

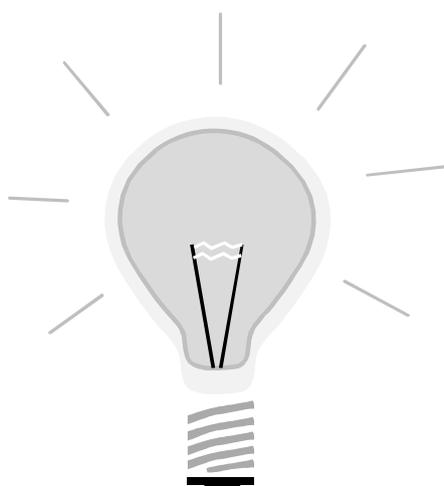


Томский государственный
университет систем управления и
радиоэлектроники

Д.В.Озёркин

ОБЩАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Учебное пособие для студентов специальности 160905 –
«Техническая эксплуатация
транспортного радиооборудования»



ТОМСК 2012

Министерство образования и науки РФ

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

УТВЕРЖДАЮ
Заведующий кафедрой КИПР
В.Н. ТАТАРИНОВ
_____ “__” _____ 20__ г.

Д.В.Озёркин

ОБЩАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Учебное пособие для студентов специальности 160905 –
«Техническая эксплуатация
транспортного радиооборудования»

2012

Рецензент: заведующий кафедрой «Конструирования и производства радиоаппаратуры», д.т.н. Татаринов В.Н.

Технический редактор: доцент кафедры КИПР ТУСУР, к.т.н. Озёркин Д.В.

Озёркин Д.В.

Общая электротехника и электроника. Компонент кафедры КИПР. Учебное пособие для студентов специальности 160905 – «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования».

Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 187 с.

Структура учебного пособия состоит из двух глав: «Основы теории электромагнитного поля» и «Основы электроники». Глубина рассмотрения учебного материала в этих двух главах неравнозначная. В первой главе «Основы теории электромагнитного поля», учитывая ее фундаментальный характер, дана более глубокая проработка вопросов с привлечением математического аппарата матриц, дифференциального и интегрального исчисления.

Во второй главе «Основы электроники» в изложении материала намеренно отсутствуют сложные математические модели, выводы формул, доказательства теорем и т.д. Изложение тем второй главы носит, как правило, качественный характер: определения, классификации, краткое рассмотрение наиболее распространенных видов элементной базы электронных устройств, анализ структурных схем, словесно-описательный анализ электрических схем. Глубокая проработка тем второй главы предусмотрена учебным планом в дисциплине «Схемотехника» в 5...7 семестрах.

© Озёркин Д.В., 2012

© Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	4
1 ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ	6
1.1 Основные положения теории электромагнитного поля.....	6
1.2 Цепи с распределенными параметрами	14
1.2.1 Установившийся режим	14
1.2.2 Переходный режим	21
1.3 Плоская электромагнитная волна.....	29
1.3.1 Уравнения Максвелла для проводящей среды.....	29
1.3.2 Поверхностный эффект и эффект близости	35
1.4 Электромагнитное экранирование	40
1.5 Численные методы расчета электромагнитных полей при сложных граничных условиях	44
1.6 Современные пакеты прикладных программ расчета электромагнитных полей на ЭВМ.....	54
2 ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ	64
2.1 Элементная база современных электронных устройств	64
2.2 Электровакuumные и газоразрядные приборы	69
2.3 Полупроводниковые элементы	79
2.4 Источники вторичного электропитания	89
2.5 Устройства питания электронной аппаратуры	97
2.6 Усилители электрических сигналов	107
2.7 Электронные усилители и генераторы.....	114
2.8 Элементы импульсной техники	124
2.9 Импульсные и автогенераторные устройства	133
2.10 Цифровые (дискретные) цепи и их характеристики.....	143
2.11 Основы цифровой схемотехники и микроэлектроники	153
2.12 Микропроцессорные средства	163
2.13 Электрические измерения и приборы	173
СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ	185

ПРЕДИСЛОВИЕ

В 2001 году вступил в действие очередной Государственный образовательный стандарт ГОС ВПО 653300 «Эксплуатация транспорта и транспортного оборудования». В перечне общепрофессиональных дисциплин указанного образовательного стандарта «Электротехника и электроника» (ОПД.Ф.04) представлена в виде двух частей: «Теоретические основы электротехники» (ОПД.Ф.04.01) и «Общая электротехника и электроника» (ОПД.Ф.04.02). По согласованию заведующих кафедр ТОЭ и КИПР, преподаватели которых обеспечивают, соответственно, две части дисциплины «Электротехника и электроника», ряд дидактических единиц был перемещен по сравнению с исходным вариантом. Связано это с историческими традициями преподавания тех или иных разделов электротехники и электроники. В результате перечень дидактических единиц компонента ОПД.Ф.04.02, обеспечиваемый кафедрой КИПР, стал состоять из 19 наименований и включать следующие понятия:

- теория электромагнитного поля;
- цепи с распределенными параметрами (установившийся и переходный режимы);
- поверхностный эффект и эффект близости;
- электромагнитное экранирование;
- численные методы расчета электромагнитных полей при сложных граничных условиях;
- современные пакеты прикладных программ расчета электромагнитных полей на ЭВМ;
- элементная база современных электронных устройств;
- электровакуумные и газоразрядные приборы;
- полупроводниковые элементы;
- источники вторичного электропитания;
- устройства питания электронной аппаратуры;
- усилители электрических сигналов;
- электронные усилители и генераторы;
- элементы импульсной техники;
- импульсные и автогенераторные устройства;
- цифровые (дискретные) цепи и их характеристики;
- основы цифровой схемотехники и микроэлектроники;
- микропроцессорные средства;
- электрические измерения и приборы.

Как видно из приведенного перечня «Общая электротехника и электроника» охватывает чрезвычайно широкий круг вопросов, которые студенту необходимо освоить в ограниченное время – общая трудоемкость дисциплины 130 часов.

Для решения противоречия «широкий круг вопросов – ограниченное время изучения» автор при написании настоящего учебного пособия использовал несколько положений, которые следует пояснить.

Содержание учебного пособия практически полностью повторяет приведенный выше перечень дидактических единиц. Добавлен небольшой раздел об уравнениях Максвелла в проводящей среде для того, чтобы организовать логический переход к темам «Поверхностный эффект» и «Эффект близости».

Вообще структура учебного пособия состоит из двух глав: «Основы теории электромагнитного поля» и «Основы электроники». Следует заметить, что глубина рассмотрения учебного материала в этих двух главах намеренно неравнозначная. В первой главе «Основы теории электромагнитного поля», учитывая ее фундаментальный характер, дана более глубокая проработка вопросов с привлечением математического аппарата матриц, дифференциального и интегрального исчисления. В идеале для изучения тем первой главы можно воспользоваться учебниками [1-3]. Последний раздел первой главы носит информационно-ознакомительный характер и отражает состояние вопроса на момент написания учебного пособия (лето 2007 года).

Во второй главе «Основы электроники» автор постарался в изложении материала избегать сложных математических моделей, выводов формул, доказательств теорем и т.д. Сделано это по двум причинам. Во-первых, как уже было сказано выше, объем учебных часов по дисциплине лимитирован. Во-вторых, глубокая проработка тем второй главы предусмотрена учебным планом в дисциплине «Схемотехника» в 5...7 семестрах.

Таким образом, изложение тем второй главы носит, как правило, качественный характер: определения, классификации, краткое рассмотрение наиболее распространенных видов элементной базы электронных устройств, анализ структурных схем, словесно-описательный анализ электрических схем. Для глубокого рассмотрения тем второй главы можно рекомендовать [10, 19].

В тексте учебного пособия встречается большое количество аббревиатур. Несмотря на то, что первое появление аббревиатуры в тексте расшифровывается, студентам бывает затруднительно сразу запомнить их. Специально для этого в конце учебного пособия приведен список принятых сокращений.

1 ОСНОВЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

1.1 Основные положения теории электромагнитного поля

Под *электромагнитным полем* понимают вид материи, характеризующийся совокупностью взаимосвязанных и взаимообуславливающих друг друга электрического и магнитного полей. Электромагнитное поле может существовать при отсутствии другого вида материи – вещества, характеризуется непрерывным распределением в пространстве (электромагнитная волна в вакууме) и может проявлять дискретную структуру (фотоны). В вакууме поле распространяется со скоростью света, полю присущи характерные для него электрические и магнитные свойства, доступные наблюдению.

Электромагнитное поле оказывает силовое воздействие на электрические заряды. Силовое воздействие положено в основу определения двух векторных величин, описывающих поле: напряженности электрического поля \vec{E} (В/м) и индукции магнитного поля \vec{B} (В·с/м²). На заряд q (Кл), движущийся со скоростью \vec{v} в электрическом поле напряженности \vec{E} и магнитном поле индукции \vec{B} , действует сила Лоренца:

$$\vec{F} = q\vec{E} + q[\vec{v}\vec{B}].$$

Электромагнитное поле обладает энергией, массой и количеством движения, т.е. такими же атрибутами, что и вещество. Энергия в единице объема, занятого полем в вакууме, равна сумме энергий электрической и магнитной компонент поля и равна:

$$W_{\text{ЭМ}} = \frac{\varepsilon_0 E^2}{2} + \frac{B^2}{2\mu_0}.$$

Здесь $\varepsilon_0 = \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^9}$ – электрическая постоянная, Ф/м; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ – магнитная постоянная, Гн/м. Масса электромагнитного поля в единице объема равна частному от деления энергии поля $W_{\text{ЭМ}}$ на квадрат скорости распространения электромагнитной волны в вакууме, равной скорости света. Несмотря на малое значение массы поля по сравнению с массой вещества, наличие массы поля указывает на то, что процессы в поле являются процессами инерционными. Количество движения единицы объема электромагнитного поля определяется произведением массы единицы объема поля на скорость распространения электромагнитной волны в вакууме.

