. Пацковський, О. В. Фролов, О. А. Шульга, О. П. Солдаткін, С. В. Дзядевич

В роботі досліджено рН-чутливість, стабільність та дрейф напівпровідникових структур з різною кількістю та типом поверхневого діелектрика та оптимізовано їх параметри для створення рН-чутливих польових транзисторів. Кращі результати були отримані для двошарового діелектрика, що складається з SiO_2 і Si_3N_4 , який і запропоновано для розробки рН-чутливих польових транзисторів. Кращі характеристики демонстрували перетворювачі, виготовлені в НДІ “Мікроприлад” (Київ, Україна).

Ключові слова: рН-чутливі польові транзистори, біосенсори, напівпровідникові структури, діелектрик.

Abstract

INVESTIGATION OF SEMICONDUCTORS STRUCTURES FOR DEVELOPMENT OF pH-SENSITIVE FIELD EFFECT TRANSISTORS

S. V. Patskovsky, O. V. Frolov, O. A. Shul'ga, O. P. Soldatkin, S. V. Dzyadevych

pH-sensitivity, stability and drift of semiconductors structures with various quality and type of surface dielectric layer have been investigated. Their parameters for creation of pH-sensitive field effect transistors were optimised. The best results were obtained for two-layer structure of dielectric that consists of SiO_2 and Si_3N_4 . These structures were proposed for development of pH-sensitive field effect transistors. The best characteristics were shown by transducers created at R&D Institute “Microdevice” (Kiev, Ukraine).

Keywords: pH-sensitive field effect transistors, biosensors, semiconductors structures, dielectric.

Аннотация

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СТРУКТУР ДЛЯ РАЗРАБОТКИ рН-ЧУСТВИТЕЛЬНЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

С. В. Пацковский, О. В. Фролов, А. А. Шульга, А. П. Солдаткин, С. В. Дзядевич

В работе исследованы рН-чувствительность и дрейф полупроводниковых структур с различным количеством и типом поверхностного диэлектрика и оптимизированы их параметры для создания рН-чувствительных полевых транзисторов. Лучшие результаты были получены для двухслойного диэлектрика, который состоял из SiO_2 и Si_3N_4 , который и предложено для разработки рН-чувствительных полевых транзисторов. Лучшие характеристики продемонстрировали преобразователи, изготовленные в НИИ “Микроприбор” (Киев, Украина).

Ключевые слова: рН-чувствительные полевые транзисторы, биосенсоры, полупроводниковые структуры, диэлектрик.

1. Вступ

Биосенсоры на основі іон-селективних польових транзисторів (ІСПТ), які раніше входили до класу потенціометричних біосенсорів, в останньому технічному рапорті ІУРАС, що стосується електрохімічних біосенсорів, виділено в окремий (четвертий) клас електрохімічних датчиків [1]. Це свідчить про безумовну важливість цього класу біосенсорів.

Перший ІСПТ був коротко описаний Бергвельдом в роботі [2], де його пропонували використовувати для електро-фізіологічних вимірювань іонного складу в нервових тканинах. Ця ідея була втілена в життя і описана в 1972 р. у повідомленні [3], і сьогодні більшість авторів сприймає і цитує її як піонерську публікацію в цій галузі. Перший ІСПТ складався із МДН (метал/діелектрик/напівпровідник) транзистора, затвор якого було замінено розчином, який тестувався. Приблизно в той же час Мацуо і Вайс застосували нітрід кремнію в якості чутливого підзатворного шару, тим самим значно покращивши отриманий датчик [4]. Саме ці перші роботи і поклали початок інтенсивним дослідженням в галузі розробки ІСПТ.

Іон-селективний польовий транзистор — це перш за все класичний МДН польовий транзистор з затвором у вигляді електроду порівняння, який відокремлено від самої структури та з'єднено з затворною областю через водний розчин [5]. Тому перш за все при розробці рН-чутливих польових транзисторів необхідно дослідити роботу напівпровідникових структур при розміщенні їх у водних розчинах, вибрати кращий матеріал з огляду на його рН-чутливість і стабільність, а після отримання рН-чут-

ливих польових транзисторів, дослідити їх аналітичні характеристики та вибрати кращі варіанти для подальшої розробки потенціометричних біосенсорів на їх основі.

2. Дослідження нестабільності та дрейфу напівпровідникових структур в системі електроліт\діелектрик\напівпровідник

Однією з причин нестабільності МДН структур є наявність в діелектрику рухливих заряджених частинок типу іонів лужних металів (натрію, літію) або протонів. Під дією електричного поля ці позитивно заряджені частинки можуть легко переміщуватися в діелектрику, що призводить до нестабільності структури. Іншою причиною нестабільності є накопичення заряду в об'ємних пастках в діелектрику, яке призводить до перерозподілу напруженості поля в діелектрику. Також, якщо в діелектрику є глибокі рівні на відстані менше 50Å від границі розділу, то можливий тунельний обмін носіями між цими рівнями та дозволеніми зонами напівпровідника. Такі рівні можуть існувати на границі розділу між складовими подвійного діелектрика, і якщо товщина першого шару діелектрика близька до 50Å, то тунельний обмін призводить до нестабільності МДН структури. На вольт-фарадних характеристиках описані вище явища проявляються в вигляді гістерезису, що ускладнює якісне вимірювання поверхневого потенціалу в режимі реального часу.

З практичної точки зору найбільш простим та зручним діелектричним матеріалом є SiO_2 [6]. Відомі технологічні методи створення плі-

вок SiO_2 , що відрізняються високою якістю і, крім того, дають малі величини концентрації поверхневих станів та невелику кількість рухливих зарядів. Проте отримання дуже якісних окислів пов'язано з великими технічними труднощами, що не завжди економічно виправдано. В зв'язку з цим як діелектрик використовують Si_3N_4 . Цей матеріал має ряд переваг в порівнянні з SiO_2 — більш високу величину ϵ та відповідно вищу електричну міцність. Це дозволяє використовувати тонші шари діелектрика, що важливо, зокрема, для мікроелектроніки, тому що дає кращу роздільну здатність при методі фотолітографії. Важливою перевагою нітриду кремнію є непроникність його для іонів Na. Головний недолік нітриду — велика густина поверхневих станів. Спроба використати переваги обох матеріалів (SiO_2 , Si_3N_4) привела до створення двошарового діелектрика ("сендвіча"). Кремній покривається спочатку шаром SiO_2 , а потім Si_3N_4 . Нестабільність структур з плівкою SiO_2 значно зменшується після нанесення шару Si_3N_4 , це відноситься до структур як з тонким шаром SiO_2 (50-100Å), так і з товстим (700-1000Å). Нанесення шару нітриду призводить також до зменшення густини поверхневих станів до величин $<10^{12} \text{ см}^{-2} \text{ eV}^{-1}$. На вольт-фарадних характеристиках таких структур гістерезис практично відсутній до величини напруженості поля $\geq (3-4) \cdot 10^6 \text{ В см}^{-1}$, коли з'являється гістерезис іонного типу.

У біосенсорах такі діелектричні плівки, нанесені на напівпровідник, грають як роль пасивного елемента (власне діелектрика), так і роль рН-чутливої мембрани. Це пред'являє досить жорсткі вимоги до їхньої якості, які збільшує та обставина, що площа контакту сенсора з електролітом може бути відносно великою (від одиниць до десятків мм^2). З метою оптимізації якості діелектричних плівок було досліджено ряд багатошарових ізоляторів, що використовують шари Ta_2O_5 , Si_3N_4 та SiO_2 . Проведено дослідження Ta_2O_5 , отриманого термічним окислюванням у кисні при 400°C , і Si_3N_4 , отриманого в реакторі атмосферного тиску. Характерний вид залежності струмів збігання через багатошаровий діелектрик від напруги, що прикладається, показаний на Рис. 1. Видно, що при катодній поляризації напівпровідника щодо електроліту в районі -1 ... -1,5 В спостерігається різкий ріст струму (під мікроскопом помітні бульба-

шки газу, що виділяється), що, очевидно, свідчить про наявність мікропор у діелектрику. Для різноманітних типів двошарових діелектричних плівок на гладкій поверхні кремнію були проведені дослідження по визначенню пористості за допомогою методу електролітичного висаджування міді в порах захисного матеріалу.