Электрическое и магнитное поля могут быть изменяющимися и неизменными во времени. Неизменным в макроскопическом смысле электрическим полем является электростатическое поле, созданное совокупностью зарядов, неподвижных в пространстве и неизменных во времени. В этом случае существует электрическое поле, а магнитное отсутствует. При протекании

постоянных токов по проводящим телам внутри и вне их существует электрическое и магнитное поля, не влияющие друг на друга, поэтому их можно рассматривать отдельно. В изменяющемся во времени поле электрическое и магнитное поля взаимосвязаны и обуславливают друг друга, поэтому их нельзя рассматривать отдельно.

Электромагнитные поля могут быть описаны интегральными или дифференциальными соотношениями. Интегральные соотношения относятся к объему (длине, площади) участка поля конечных размеров, а дифференциальные – к участку поля физически бесконечно малых размеров. Они выражаются операциями градиента, дивергенции, ротора (операции grad, div и rot в различных системах координат изучаются в курсе «Высшая математика»). В макроскопической теории поля описывают свойства поля, усредненные по бесконечно малому физическому объему и во времени. Этот объем в отличие от математически бесконечно малого объема может содержать большое число атомов вещества. Дифференциальные уравнения макроскопической теории поля не описывают поля внутри атомов, для чего служат уравнения квантовой теории поля.

В электростатическом поле поток вектора напряженности электрического поля \vec{E} через замкнутую поверхность (рисунок 1.1) равен свободному заряду ρ , находящемуся внутри этой поверхности, деленному на $\epsilon_0\epsilon_r$ (теорема Гаусса):

$$\oint \vec{E} d\vec{S} = \frac{\rho}{\epsilon_0\epsilon_r}, \quad (1.1)$$

где $d\vec{S}$ – элемент поверхности, направленный в сторону внешней нормали к объему; ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика.

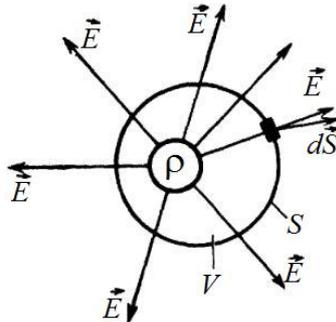


Рисунок 1.1 – Поток вектора напряженности электрического поля

В дифференциальной форме теорема Гаусса записывается так:

$$\operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0\epsilon_r}, \quad (1.2)$$

где ρ – объемная плотность свободного заряда, Кл/м³.

Переход от (1.1) к (1.2) осуществляют делением обеих частей (1.1) на объем V , находящийся внутри поверхности S , и стремлении объема V к нулю.

Физически $\operatorname{div} \vec{E}$ означает исток вектора в данной точке.

В электростатическом поле и в стационарном электрическом поле на заряд q действует сила $\vec{F} = q\vec{E}$. Отсюда следует, что \vec{E} может быть определена как силовая характеристика поля $\vec{E} = \lim_{q \rightarrow 0} \frac{\vec{F}}{q}$. Если q под действием сил поля переместится из точки 1 в точку 2 (рисунок 1.2), то силы поля совершат работу $A = q \int_1^2 \vec{E} d\vec{l}$, где $d\vec{l}$ – элемент пути из 1 в 2.

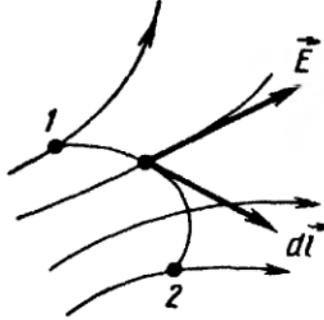


Рисунок 1.2 – Перемещение заряда под действием сил поля

Под *разностью потенциалов* U_{12} между точками 1 и 2 понимают работу, совершаемую силами поля при переносе заряда $q = 1$ Кл из точки 1 в точку 2:

$$U_{12} = \varphi_1 - \varphi_2 = \int_1^2 \vec{E} d\vec{l}. \quad (1.3)$$

U_{12} не зависит от того, по какому пути происходило перемещение из точки 1 в точку 2. Выражению (1.3) соответствует дифференциальное соотношение:

$$\vec{E} = -\text{grad } \varphi. \quad (1.4)$$

Градиент φ ($\text{grad } \varphi$) в некоторой точке поля определяет скорость изменения φ в этой точке, взятую в направлении наибольшего его возрастания. Знак минус означает, что \vec{E} и $\text{grad } \varphi$ направлены противоположно.

Электрическое поле называют *потенциальным*, если для него $\oint \vec{E} d\vec{l} = 0$. Электрическое поле поляризованного диэлектрика описывается вектором электрического смещения (индукции):

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P}, \quad (1.5)$$

где \vec{P} – поляризованность диэлектрика, которая равна электрическому моменту единицы объема поляризованного диэлектрика.

Для большинства диэлектриков \vec{P} пропорционально напряженности электрического поля \vec{E} . Коэффициент пропорциональности между ними $\chi = \epsilon_0 \chi$ (χ – электрическая восприимчивость):

$$\vec{P} = \chi \vec{E}.$$

Так как

$$\vec{P} = \chi \vec{E} = \varepsilon_0 \vec{E} \frac{\chi}{\varepsilon_0},$$

то

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E} \left(1 + \frac{\chi}{\varepsilon_0} \right) = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} = \varepsilon_a \vec{E},$$

где $\varepsilon_a = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ – абсолютная диэлектрическая проницаемость; $\varepsilon_r = 1 + \chi$.

В стационарном неизменном во времени электрическом поле в проводящей среде в смежные моменты времени распределение зарядов одинаково, поэтому для этого поля справедливо определение разности потенциалов по формуле:

$$U_{12} = \int_1^2 \vec{E} d\vec{l}.$$

Внутри источника постоянной электродвижущей силы (ЭДС) результирующая напряженность электрического поля $\vec{E}_{\text{РЕЗ}}$ равна векторной сумме потенциальной (кулоновой) составляющей $\vec{E}_{\text{ПОТ}}$ и сторонней составляющей $\vec{E}_{\text{СТОП}}$:

$$\vec{E}_{\text{РЕЗ}} = \vec{E}_{\text{ПОТ}} + \vec{E}_{\text{СТОП}}.$$

$\vec{E}_{\text{СТОП}}$ разделяет заряды внутри источника, она обусловлена химическими, электрохимическими, тепловыми и другими процессами не электростатического происхождения и направлена встречно $\vec{E}_{\text{ПОТ}}$. В электромагнитном поле могут протекать электрические токи. Под *электрическим током* понимают направленное (упорядоченное) движение электрических зарядов. Ток в некоторой точке поля характеризуется своей плотностью \vec{j} (А/м²). Известны три вида тока: ток проводимости (плотность его $\vec{j}_{\text{ПР}}$), ток смещения (плотностью $\vec{j}_{\text{СМ}}$) и ток переноса (плотностью $\vec{j}_{\text{ПЕР}}$). Ток проводимости протекает в проводящих телах под действием электрического поля, плотность его пропорциональна \vec{E} :

$$\vec{j}_{\text{ПР}} = \sigma \vec{E}, \quad (1.6)$$

где σ – удельная проводимость проводящего тела, Ом⁻¹·м⁻¹.

В металлах ток проводимости обусловлен упорядоченным движением свободных электронов, в жидкостях – движением ионов.

Плотность тока смещения в диэлектрике равна производной по времени от вектора электрического смещения $\vec{D} = \varepsilon_0 \vec{E} + \vec{P}$:

$$\vec{j}_{\text{СМ}} = \frac{d\vec{D}}{dt} = \varepsilon_0 \frac{d\vec{E}}{dt} + \frac{d\vec{P}}{dt} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{d\vec{E}}{dt}. \quad (1.7)$$

Слагаемое $\epsilon_0 \frac{d\vec{E}}{dt}$ – представляет собой составляющую тока смещения,

обусловленную изменением во времени напряженности поля \vec{E} в вакууме. Носителями тока смещения в физическом вакууме (в нем нет частиц вещества) являются виртуальные частицы. Они всегда возникают парами, как бы из ничего, например, электрон и позитрон, или протон и антипротон и т.п. Каждая пара виртуальных частиц является коротко живущей (время жизни Δt). Составляющие ее частицы могут перемещаться на очень малое расстояние Δx , а затем эти частицы с противоположного знака зарядами аннигилируют. Каждая виртуальная частица обладает разбросом энергии $\Delta W \geq \frac{h}{\Delta t}$ и

разбросом импульса $\Delta m \geq \frac{\hbar}{\Delta x}$, где постоянная Планка $\hbar = 6.626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с.