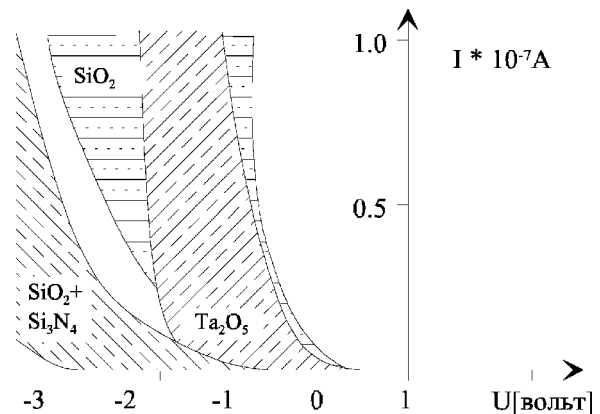


Рис. 1. Залежність струму збігання від напруги для різних діелектриків.

Кращі результати були отримані для діелектрика, що складається з термічної плівки SiO_2 товщиною біля 40 нм, отриманої "сухим" окислюванням, і плівки Si_3N_4 товщиною біля 100 нм, отриманої в реакторі зниженого тиску при $T = 850^\circ\text{C}$. Така структура і була вибрана для подальших експериментів. Проте відбракування структур за принципом відсутності пор в реальних умовах дає досить малий вихід зразків.

Необхідно також підкреслити, що хоча вольт-фарадні характеристики знімаються при позитивних напругах, а різке збільшення струму збігання спостерігається при від'ємних, ці недоліки діелектрика впливають на стабільність системи, збільшуючи дрейф і роблячи неможливим проведення багаторазових досліджень. На Рис. 2 зображено дрейф напівпровідникових структур з різними діелектриками в буферному розчині при вимірюванні поверхневого потенціалу методом розрахунку точки найбільшого перегину вольт-фарадних характеристик.

Згідно цього методу, прикладаючи до вимірювальної системи напругу, що розгортається за допомогою комп'ютера, ми отримуємо струм, який пропорційний електричній ємності системи. Потім, після попередньої апрокси-

мації, що виконується за допомогою створеного програмного забезпечення, вираховуємо першу похідну. Повторюючи етап апроксимації отримуємо другу похідну та точку перетину осі абсцис. Прикладена до системи напруга, при якій це відбувається, і є характерною точкою даної залежності ємності від напруги (Рис. 3), яка не зазнає впливу можливої зміни під час експерименту послідовного опору в системі електроліт — діелектрик — напівпровідник, наприклад, за рахунок зміни іонної сили розчину (Рис. 4).

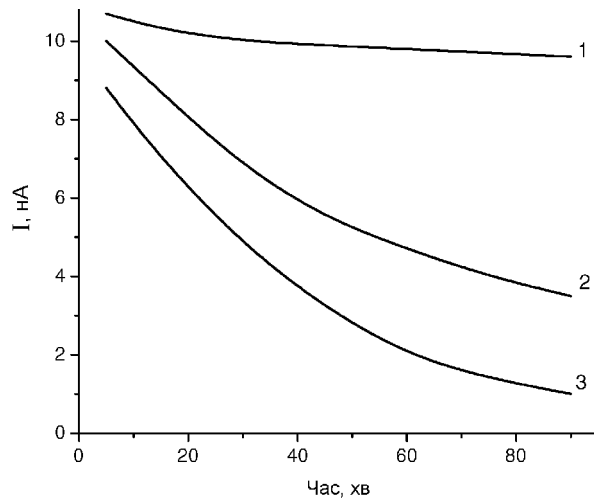


Рис. 2. Дрейф напівпровідникових структур з різними діелектриками в буферному розчині (1 — SiO_2 (40 нм) / Si_3N_4 (80 нм), 2 — SiO_2 (80 нм), 3 — Ta_2O_5 (80 нм)).

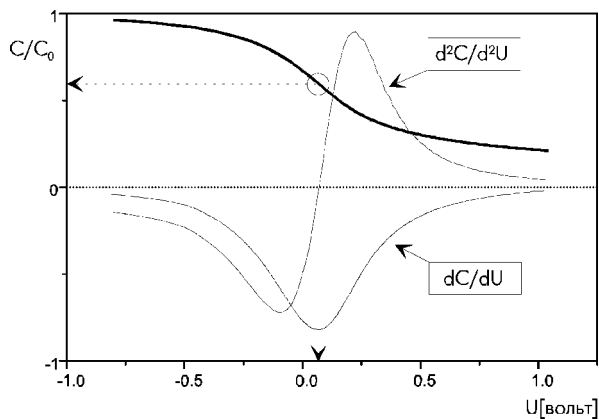


Рис. 3. Метод визначення точки найбільшого перегину вольт-фарадної залежності.

З Рис. 2 видно, що кращі результати також були отримані для діелектрика, що складається з термічної плівки SiO_2 товщиною біля 40 нм і плівки Si_3N_4 товщиною біля 80 нм.

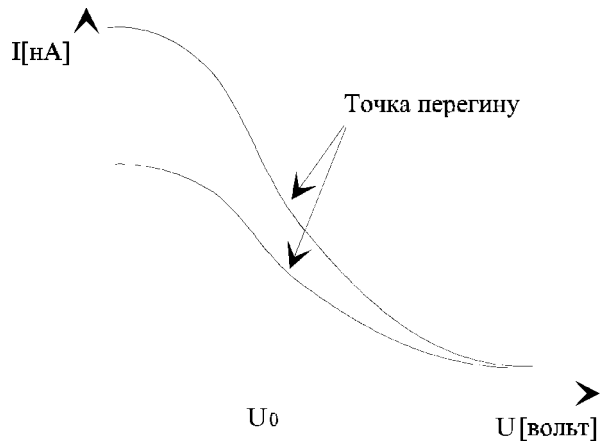


Рис. 4. Вплив зміни послідовного опору в системі електроліт — діелектрик — напівпровідник під час експерименту на струм

3. Дослідження рН-чутливості різних діелектричних шарів

Для створення біосенсорів найважливішою властивістю діелектричних шарів перш за все є їх рН-чутливість.

В роботі використовувались кремнієві напівпровідникові структури n- та p-типу. Товщина діелектричного шару змінювалася від 40 нм до 120 нм в випадку одношарового покриття SiO_2 . В випадку двошарового покриття $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4$, який використовується для підвищення діелектричних якостей, товщина SiO_2 змінювалася від 40 нм до 60 нм, а Si_3N_4 — від 100 нм до 150 нм. Як діелектричний матеріал, окрім SiO_2 та Si_3N_4 , досліджувались структури з Ta_2O_5 і з $\text{Si}_3\text{O}_5\text{N}_z$.

На Рис. 5 зображено зміну поверхневого потенціалу напівпровідникових структур з різними діелектричними шарами від рН розчину. В експерименті використовувався “полімікс”-буфер, який має постійну буферну ємність розчину в широкому діапазоні рН. За допомогою перистальтичного насоса кислота HCl та луг KOH автоматично добавлялись до робочого буферу, відповідно змінюючи рН. З нахилу залежностей визначені рН-чутливості для SiO_2 : 32-37 мВ/рН; Si_3N_4 : 43-47 мВ/рН; Ta_2O_5 : 55-59 мВ/рН. рН-чутливість Ta_2O_5 найвища серед матеріалів, що досліджувались та близька до теоретичного Нерстового значення. Проте, по сукупності таких параметрів, як стабільність, величина струму збігання, рН-

чутливість, співвідношення корисний сигнал — шум, для наступних експериментів було вибрано двошаровий діелектрик SiO_2 (40 нм) та Si_3N_4 (80 нм).

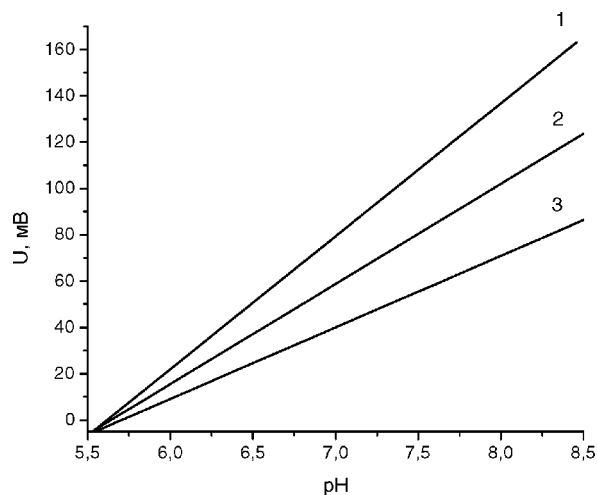


Рис. 5. Залежність зміни поверхневого потенціалу від pH розчину для різних типів діелектриків (1 — Ta_2O_5 , 2 — Si_3N_4 , 3 — SiO_2).