Для каждой пары виртуальных частиц выполняется закон сохранения заряда, но в рамках соотношения неопределенностей наблюдаются местные нарушения закона сохранения энергии и закона сохранения импульса. Слагаемое $\frac{d\vec{P}}{dt}$

обусловлено изменением поляризованности во времени (изменением расположения связанных зарядов в диэлектрике при изменении \vec{E} во времени). В качестве примера тока смещения может быть назван ток через конденсатор. Ток переноса обусловлен движением электрических зарядов в свободном пространстве. Примером тока переноса может служить ток в электронной лампе. Если положительный заряд объемной плотности ρ_+ , движется со скоростью \vec{v}_+ и отрицательный заряд объемной плотности ρ_- со скоростью \vec{v}_- , то плотность тока переноса в этом поле $\vec{j}_{\text{ПЕР}} = \rho_+ \vec{v}_+ + \rho_- \vec{v}_-$ в явном виде не зависит от напряженности \vec{E} в данной точке поля. Если в некоторой точке поля одновременно существовали бы все три вида тока, то полная плотность тока:

$$\vec{j}_{\text{ПОЛ}} = \vec{j}_{\text{ПР}} + \vec{j}_{\text{СМ}} + \vec{j}_{\text{ПЕР}}.$$

Для большинства задач ток переноса отсутствует.

Ток – это скаляр алгебраического характера. Полный ток через поверхность S равен:

$$I_{\text{ПОЛ}} = \int_S \vec{j}_{\text{ПОЛ}} d\vec{S}. \quad (1.8)$$

Если в электромагнитном поле выделить некоторый объем, то ток, вошедший в объем, будет равняться току, вышедшему из объема, т.е.:

$$\oint \vec{j}_{\text{ПОЛ}} d\vec{S} = 0, \quad (1.9)$$

где $d\vec{S}$ – элемент поверхности объема, он направлен в сторону внешней по отношению к объему нормали к поверхности. Последнее уравнение выражает *принцип непрерывности полного тока*: линии полного тока представляют замкнутые линии, не имеющие ни начала, ни конца. Электрические токи нераз-

ривно связаны с магнитным полем. Эта связь определяется интегральной формой закона полного тока – циркуляция вектора по замкнутому контуру равна полному току, охваченному этим контуром:

$$\oint \frac{\vec{B}}{\mu_0} d\vec{l} = I_{\text{пол}}, \quad (1.10)$$

где $d\vec{l}$ – элемент длины контура (рисунок 1.3).

Таким образом, все виды токов, хотя и имеют различную физическую природу, обладают свойством создавать магнитное поле.

Ферромагнитные вещества обладают спонтанной намагниченностью. Характеристикой ее является магнитный момент единицы объема вещества \vec{M} (его называют намагниченностью). Для ферромагнитных веществ:

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{M} = \mu_0 \mu_r \vec{H} = \mu_a \vec{H}, \quad (1.11)$$

где μ_r – относительная магнитная проницаемость; μ_a – абсолютная магнитная проницаемость.

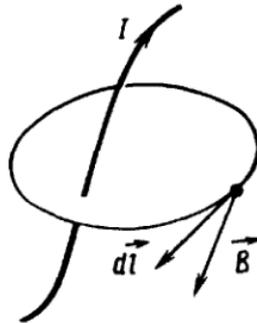


Рисунок 1.3 – Иллюстрация интегральной формы закона полного тока

Напряженность магнитного поля:

$$\vec{H} = \frac{\vec{B}}{\mu_0} - \vec{M} \quad (1.12)$$

равна разности двух векторных величин $\frac{\vec{B}}{\mu_0}$ и \vec{M} .

Закон полного тока в интегральной форме часто записывают в виде:

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = I_{\text{пол}} \quad (1.13)$$

или в дифференциальной форме:

$$\text{rot } \vec{H} = \sigma \vec{E} + \frac{d\vec{D}}{dt}. \quad (1.14)$$

Запись (1.14) закона полного тока получили из (1.13), поделив обе части его на площадь $\Delta \vec{S}$, охваченную контуром интегрирования, и стремлении ΔS к нулю. Физический ротор (rot) характеризует поле в данной точке в отношении способности к образованию вихрей.

Плотность тока переноса в правой части последнего уравнения не учтена, так как он обычно отсутствует в задачах, решаемых с помощью этого

уравнения. Магнитный поток через некоторую поверхность S (рисунок 1.4) определяют как поток вектора \vec{B} через эту поверхность:

$$\Phi = \int_S \vec{B} d\vec{S}. \quad (1.15)$$

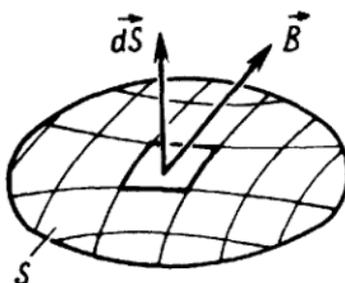


Рисунок 1.4 – Магнитный поток через некоторую поверхность

Поток Φ – это скаляр алгебраического характера, измеряется в веберах (Вб). Если поверхность S замкнутая и охватывает объем V , то поток, вошедший в объем, равен потоку, вышедшему из него, т.е.:

$$\oint \vec{B} d\vec{S} = 0. \quad (1.16)$$

Это уравнение выражает принцип *непрерывности магнитного потока*. Линии магнитной индукции – это замкнутые линии. В дифференциальной форме принцип непрерывности магнитного потока записывается так:

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0. \quad (1.17)$$

В 1831 г. М. Фарадей сформулировал *закон электромагнитной индукции*: ЭДС $e_{\text{инд}}$, наведенная в некотором одновитковом контуре пронизывающим этот контур, изменяющимся во времени магнитным потоком, определяется выражением:

$$e_{\text{инд}} = \oint \vec{E}_{\text{инд}} d\vec{l} = -\frac{d\Phi}{dt}, \quad (1.18)$$

где $\vec{E}_{\text{инд}}$ – индукционная составляющая напряженности электрического поля. Знак минус обусловлен правой системой отсчета: принято, что положительное направление отсчета для ЭДС и направление потока при ее возрастании связаны правилом правого винта (рисунок 1.5).

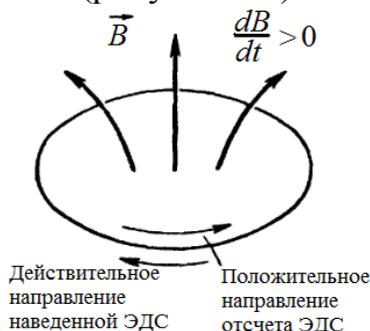


Рисунок 1.5 – Правило правого винта

Если контур многовитковый (катушка с числом витков ω), то:

$$e_{\text{инд}} = -\frac{d\Psi}{dt}, \quad (1.19)$$

где Ψ – потокосцепление катушки, равное сумме потоков, пронизывающих отдельные витки катушки:

$$\Psi = \Phi_1 + \Phi_2 + \dots + \Phi_n. \quad (1.20)$$

Если все витки ω пронизываются одинаковыми потоками Φ , то:

$$\Psi = \omega\Phi,$$

где Ψ – результирующее потокосцепление, оно может создаваться не только внешним по отношению к данному контуру потоком, но и собственным потоком, пронизывающим контур, при протекании по нему тока. В проводнике длиной $d\vec{l}$, пересекающем магнитные силовые линии неизменного во времени магнитного поля индукции \vec{B} (рисунок 1.6), вследствие силы Лоренца наводится ЭДС:

$$de_{\text{инд}} = \vec{B} [d\vec{l}\vec{v}], \quad (1.21)$$

где \vec{v} – скорость перемещения проводника относительно магнитного поля.

В (1.21) \vec{B} скалярно умножается на векторное произведение $d\vec{l}$ и \vec{v} . Если в результате расчета по (1.21) $de_{\text{инд}} > 0$, то $de_{\text{инд}}$ направлена по $d\vec{l}$.

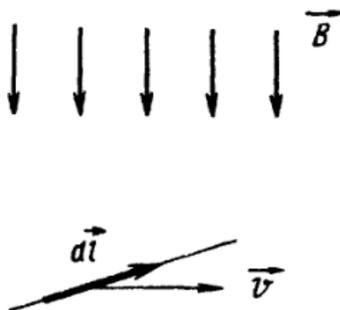


Рисунок 1.6 – Иллюстрация возникновения наведенной ЭДС

В 1833 г. русский академик Э.Х.Ленц установил закон электромагнитной инерции. При всяком изменении магнитного потока, сцепляющимся с каким-либо проводящим контуром, в нем возникает индуцированная ЭДС, стремящаяся вызвать в контуре ток, который: 1) препятствует изменению потокосцепления контура; 2) вызывает механическую силу, препятствующую изменению линейных размеров контура или его повороту.

Закон электромагнитной индукции, примененный к контуру бесконечно малых размеров, записывается так:

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}. \quad (1.22)$$

В (1.22) индукционную составляющую напряженности поля $\vec{E}_{\text{инд}}$ принято обозначать \vec{E} . Обобщая, можно сказать, что электромагнитное поле описывается четырьмя основными уравнениями в интегральной форме:

$$\begin{aligned} \oint \vec{H} d\vec{l} &= I_{\text{пол}}; \\ e &= \oint \vec{E}_{\text{инд}} d\vec{l} = -\frac{d\Phi}{dt}; \\ \oint \vec{B} d\vec{S} &= 0; \\ \oint \vec{E} d\vec{S} &= \frac{\rho}{\varepsilon_0 \varepsilon_r}. \end{aligned}$$

Этим уравнениям отвечают четыре уравнения в дифференциальной форме:

$$\text{rot } \vec{H} = \sigma \vec{E} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}; \quad (1.23)$$

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}; \quad (1.24)$$

$$\text{div } \vec{B} = 0; \quad (1.25)$$

$$\text{div } \vec{E} = \frac{\rho}{\varepsilon_0 \varepsilon_r}. \quad (1.26)$$

Уравнения (1.23) – (1.26) сформулированы в 1873 г. Д. Максвеллом. Их называют *уравнениями Максвелла* или *уравнениями макроскопической электродинамики* [2].

Уравнение (1.23) означает, что вихревое магнитное поле создается токами проводимости и токами смещения. Уравнение (1.24) свидетельствует о том, что изменение магнитного поля во времени вызывает вихревое электрическое поле. Уравнение (1.25) – магнитное поле не имеет источников и уравнение (1.26) – что истоком линий \vec{E} являются свободные заряды. Частные производные в уравнениях (1.23) и (1.24) учитывают, что уравнения записаны для неподвижных тел и сред в выбранной системе координат.

1.2 Цепи с распределенными параметрами

1.2.1 Установившийся режим

Так как линия является наиболее распространенным примером *цепи с распределенными параметрами*, в дальнейшем изложении речь будет идти об установившихся и переходных процессах в линиях.

Электрическими линиями с распределенными параметрами называют такие линии, в которых для одного и того же момента времени ток и напряжение непрерывно изменяются при переходе от одной точки (сечения) линии к соседней точке, т.е. являются функциями времени и пространственной координаты.

Под *магнитными линиями с распределенными параметрами* понимают такие линии, магнитный поток и магнитное напряжение вдоль которых непрерывно меняются при переходе от одной точки линии к соседней.

Эффект непрерывного изменения тока (потока) и электрического (магнитного) напряжения вдоль линии имеет место вследствие того, что линии обладают распределенными продольными и поперечными элементами (рисунок 1.7, *a*).

На схеме (рисунок 1.7, *a*) изображен участок линии с распределенными параметрами, через dx обозначен бесконечно малый элемент длины линии.

Сопротивления Z_1, Z_2, Z_3, \dots называют *продольными*, в них включены сопротивления и прямого и обратного проводов; сопротивления Z_4, Z_5, Z_6, \dots называют *поперечными*.

В результате утечки тока через сопротивление Z_4 ток $i_2 \neq i_1$. Аналогично, ток $i_3 \neq i_2$ и т.д. Напряжение между точками a и b не равно напряжению между точками c и d и т.д.

В электрических линиях с распределенными параметрами продольные сопротивления образованы активными сопротивлениями проводов линии и индуктивностями двух противостоящих друг другу участков линии длиной dx . Поперечные сопротивления состоят из сопротивлений утечки, появляющейся вследствие несовершенства изоляции между проводами линии, и емкостей, образованных противостоящими друг другу элементами (участками) линии. В магнитных линиях с распределенными параметрами продольные сопротивления представляют собой магнитные сопротивления самих магнитных стержней, образующих магнитную линию, а поперечные сопротивления обусловлены утечкой магнитного потока по воздуху между противостоящими друг другу участками линии.

Линию с распределенными параметрами называют *однородной*, если равны друг другу все продольные сопротивления участков линии одинаковой длины и равны друг другу все поперечные сопротивления участков линии одинаковой длины. Участок линии на рисунке 1.7, *a* однороден, если $Z_1 = Z_2 = Z_3 = \dots$ и $Z_4 = Z_5 = Z_6 = \dots$.

Линию с распределенными параметрами называют *неоднородной*, если продольные сопротивления в ней различны или поперечные сопротивления неодинаковы.

Кроме того, линии с распределенными параметрами можно подразделить на две большие группы: нелинейные и линейные. В *нелинейных* линиях с распределенными параметрами продольные и (или) поперечные сопротивления являются функциями протекающих по ним токов, в *линейных* – продольные и поперечные сопротивления не являются функциями протекающих через них токов.

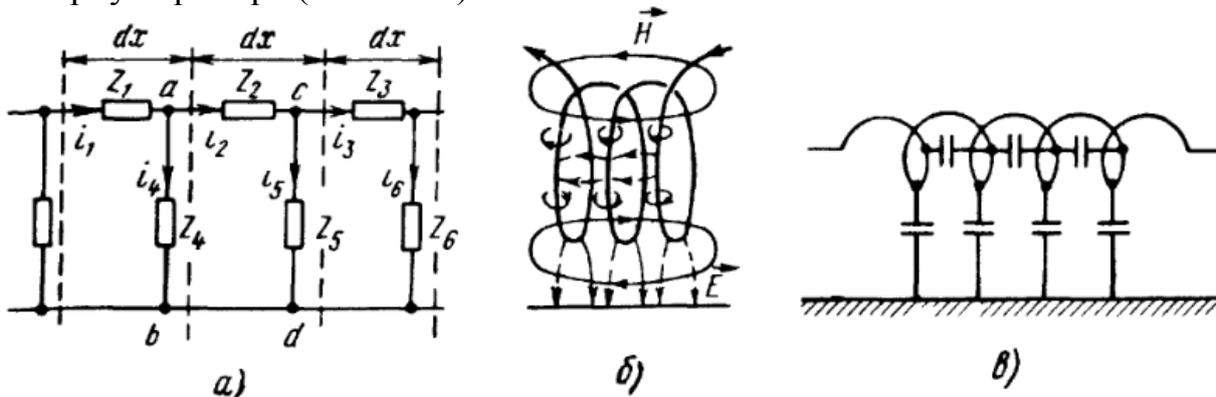
Примером нелинейной электрической линии с распределенными параметрами является электрическая линия передачи высокого напряжения при наличии между проводами линии тихого электрического разряда (явление ко-

роны на проводах). В этом случае емкость между противостоящими друг другу участками линии является функцией напряжения между этими участками.

Примером нелинейной магнитной линии с распределенными параметрами является линия, образованная параллельно расположенными магнитными сердечниками, которые в процессе работы линии могут насыщаться.

Когда используют термин «линия с распределенными параметрами», то обычно его мысленно связывают с мощными линиями передачи электрической энергии на большие расстояния, с телефонными и телеграфными воздушными и кабельными линиями, с рельсовыми линиями автоблокировки на железнодорожном транспорте, с антеннами в радиотехнике и другими родственными линиями и установками. В то же время с линиями с распределенными параметрами имеют дело и тогда, когда «линий» в буквальном смысле слова нет. Так, обычная индуктивная катушка при достаточно высоких частотах представляет собой линию с распределенными параметрами. Картина электрического и магнитного полей катушки показана на рисунке 1.7, б. Линии напряженности электрического поля \vec{E} показаны пунктиром, линии напряженности магнитного поля \vec{H} – сплошными линиями.

Схема замещения катушки показана на рисунке 1.7, в. Из рисунка видно, что кроме индуктивностей в схеме есть межвитковые емкости и емкости на корпус прибора (на землю).



a – продольные и поперечные сопротивления; *б* – электрическое и магнитное поле катушки; *в* – схема замещения катушки

Рисунок 1.7 – Линии с распределенными параметрами

Если по катушке проходит переменный ток, то через межвитковые емкости и емкости на землю также идет ток. При одном и том же напряжении между соседними витками ток через емкости тем больше, чем выше частота переменного тока. При низкой частоте (десятки, сотни, тысячи герц) ток через емкости несоизмеримо мал по сравнению с токами через витки катушки, и наличие емкостей можно не учитывать в расчете. Если же частота тока очень велика, например сотни миллиардов герц, то токи через емкости могут во много раз превышать токи через витки катушки. В этом случае вся катушка в целом будет оказывать прохождению переменного тока емкостное, а не индуктивное сопротивление (количественные изменения перешли в качествен-

ные). При промежуточных частотах порядка нескольких мегагерц (когда линейные размеры катушки соизмеримы с длиной волны) индуктивная катушка является типичной линией с распределенными параметрами. Если индуктивная катушка намотана на стальной сердечник, который способен насыщаться, и частота тока достаточно велика, то все устройство в целом представляет собой сложную совокупность из электрической и магнитной нелинейных цепей с распределенными параметрами.

Составим дифференциальные уравнения, которым удовлетворяют токи и напряжения в любом сечении двухпроводной линии. Пусть известны *первичные параметры однородной линии*, отнесенные к единице ее длины: r_0 – сопротивление прямого и обратного проводов; L_0 – индуктивность петли, образуемой прямым и обратным проводами (или с учетом влияния земли – рабочая индуктивность петли); g_0 – проводимость (утечка) между проводами; C_0 – емкость между проводами (или с учетом емкости проводов по отношению к земле – рабочая емкость между проводами).

Длинную линию можно представить в виде множества соединенных в цепочку бесконечно малых элементов длиной dx , каждый из которых имеет сопротивление $r_0 dx$ и индуктивность $L_0 dx$, проводимость $g_0 dx$ и емкость $C_0 dx$ (рисунок 1.8). Сопротивление $r_0 dx$ и индуктивность $L_0 dx$ будем считать включенными в один провод.

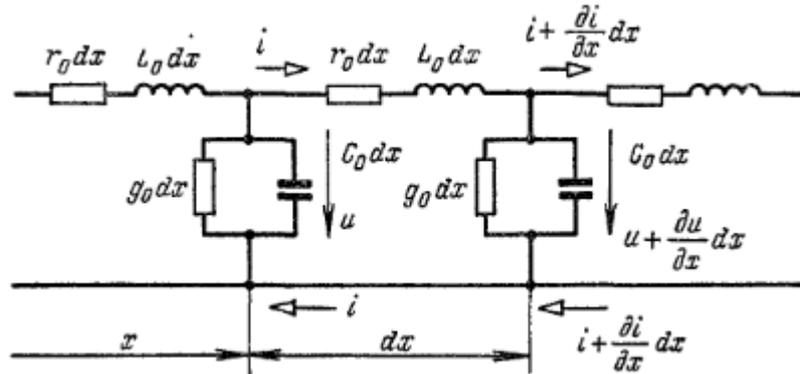


Рисунок 1.8 – Эквивалентная схема замещения длинной линии

Обозначим через x расстояние от начала линии до текущего элемента ее длины. Мгновенные значения напряжения и тока в начале выбранного элемента линии dx обозначим через u и i , а в начале следующего – через $u + \frac{\partial u}{\partial x} dx$ и $i + \frac{\partial i}{\partial x} dx$.