Дуже важливий вплив на поведінку відгуку сенсора, тобто на його відновлюваність і стабільність при зміні pH розчину має попередня підготовка поверхні структури. Після стандартної очистки поверхні від органічних та неорганічних сполук напівпровідникові зразки витримувались в робочому буфері різний час до початку проведення експерименту. Характерна форма відгуку в залежності від часу знаходження в буфері зображена на Рис. 6. На Рис. 7 показано вплив на нелінійність pH залежності структур $\text{Si}\backslash\text{SiO}_2\backslash\text{Si}_3\text{N}_4$ в кислій області попереднього вимочування в робочому буфері.

Тобто для отримання достовірних результатів необхідно попередньо витримувати структури в робочому буфері на протязі двох днів. Подібна обробка в дистильованій воді не давала бажаного результату.

4. Конструкція потенціометричного перетворювача на основі pH-чутливих польових транзисторів

З урахуванням отриманих даних по вивченню поведінки та характеристик напівпровідникових структур у водному розчині в НДІ “Мікроприлад” (Київ, Україна) був розроблений та виготовлений за стандартною кремніє-

вою технологією сенсорний чіп на основі pH-чутливих польових транзисторів.

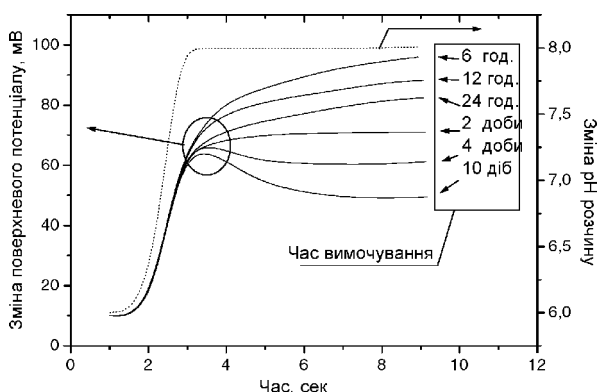


Рис. 6. Залежність відгуку сенсора на зміну pH від часу попереднього вимочування в робочому буфері.

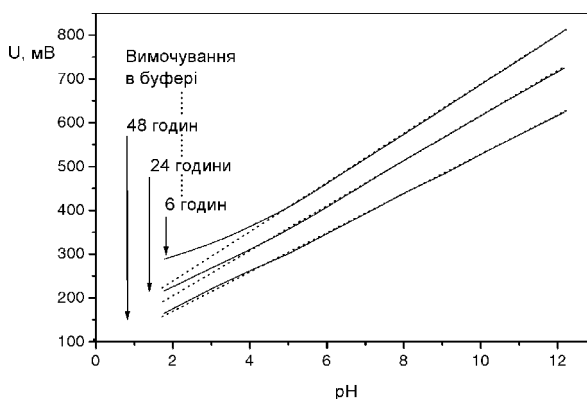


Рис. 7. Нелінійність pH залежності структур $\text{Si}\backslash\text{SiO}_2\backslash\text{Si}_3\text{N}_4$ в кислій області та вплив на неї попереднього вимочування в робочому буфері.

Він представляв собою кремнієвий кристал p -типу, розміром $3 \text{ мм} \times 10 \text{ мм}$, на якому розміщені два ідентичних pH-чутливих польових транзистора (Рис. 8). Чіп було наклеєно на ситалову підкладку розмірами $30 \text{ мм} \times 6 \text{ мм} \times 1 \text{ мм}$. Контакти кремнієвої структури було приєднано до відповідних площадок на ситаловій підкладці методом ультразвукового зварювання. Контактні області було ізолювано епоксидною смолою [7].

Сам pH-чутливий польовий транзистор було сформовано на p -Si-підкладці з орієнтацією (100) та опором $7,5 \text{ Ом/см}$ (Рис. 9). Імплантацію бору з дозою від 3 до 15 мкС під товстий шар оксиду було проведено для захисту від формування паразитного інверсійного шару. Для формування областей витоку та стоку було проведено імплантацію фосфору за допомогою дифузії та іонної імплантації з загальною до-

зою 500 мкС. Канал мав розміри 7 мкм х 250 мкм та був сформований іонною імплантацією фосфору з дозою, що залежала від напруги, що прикладалась (від -2 В до -4 В). Для утворення контакту з витоком і стоком було використано полі-кремнієві провідні шляхи, опір яких був приблизно 300 Ом. Ізоляцію затвору від каналу було сформовано шаром термічно вирошеного SiO_2 товщиною 50 нм, якій було покрито шаром Si_3N_4 товщиною 150 нм.

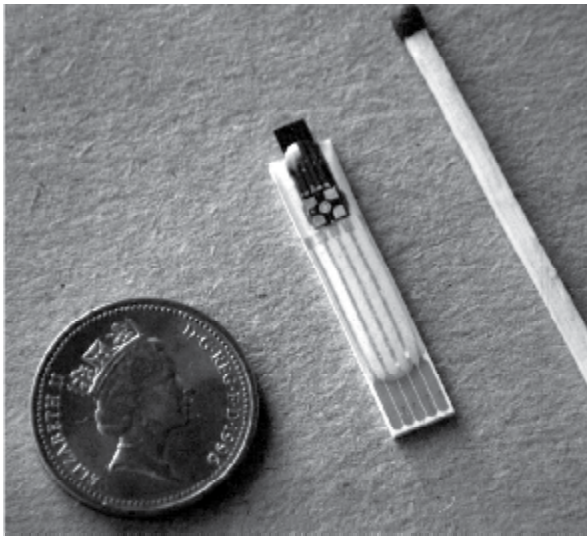


Рис. 8. Зовнішній вигляд потенціометричного перетворювача на основі рН-чутливих польових транзисторів.

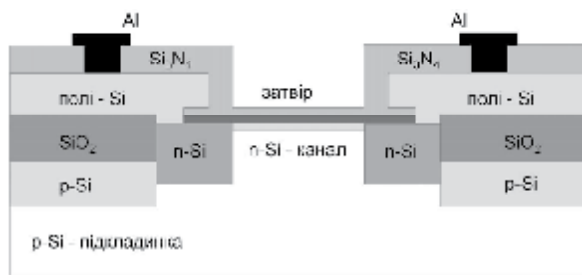


Рис. 9. Схема рН-чутливого польового транзистора, виготовленого в НДІ “Мікроприлад” (Київ, Україна).

Іоно-селективні властивості транзистора були обумовлені шаром Si_3N_4 , нанесеного на його підзатворну область. рН-чутливість приладу становила близько 50 мВ/рН, що забезпечувало достатню чутливість перетворювача для ферментного біосенсора для реєстрації змін рН в мембрані, які відбуваються в процесі ферментативної реакції. Робочі параметри: $I_b = 100$ мкА, $U_{bc} = 1$ В.

5. Порівняльні характеристики роботи різних рН-чутливих польових транзисторів

В роботі крім рН-чутливих польових транзисторів виробництва Київського НДІ “Мікроприлад” були також досліджені та використані перетворювачі іншого походження, при виробництві частини з яких використовувались приведені вище результати по вивченню поведінки та характеристик напівпровідникових структур у водному розчині.

- рН-чутливі польові транзистори виробництва лабораторії аналізу і архітектури мікросистем Національного Центру Наукових Досліджень Франції (LAAS CNRS, м.Тулуза) [8]. Вони представляли собою чіп з одним рН-ПТ, виготовленим за стандартною кремнієвою технологією, з чутливим шаром $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4$. Робочі параметри: $I_b = 100$ мкА, $U_{bc} = 1$ В.

- рН-чутливі польові транзистори виробництва підприємства ESIEE Paris (м. Париж, Франція) [9]. Вони представляли собою чіп з одним рН-ПТ, виготовленим за стандартною кремнієвою технологією, з чутливим шаром Si_3N_4 . Робочі параметри: $I_b = 200$ мкА, $U_{bc} = 1$ В.