Условимся называть верхний провод (рисунок 1.8) двухпроводной линии *прямым*, а нижний – *обратным*. Положительные направления тока и напряжения выберем, как показано на рисунке 1.8.

Для элемента линии длиной dx на основании законов Кирхгофа имеем:

$$u - \left(u + \frac{\partial u}{\partial x} dx \right) = r_0 dx i + L_0 dx \frac{\partial i}{\partial t};$$

$$i - \left(i + \frac{\partial i}{\partial x} dx \right) = \left(u + \frac{\partial u}{\partial x} dx \right) g_0 dx + C_0 dx \frac{\partial}{\partial t} \left(u + \frac{\partial u}{\partial x} dx \right).$$

Приводя подобные члены, пренебрегая величинами второго порядка малости и сокращая на dx , получаем дифференциальные уравнения:

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = r_0 i + L_0 \frac{\partial i}{\partial t}; \quad (1.27)$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = g_0 u + C_0 \frac{\partial u}{\partial t}. \quad (1.28)$$

Решение полученной системы уравнений в частных производных при определенных начальных и граничных условиях дает возможность определить ток и напряжение как функции расстояния от начала линии и времени. Эти уравнения справедливы при любых изменениях тока и напряжения во времени.

Рассмотрим *установившийся режим* в длинной линии при синусоидальном напряжении источника питания. Переписывая уравнения (1.27) и (1.28) для установившегося режима и вводя комплексные напряжения, токи, сопротивления и проводимости, получаем:

$$-\frac{d\dot{U}}{dx} = r_0 + j\omega L_0 \quad \dot{I} = Z_0 \dot{I}; \quad (1.29)$$

$$-\frac{d\dot{I}}{dx} = g_0 + j\omega C_0 \quad \dot{U} = Y_0 \dot{U}, \quad (1.30)$$

где $Z_0 = r_0 + j\omega L_0$ – комплексное сопротивление; $Y_0 = g_0 + j\omega C_0$ – комплексная проводимость единицы длины линии.

Подчеркнем, что Z_0 и Y_0 не являются величинами, обратными друг другу.

Продифференцируем уравнения (1.29) и (1.30):

$$-\frac{d^2 \dot{U}}{dx^2} = Z_0 \frac{d\dot{I}}{dx};$$

$$-\frac{d^2 \dot{I}}{dx^2} = Y_0 \frac{d\dot{U}}{dx}$$

и заменим $\frac{d\dot{I}}{dx}$ и $\frac{d\dot{U}}{dx}$ согласно (1.30) и (1.29). Тогда получим:

$$\frac{d^2 \dot{U}}{dx^2} = Z_0 Y_0 \dot{U}; \quad (1.31)$$

$$\frac{d^2 \dot{I}}{dx^2} = Z_0 Y_0 \dot{I}. \quad (1.32)$$

Дифференциальные уравнения (1.31) и (1.32), определяющие изменения комплексных напряжения и тока вдоль линии, одинаковы. Поэтому достаточно найти, например, закон изменения напряжения \dot{U} , а ток можно получить из уравнения (1.29).

Решение уравнения (1.31) – линейного дифференциального уравнения второго порядка с постоянными коэффициентами – имеет вид:

$$\dot{U} = \dot{A}_1 e^{\gamma x} + \dot{A}_2 e^{-\gamma x} = \dot{A}_1 e^{\alpha x} e^{j\beta x} + \dot{A}_2 e^{-\alpha x} e^{-j\beta x}, \quad (1.33)$$

где

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z_0 Y_0} = \sqrt{r_0 + j\omega L_0 \quad g_0 + j\omega C_0}. \quad (1.34)$$

Величины \dot{A}_1, \dot{A}_2 – комплексные постоянные интегрирования.

Ток i согласно уравнению (1.29) будет:

$$i = -\frac{1}{Z_0} \frac{d\dot{U}}{dx} = \frac{\gamma}{Z_0} \dot{A}_2 e^{-\gamma x} - \dot{A}_1 e^{\gamma x} = \frac{\dot{A}_2 e^{-\gamma x} - \dot{A}_1 e^{\gamma x}}{\sqrt{Z_0/Y_0}}. \quad (1.35)$$

Знаменатель формулы (1.35), имеющий размерность сопротивления, называют *волновым сопротивлением линии* Z_B . Для однородной линии, рассматриваемой как четырехполюсник, волновое сопротивление Z_B совпадает с характеристическим Z_C , т.е.:

$$Z_C = Z_B = \sqrt{\frac{Z_0}{Y_0}} = \sqrt{\frac{r_0 + j\omega L_0}{g_0 + j\omega C_0}} = z_B e^{j\varphi_B}, \quad (1.36)$$

где z_B – модуль; φ_B – аргумент волнового сопротивления.

Следовательно:

$$i = \frac{\dot{A}_2}{Z_B} e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} - \frac{\dot{A}_1}{Z_B} e^{\alpha x} e^{j\beta x}. \quad (1.37)$$

Выразим комплексы \dot{A}_1 и \dot{A}_2 , имеющие размерность напряжения, в показательной форме:

$$\dot{A}_1 = A_1 e^{j\psi_1}; \quad \dot{A}_2 = A_2 e^{j\psi_2}. \quad (1.38)$$

Запишем мгновенные значения напряжения и тока. Для перехода от комплексов напряжения и тока к функциям времени умножим правые части формул (1.33) и (1.37) на $\sqrt{2}e^{j\omega t}$ и от произведений возьмем мнимую часть:

$$u = \sqrt{2}A_1 e^{\alpha x} \sin \omega t + \beta x + \psi_1 + \sqrt{2}A_2 e^{-\alpha x} \sin \omega t - \beta x + \psi_2, \quad (1.39)$$

$$i = -\frac{\sqrt{2}A_1}{z_B} e^{\alpha x} \sin \omega t + \beta x + \psi_1 - \varphi_B + \frac{\sqrt{2}A_2}{z_B} e^{-\alpha x} \sin \omega t - \beta x + \psi_2 - \varphi_B. \quad (1.40)$$

Каждое из слагаемых правой части двух последних выражений можно рассматривать как *бегущую волну*, движущуюся в направлении возрастания или убывания координаты x и затухающую в направлении движения.

В самом деле, каждое из слагаемых в любой фиксированной точке $x = x_1$ представляет собой периодическую функцию времени. В любой же фиксированный момент времени $t = t_1$ каждое из слагаемых изменяется вдоль линии (т.е. с изменением x) по закону затухающей синусоиды.

Основными характеристиками бегущей волны являются фазовая скорость и длина волны.

Фазовой скоростью волны v называется скорость перемещения фазы колебания, которая в течение времени t и по мере увеличения расстояния x , пройденного волной, остается постоянной, т.е.:

$$\omega t - \beta x + \psi_2 = \text{const.}$$

Возьмем производную по времени от обеих частей последнего равенства:

$$\frac{d}{dt} \omega t - \beta x + \psi_2 = 0 \quad \text{или} \quad \omega - \beta \frac{dx}{dt} = 0.$$

Отсюда:

$$v = \frac{dx}{dt} = \frac{\omega}{\beta}. \quad (1.41)$$

Аналогичное исследование первого слагаемого правой части равенства (1.39) дало бы для фазовой скорости такое же значение, но с обратным знаком. Отсюда заключаем, что эти слагаемые могут рассматриваться как волны, движущиеся в противоположных направлениях.

Длиной волны λ называется расстояние между ближайшими двумя точками, взятое в направлении распространения волны, фазы колебания в которых различаются на 2π . Следовательно, для второго слагаемого равенства (1.39) получим:

$$\omega t - \beta(x + \lambda) + \psi_2 = \omega t - \beta x + \psi_2 - 2\pi,$$

откуда

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (1.42)$$

и

$$v = \frac{\omega}{\beta} = \frac{2\pi f}{\beta} = \lambda f = \frac{\lambda}{T},$$

т.е. за время, равное периоду, волна пробегает расстояние, равное длине волны.

Затухающая синусоидальная волна представлена на рисунке 1.9.

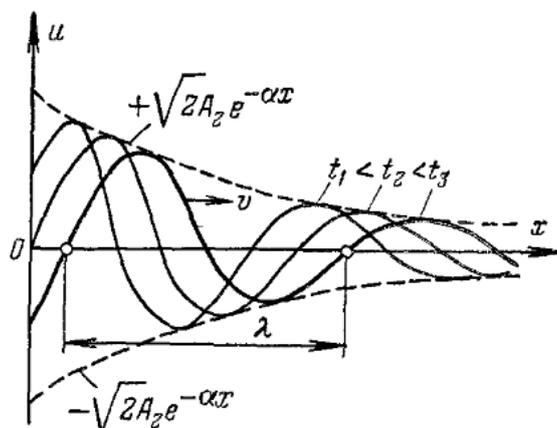


Рисунок 1.9 – Затухающая синусоидальная волна

Для ее изображения сначала строят огибающие $\pm\sqrt{2}A_2e^{-\alpha x}$. Затухающая волна вписывается в область, ограниченную огибающими.

Условимся волну, движущуюся от начала линии (рисунок 1.9), называть *прямой*, а движущуюся от конца линии – *обратной* [1].