- рН-чутливі польові транзистори виробництва Міжнародного Навчального Інституту Матеріалознавства (м. Ханой, В’єтнам) [10]. Вони представляли собою чіп з двома рН-ПТ, виготовленими за стандартною кремнієвою технологією, з чутливим шаром SiO_2 . Робочі параметри: $I_b = 200 — 500$ мкА, $U_{bc} = 0,2 — 1$ В.

- рН-чутливі польові транзистори, виготовлені в Інституті мікроелектроніки м.Ньюшател (Швейцарія) [11]. Вони представляли собою чіп з одним рН-ПТ, виготовленим за стандартною кремнієвою технологією, з чутливим шаром SiO_2 . Робочі параметри: $I_b = 500$ мкА, $U_{bc} = 1$ В.

- рН-чутливі польові транзистори, виготовлені в Центрі біоелектроніки та нанобіотехнології Університету м.Барселона (Іспанія) [12]. Вони представляли собою чіп з одним рН-ПТ, виготовленим за стандартною кремнієвою технологією, з чутливим шаром $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4$. Робочі параметри: $I_b = 100$ мкА, $U_{bc} = 1$ В.

На Рис. 10 представлено зовнішній вигляд частини вищеописаних рН-польових транзисторів, які використовувались в роботі.

Перш за все була досліджена рН-чутливість всіх рН-ПТ перетворювачів. На Рис. 11 приведено залежності зміни потенціалу від рН роз-

чину для рН-чутливих польових транзисторів, що використовувались в роботі. З рисунку видно, що найкращу рН-чутливість демонстрували перетворювачі, виготовлені в НДІ “Мікроприлад” (рН-чутливість близько 50 мВ/рН). Крім того вони також мали кращу стабільність при роботі та невеликий дрейф вихідного сигналу з часом. А якщо брати до уваги той факт, що на чіпі було 2 рН-ПТ, тобто можна використовувати диференційний метод вимірювань, то саме ці датчики і були в основному використані для створення потенціометричних біосенсорів на основі рН-чутливих польових транзисторів.

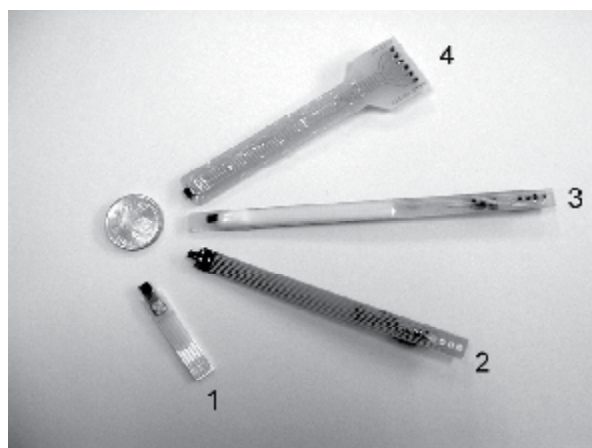


Рис. 10. Загальний вигляд рН-ПТ, виготовлених в НДІ “Мікроприлад”, Київ (1), лабораторією LAAS CNRS, Тулуза (2), підприємством ESIEE, Париж (3) та в Інституті матеріалознавства, Ханой (4).

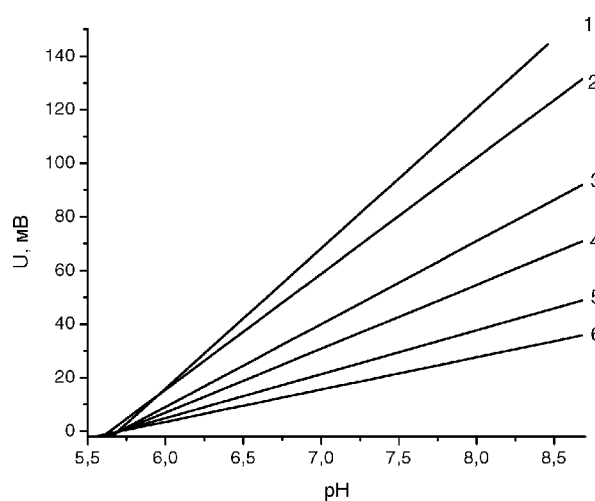


Рис. 11. Залежність зміни потенціалу від рН розчину для різних рН-чутливих польових транзисторів (1 — Київ, 2 — Тулуза, 3 — Барселона, 4 — Ньюшатель, 5 — Париж і 6 — Ханой).