1.2.2 Переходный режим

В цепях с распределенными параметрами, например в длинных линиях, обмотках электрических машин и трансформаторов и т.п., включение и отключение какого-либо участка сопровождаются переходными процессами (так же как и в цепях с сосредоточенными параметрами). При большой протяженности линий изменение внешних электрических и магнитных полей, например при грозовых разрядах, также вызывает переходные процессы. Переходные процессы в линиях возникают и при передаче телеграфных и телефонных сигналов, телемеханических импульсов или специальных импульсов для проверки линии и выявления места их повреждения.

Во всех случаях при анализе переходных процессов в цепях с распределенными параметрами необходимо исходить из общих закономерностей и дифференциальных уравнений, рассмотренных в пункте 1.2.1.

Для изучения переходных процессов в цепях с распределенными параметрами рассмотрим дифференциальные уравнения, выведенные в пункте 1.2.1 для однородной линии:

$$\begin{cases} -\frac{\partial u}{\partial x} = r_0 i + L_0 \frac{\partial i}{\partial t}; \\ -\frac{\partial i}{\partial x} = g_0 u + C_0 \frac{\partial u}{\partial t}, \end{cases} \quad (1.43)$$

где r_0 , L_0 , g_0 и C_0 – параметры единицы длины линии, а x – координата выбранной точки, отсчитываемая от начала линии.

Если можно пренебречь потерями в линии, т.е. считать, что $r_0 = 0$ и $g_0 = 0$, то уравнения (1.43) принимают вид:

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = L_0 \frac{\partial i}{\partial t}; \quad -\frac{\partial i}{\partial x} = C_0 \frac{\partial u}{\partial t}. \quad (1.44)$$

В общем случае решение этих уравнений для однородной линии (т.е. при L_0 и C_0 , не зависящих от x) записывается так:

$$u = f_1(x - vt) + f_2(x + vt) = u_{\text{ПР}} + u_{\text{ОБ}}; \quad (1.45)$$

$$i = \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} [f_1(x - vt) - f_2(x + vt)] = i_{\text{ПР}} - i_{\text{ОБ}}, \quad (1.46)$$

где $v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$ называется *скоростью волны* или *волновой скоростью* и численно равна фазовой скорости (см. пункт 1.2.1).

Здесь функции $f_1(x)$ и $f_2(x)$ представляют собой распределения вдоль линии напряжений прямой и обратной волн ($u_{\text{ПР}}$ и $u_{\text{ОБ}}$) в момент времени $t = 0$.

Напряжение и ток волны связаны между собой законом Ома для волн

$$u_{\text{ПР}} = z_{\text{В}} i_{\text{ПР}}; \quad u_{\text{ОБ}} = z_{\text{В}} i_{\text{ОБ}}, \quad (1.47)$$

где

$$z_{\text{В}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (1.48)$$

– характеристическое или волновое сопротивление линии (см. пункт 1.2.1).

Рассмотрим каждую из составляющих выражения (1.45) в отдельности и проследим, как зависят от времени t и координаты x составляющие напряжения $u_{\text{ПР}}$ и $u_{\text{ОБ}}$.

Допустим, что в некоторый момент времени $t = t_1$ распределение напряжения $u_{\text{ПР}}$ вдоль линии может быть представлено кривой

$$u_{\text{ПР}}(t_1) = f_1(x - vt_1), \quad (1.49)$$

изображенной на рисунке 1.10, *а*. Тогда в момент времени $t = t_1 + \Delta t$ распределение напряжения вдоль линий может быть записано так:

$$u_{\text{ПР}}(t_1 + \Delta t) = f_1(x - v\Delta t - vt_1) = f_1(x - \Delta x - vt_1),$$

где $\Delta x = v\Delta t$.

Из последнего выражения видно, что кривая $u_{\text{ПР}}(t_1 + \Delta t)$ по отношению к кривой $u_{\text{ПР}}(t)$ смещена вправо на расстояние $\Delta x = v\Delta t$, т.е. увеличение t приводит к перемещению кривой $u_{\text{ПР}}$ в направлении возрастания x . Иными словами, $u_{\text{ПР}}$ выражает напряжение волны, движущейся в сторону возрастания координаты x , т.е. *прямой волны*. Точка линии с координатой $x_{\text{ф}}$, для которой справедливо условие, что $u_{\text{ПР}} = 0$ при $x > x_{\text{ф}}$ и $u_{\text{ПР}} \neq 0$ при $x < x_{\text{ф}}$, называется *фронтом* прямой волны. Фронт прямой волны движется в сторону возрастания координаты x со скоростью v .

Если в точке x_1 , совпадающей с фронтом волны $x_{\text{ф}}$ в момент t_1 , установить прибор, записывающий мгновенное значение напряжения, то он запишет кривую 1 (рисунок 1.10, *б*). Эта кривая представляет собой зеркальное изображение кривой $u_{\text{ПР}}(x)$ при соответствующем изменении масштаба вдоль оси абсцисс. Прибор, установленный в точке x_2 (рисунок 1.10, *а*), запишет аналогичную кривую 2, которая, однако, смещена в сторону возрастания времени на величину

$$\frac{x_2 - x_1}{v} = \frac{l_{12}}{v},$$

где l_{12} – расстояние между точками x_1 и x_2 .

При исследовании изменения напряжения волны в зависимости от времени целесообразно выражению (1.49) придать следующий вид:

$$u_{\text{ПР}} = \varphi_1\left(t - \frac{x}{v}\right). \quad (1.50)$$

В точке с координатой $x + \Delta x$ напряжение волны описывается той же функцией φ_1 , но с запаздыванием во времени на величину $\frac{\Delta x}{v}$.

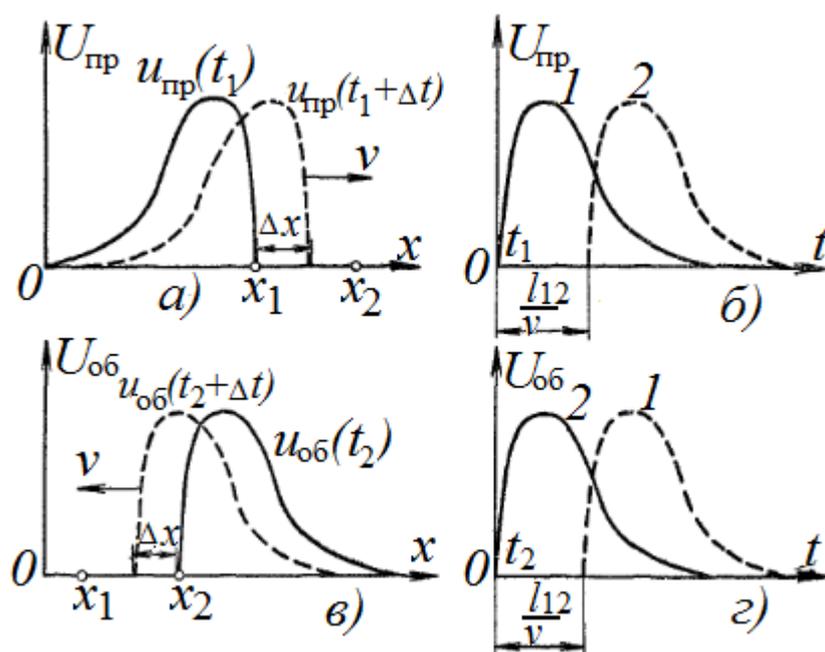
Рассуждая совершенно аналогично, можно показать (рисунок 1.10, в и з), что составляющая $u_{\text{об}}$ представляет собой напряжение волны, движущейся в сторону убывания координаты x , т.е. *обратной волны*:

$$u_{\text{об}} = f_2(x + vt) = \varphi_2\left(t + \frac{x}{v}\right). \quad (1.51)$$

Координата фронта обратной волны характеризуется условием $u_{\text{об}} = 0$ при $x < x_{\text{ф}}$ и $u_{\text{об}} \neq 0$ при $x > x_{\text{ф}}$. Фронт обратной волны движется в сторону убывания координаты x со скоростью v .

Скорость движения волн в воздушных линиях примерно равна скорости света в вакууме $v \approx c \approx 300000$ км/с. В кабелях скорость распространения волн примерно вдвое меньше, чем в воздушных линиях.

Если известны зависимости $u_{\text{пр}}(t)$ и $u_{\text{об}}(t)$ в какой-либо точке линии и волновая скорость v , то по уравнению (1.45) подобно тому, как это сделано на рисунке 1.10, легко построить кривые $u_{\text{пр}}(x)$ и $u_{\text{об}}(x)$ в любой момент времени.



- а – распространение прямой волны по координате;
- б – распространение прямой волны по времени;
- в – распространение обратной волны по координате;
- г – распространение обратной волны по времени

Рисунок 1.10 – Прямая и обратная волны

Так как между напряжением и током волны существует прямая пропорциональность (1.47) и коэффициент пропорциональности (1.48) зависит только от параметров линии, то часто рассматривают только напряжение волны.

При исследовании волн в линиях иногда удобно выражать каждую из волн только в функции времени, находя эту функцию в какой-либо точке линии, например x_1 , и принимая за начало отсчета времени момент, когда фронт волны дойдет до этой точки. Так, например, для $u_{\text{ПР}}(t)$ и $u_{\text{ОБ}}(t)$, изображенных на рисунке 1.10 сплошными линиями, такими точками соответственно являются x_1 для $u_{\text{ПР}}$ и x_2 для $u_{\text{ОБ}}$.

Если известны функции $u_{\text{ПР}}(t)$ и $u_{\text{ОБ}}(t)$ в точках x_1 и x_2 , то переход к общему выражению каждой из волн выполняется согласно (1.45) так:

$$\begin{cases} u_{\text{ПР}}(x, t) = u_{\text{ПР}}\left(t - \frac{x - x_1}{v}\right); \\ u_{\text{ОБ}}(x, t) = u_{\text{ОБ}}\left(t + \frac{x - x_2}{v}\right). \end{cases} \quad (1.52)$$

В любой момент времени напряжение и ток в линии можно рассматривать как сумму только двух волн, прямой и обратной. Каждую из двух волн в свою очередь иногда целесообразно представить на основании принципа наложения и виде суммы отдельных волн более простой формы.

При анализе отражения волн оказывается недостаточным подразделение волн на прямые и обратные. Пусть, например, прямая или обратная волна движется по линии и падает на узел соединения с линией, имеющей другие параметры. В месте соединения двух линий эта волна распадается на две волны, одна из которых проходит из первой линии во вторую, а другая отражается от места соединения двух линий. По аналогии с оптикой первую, исходную волну называют *падающей* (пад), а две другие – соответственно *отраженной* (отр) и *преломленной* или *проходящей*.

При отражении волны от конца линии преломленной волны, естественно, нет.

Для выяснения физической стороны возникновения и движения волны рассмотрим незаряженную линию, которая в момент времени $t = 0$ присоединяется к источнику постоянной ЭДС с напряжением U_0 (внутреннее сопротивление равно нулю). Для источника синусоидального напряжения промышленной частоты ($\lambda = 6000$ км) за время прохождения волной расстояния в пределах нескольких сотен километров его напряжение также можно считать постоянным.

После подключения источника к линии возникает волна с напряжением $u_{\text{ПР}} = U_0$, которая от одной точки к другой заряжает линию до напряжения U_0 . Предположим, что в момент t волна достигла сечения mn (рисунок 1.11). Тогда во всех точках левее сечения между проводами напряжение равно U_0 , а правее этого сечения напряжение равно нулю.

На поверхности верхнего провода происходит накопление положительного заряда и левее сечения mn заряд на единицу длины $q_0 = C_0 U_0$, а правее равен нулю. За время dt волна переместится правее сечения mn на расстояние $dx = v dt$. При этом отрезок линии dx получит заряд $dq = q_0 dx = C_0 U_0 dx$, кото-

рый должен пройти по верхнему проводу через сечение mn и через любое сечение верхнего провода левее mn . Распространение заряда создает на всем протяжении верхнего провода от источника до сечения mn ток:

$$i = \frac{dq}{dt} = q_0 \frac{dx}{dt} = C_0 U_0 v = I_0. \quad (1.53)$$

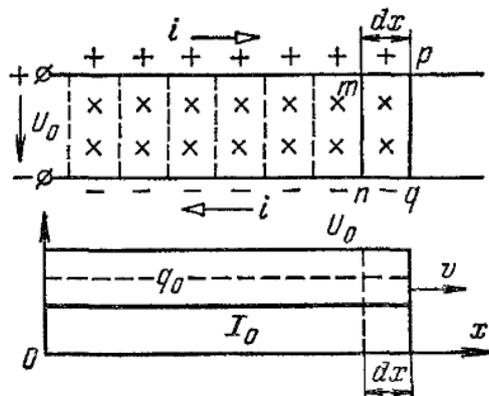


Рисунок 1.11 – Подключение источника к линии

Одновременно с накоплением положительного заряда на поверхности верхнего провода линии происходит накопление отрицательного заряда на поверхности нижнего провода. Распространение отрицательного заряда вдоль нижнего провода слева направо связано с электрическим током в нижнем проводе, направленным в противоположную сторону, т.е. справа налево.

Процесс распространения зарядов можно представить себе таким образом, что по мере перемещения волны слева направо элементы верхнего провода один за другим приобретают некоторый положительный заряд и такой же положительный заряд отнимается от элементов нижнего провода. Противоположные заряды образуют электрическое поле между проводами на всей длине участка линии, по которому уже прошла волна. При возникновении электрического поля у фронта волны между вновь заряжаемыми элементами проводов (mp и nq на рисунке 1.11) протекает ток смещения. Получается замкнутая цепь тока. От положительного полюса источника ток идет по верхнему проводу, замыкается у фронта волны током смещения между проводами и затем идет по нижнему проводу к отрицательному полюсу источника. По мере движения волны цепь удлиняется, но ток в цепи остается неизменным $I_0 = C_0 U_0 v$.

В контуре, образуемом этой цепью, возникает магнитный поток, линии которого лежат в плоскостях, перпендикулярных к осям проводов. При перемещении волны на расстояние $dx = v dt$ магнитный поток увеличивается на величину $d\Phi = L_0 I_0 dx = L_0 I_0 v dt$. При возникновении потока $d\Phi$ в контуре $mpqn$ наводится ЭДС самоиндукции:

$$\frac{d\Phi}{dt} = L_0 I_0 \frac{dx}{dt} = L_0 v I_0, \quad (1.54)$$

действующая против направления движения стрелки часов. Таким образом, ЭДС самоиндукции у фронта волны, направленная по линии qr , равна и противоположна напряжению:

$$U_0 = L_0 v I_0, \quad (1.55)$$

откуда

$$\frac{U_0}{I_0} = L_0 v = L_0 \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = z_B,$$

что соответствует (1.48).

Энергия, отдаваемая в единицу времени источником, равна $U_0 I_0$. В единицу времени волна перемещается на расстояние, равное v . На каждом единичном отрезке линии, пройденном волной, запасается энергия $\frac{C_0 U_0^2}{2}$ в электрическом поле и $\frac{L_0 I_0^2}{2}$ в магнитном поле. На основании закона сохранения энергии:

$$U_0 I_0 = v \left(\frac{C_0 U_0^2}{2} + \frac{L_0 I_0^2}{2} \right).$$

Подставив в левую часть этого уравнения $I_0 = C_0 U_0 v$, получим соотношение:

$$\frac{C_0 U_0^2}{2} = \frac{L_0 I_0^2}{2}, \quad (1.56)$$

т.е. для волны значения энергии электрического и магнитного полей на участке линии, пройденном волной, равны между собой.

Рассмотренная волна имеет прямоугольную форму:

$$u_{\text{ПР}} \left(t - \frac{x}{v} \right) = 0 \quad \text{при} \quad t < \frac{x}{v};$$

$$u_{\text{ПР}} \left(t - \frac{x}{v} \right) = U_0 \quad \text{при} \quad t > \frac{x}{v}$$

и обычно называется *волной с прямоугольным фронтом*.

При отключении нагрузки или источника в линиях с распределенными параметрами возникают переходные процессы. Расчет их производят на основании принципа наложения, включая в размыкаемую ветвь источник тока, который дает ток, равный и противоположно направленный току в размыкаемой цепи. Результирующие волны тока и напряжения на всех участках линии находят наложением на волны тока и напряжения, которые были на линии до отключения ветви, волн тока и напряжения, продвигающихся от места размыкания в остальные участки линии.

При подключении в каком-либо месте линии новой ветви токи и напряжения в этой ветви находят методом эквивалентного генератора, а токи в остальных участках линии – методом наложения.

Учитывая сформулированные выше правила, рассмотрим несколько наиболее простых случаев переходных процессов в линиях с распределенными параметрами.

Если к линии подключается источник с активным внутренним сопротивлением $r_{\text{И}}$, ток и напряжение волны становятся меньше. В этом случае:

$$u_{\text{ПР}} = U_0 - i_{\text{ПР}} r_{\text{И}}$$

и по-прежнему

$$i_{\text{ПР}} = \frac{u_{\text{ПР}}}{z_{\text{В}}}, \quad (1.57)$$

откуда

$$u_{\text{ПР}} = \frac{U_0 z_{\text{В}}}{z_{\text{В}} + r_{\text{И}}}; \quad i_{\text{ПР}} = \frac{U_0}{z_{\text{В}} + r_{\text{И}}}. \quad (1.58)$$

При подключении генератора с индуктивным внутренним сопротивлением фронт волны искажается, и волна перестает быть прямоугольной.

Волны прямоугольной формы возникают и при подключении к заряженной линии приемника с активным сопротивлением.

Рассмотрим линию с волновым сопротивлением $z_{\text{В}}$, заряженную до напряжения U_0 . Если в момент времени $t = 0$ в конце линии включается сопротивление нагрузки $r_{\text{Н}}$ (рисунок 1.12), то в конце линии возникает обратная волна, движущаяся от конца линии к ее началу.

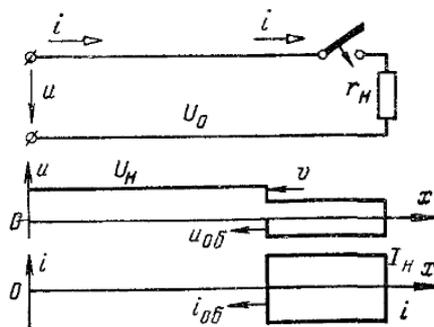


Рисунок 1.12 – Включение нагрузки в линию

Напряжение и ток этой волны могут быть легко рассчитаны при помощи уравнений, составленных по закону Ома для волны и для сопротивления нагрузки:

$$u_{\text{ОБ}} = z_{\text{В}} i_{\text{ОБ}}; \quad u_{\text{Н}} = U_0 + u_{\text{ОБ}} = (i_{\text{ПР}} - i_{\text{ОБ}}) r_{\text{Н}} = -i_{\text{ОБ}} r_{\text{Н}},$$

откуда

$$u_{\text{ОБ}} = -\frac{U_0 z_{\text{В}}}{z_{\text{В}} + r_{\text{Н}}}; \quad i_{\text{ОБ}} = -\frac{U_0}{z_{\text{В}} + r_{\text{Н}}}. \quad (1.59)$$

На рисунке 1.12 показаны прямоугольные волны напряжения и тока, возникающие в этом случае.