6. Висновки

Досліджено рН-чутливість, стабільність та дрейф напівпровідникових кремнієвих структур з різною кількістю та типом поверхневого діелектрика та оптимізовано їх параметри для створення рН-чутливих польових транзисторів. Кращі результати були отримані для двохшарового діелектрика, що складається з SiO_2 і Si_3N_4 , який і було запропоновано для розробки рН-чутливих польових транзисторів.

Кращу рН-чутливість демонстрували перетворювачі, виготовлені в НДІ “Мікроприлад” (Київ, Україна). Крім того вони також мали кращу стабільність при роботі та невеликий дрейф вихідного сигналу з часом. Саме ці перетворювачі були використані при створенні більшості потенціометричних біосенсорів в нашій лабораторії [5].

Частина цієї роботи була виконана завдяки фінансовій підтримки комплексної програми Національної Академії Наук України “Дослідження у галузі сенсорних систем та технологій”.

Список літератури

1. Thevenot D.R., Toth K., Durst R.A., Wilson G.S. Electrochemical biosensors: recommended definitions and classification (Technical report) // Pure Appl. Chem. — 1999. — 71. — P. 2333-2348.
2. Bergveld P. Development of an ion-sensitive solid-state device for neurophysiological measurements // IEEE Trans. Biomed. Eng. — 1970. — 17. — P. 70-71.
3. Bergveld P. Development, operation and application of the ion sensitive field effect transistor as a tool for electrophysiology // IEEE Trans. Biomed. Eng. — 1972. — 19. — P. 342-351.
4. Matsuo T., Wise K.D. An integrated field effect electrode for biopotential recording // IEEE Trans. Biomed. Eng. — 1974. — 21. — P. 485-487.
5. Дзядевич С.В. Биосенсоры на основе ион-селективных полевых транзисторов: теория, технология, практика. // Биополимеры и клетка. — 2004. — 20, № 1-2. — С. 7-16.
6. Bergveld P. Thirty years of ISFETOLOGY. What happened in the past 30 years and what may happen in the next 30 years // Sens. Actuators B. — 2003. — 88. — P. 1-20.
7. Dzyadevych S.V., Soldatkin A.P., Korpan Y.I., Arkhypova V.N., El'skaya A.V., Chovelon J. — M., Martelet C., Jaffrezic-Renault N. Biosensors based on enzyme field effect transistors for determination of some substrates and inhibitors //

- Anal. Bioanal. Chem. — 2003. — 377. — P. 496-506.
8. Sant W., Pourciel M.L., Launay J., Do Conto T., Martinez A., Temple-Boyer P. Development of chemical field effect transistors for medical analysis // Book of the 16th European Conference on Solid-State Transducers. — Prague (Czech Republic), 2002. — P. 619-620.
9. Dzyadevych S.V., Mai Anh T., Soldatkin A.P., Duc Chien N., Jaffrezic-Renault N., Chovelon J. — M. Development of enzyme biosensor based on pH-sensitive field-effect transistors for detection of phenolic compounds // Book XVI International Symposium on Bioelectrochemistry and Bioenergetics. — Bratislava (Slovakia), 2001. — P. 124.
10. Mai Anh T. Application of SOG material and technology to the fabrication of PH ISFET. // Master Thesis, ITIMS, Hanoi University of Technology. — 1999.
11. Reichmuth P., Van der Wal P.D., Puntener M., Schoning-Hammer A., Morf W.E., Rooij N.F., Pretsch E. Reducing the interference from CO₂ or organic acids in ion-selective polymer membrane sensors having a field-effect transistor as internal reference element. // Analytica Chimica Acta. — 2002. — 464. — P. 79-88.
12. Bausells J., Carrabina J., Errachid A., Merlos A. Ion-sensitive field-effect transistor fabricated in commercial CMOS technology. // Sensors Actuators B. — 1999. — 57. — P. 56-62.