При отключении линии от источника питания в ней также возникают волны.

Пусть в линии с сопротивлением нагрузки r_H установился ток $I_H = \frac{U_H}{r_H}$.

Если в момент $t = 0$ отключить источник энергии (рисунок 1.13), то ток в начале линии мгновенно спадет до нуля и возникнет волна с током и напряжением:

$$i_{\text{ПР}} = -I_H; \quad u_{\text{ПР}} = -I_H z_B. \quad (1.60)$$

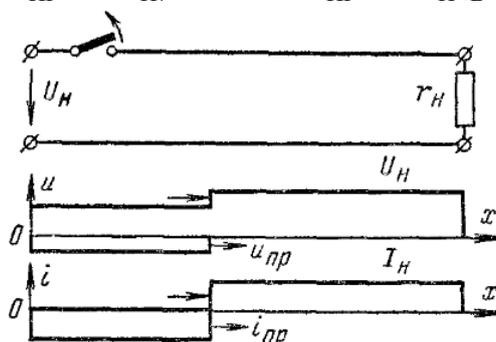


Рисунок 1.13 – Отключение источника от линии

В результате наложения этой волны на предшествующий режим ток в линии будет:

$$i = I_H + i_{\text{ПР}} = 0,$$

а напряжение:

$$u = U_H + u_{\text{ПР}} = U_H - z_B I_H.$$

Если ток нагрузки I_H меньше зарядного тока I_0 при включении линии к источнику постоянного напряжения $U_0 = U_H$, т.е. $I_H < \frac{U_H}{z_B}$, то напряжение $u = U_H - z_B I_H$ будет положительно и на пройденном волной участке сохранится после отключения некоторая доля напряжения того же направления (рисунок 1.13).

Если же $I_H > \frac{U_H}{z_B}$, то линия на участке, пройденном волной, зарядится в противоположном направлении.

При отключении приемника (рисунок 1.14) в линии возникает такая же волна, как и при отключении источника. Разница заключается только в том, что эта волна имеет противоположный знак и распространяется в обратном направлении.

В результате наложения этой волны на предшествующий режим ток в линии:

$$I_H + i_{\text{ОБ}} = 0,$$

а напряжение:

$$u = U_H + u_{\text{ОБ}} = U_H + z_B I_H.$$

При отключении приемника обратная волна вызывает повышенное напряжение в линии, которое тем больше, чем больше волновое сопротивление

ние линии. В случае отключения приемника от воздушных линий перенапряжения могут быть весьма значительными.

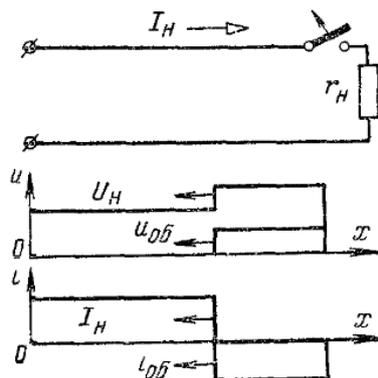


Рисунок 1.14 – Отключение приемника от линии

При помощи аналогичных рассуждений могут быть найдены волны, возникающие в более сложных случаях [3].

1.3 Плоская электромагнитная волна

1.3.1 Уравнения Максвелла для проводящей среды

Уравнения (1.23) и (1.24) записаны для мгновенных значений. Если напряженности H и E изменяются во времени синусоидально, то можно воспользоваться символическим методом и записать уравнения (1.23) и (1.24) в иной форме [2]. Пусть $H = H_m \sin(\omega t + \psi_H)$ и $E = E_m \sin(\omega t + \psi_E)$.

Можно записать $H = \text{Im } \dot{H}_m e^{j\omega t}$ (Im – мнимая часть) или, условно, $H \rightarrow \dot{H}_m e^{j\omega t}$, где комплексная амплитуда $\dot{H}_m = H_m e^{j\psi_H}$. В свою очередь $E \rightarrow \dot{E}_m e^{j\omega t}$ (\rightarrow значок соответствия).

Так как напряженности H и E , кроме того, что они меняются во времени по синусоидальному закону, являются функциями векторными, т.е. определенным образом ориентированными в пространстве векторами, то над ними ставят стрелку и точку: $\dot{\vec{H}}_m$ и $\dot{\vec{E}}_m$. Стрелка означает, что речь идет о векторе в пространстве, точка – о том, что проекции этого вектора на любую из координатных осей во времени изменяются синусоидально. В дальнейшем от амплитудных значений переходим к действующим и индекс m опускаем. Тогда в (1.23) можно произвести замены:

$$\begin{aligned} \sigma \vec{E} \text{ на } \sigma \dot{\vec{E}} e^{j\omega t}; \\ \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \varepsilon_a \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \text{ на } j\omega \varepsilon_a \dot{\vec{E}} e^{j\omega t} \left(\frac{\partial}{\partial t} \dot{\vec{E}}_m e^{j\omega t} = j\omega \dot{\vec{E}}_m e^{j\omega t} \right); \\ \text{rot } \vec{H} \text{ на } \text{rot} \left[\dot{\vec{H}} e^{j\omega t} \right] = e^{j\omega t} \text{rot } \dot{\vec{H}}. \end{aligned}$$

Заметим, что $e^{j\omega t}$ как постоянную величину, не зависящую от координат, можно вынести за знак ротора.

В результате первое уравнение Максвелла (1.23) запишется как:

$$e^{j\omega t} \operatorname{rot} \dot{\vec{H}} = \sigma \dot{\vec{E}} + j\omega \varepsilon_a \dot{\vec{E}} e^{j\omega t}.$$

После сокращения на $e^{j\omega t}$ получаем:

$$\operatorname{rot} \dot{\vec{H}} = \sigma \dot{\vec{E}} + j\omega \varepsilon_a \dot{\vec{E}}. \quad (1.61)$$

Аналогично, второе уравнение Максвелла в комплексной форме:

$$\operatorname{rot} \dot{\vec{E}} = -j\omega \mu_a \dot{\vec{H}}. \quad (1.62)$$

Рассмотрим особенности распространения электромагнитной волны в проводящей среде с проводимостью σ и магнитной проницаемостью μ_a . В проводящей среде даже при очень высоких частотах произведение $\omega \varepsilon_a$ много меньше проводимости σ . Поэтому с большой степенью точности слагаемым $j\omega \varepsilon_a \dot{\vec{E}}$ в первом уравнении Максвелла (1.61) для проводящих сред можно пренебречь. Таким образом, первое и второе уравнения Максвелла для проводящей среды приобретают вид:

$$\operatorname{rot} \dot{\vec{H}} = \sigma \dot{\vec{E}}; \quad (1.63)$$

$$\operatorname{rot} \dot{\vec{E}} = -j\omega \mu_a \dot{\vec{H}}. \quad (1.64)$$

Выражения (1.63) и (1.64) представляют собой уравнения с двумя неизвестными $\dot{\vec{H}}$ и $\dot{\vec{E}}$. Решим их совместно. С этой целью возьмем ротор от уравнения (1.63):

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \dot{\vec{H}} = \operatorname{grad} \operatorname{div} \dot{\vec{H}} - \nabla^2 \dot{\vec{H}} = \sigma \operatorname{rot} \dot{\vec{E}}.$$

Учтем, что $\operatorname{div} \dot{\vec{H}} = 0$, и поэтому $\operatorname{grad} \operatorname{div} \dot{\vec{H}} = 0$. Вместо $\operatorname{rot} \dot{\vec{E}}$ в соответствии с (1.64) подставим $-j\omega \mu_a \dot{\vec{H}}$. Получим:

$$\nabla^2 \dot{\vec{H}} = j\omega \sigma \mu_a \dot{\vec{H}}. \quad (1.65)$$

Уравнение (1.65) является дифференциальным относительно $\dot{\vec{H}}$. В общем случае, когда $\dot{\vec{H}}$ зависит от всех трех или даже только от двух координат, решение (1.65) довольно сложно. Поэтому ограничимся рассмотрением решения этого уравнения для частных случаев.

В общем случае под *плоской электромагнитной волной* понимают волну, векторы $\dot{\vec{H}}$ и $\dot{\vec{E}}$ которой расположены в плоскости $хоу$, перпендикулярной направлению распространения волны (ось z) и изменяющиеся только в функции координаты z и времени t . В дальнейшем под плоской волной будем понимать *плоскую линейно поляризованную* волну, в которой вектор $\dot{\vec{E}}$ направлен вдоль одной, а вектор $\dot{\vec{H}}$ вдоль другой координатной оси плоскости $хоу$. Плоская линейно поляризованная волна показана на рисунке 1.15. На рисунке изображены для одного и того же момента времени векторы $\dot{\vec{H}}$ и $\dot{\vec{E}}$ в двух

параллельных плоскостях, перпендикулярных оси z декартовой системы координат. Во всех точках первой плоскости (рисунок 1.15, *а*) напряженность электрического (магнитного) поля одинакова по величине и направлению. Во всех точках второй плоскости (рисунок 1.15, *б*) напряженность электрического (магнитного) поля также одинакова по величине и направлению, но не равна напряженности поля в первой плоскости.

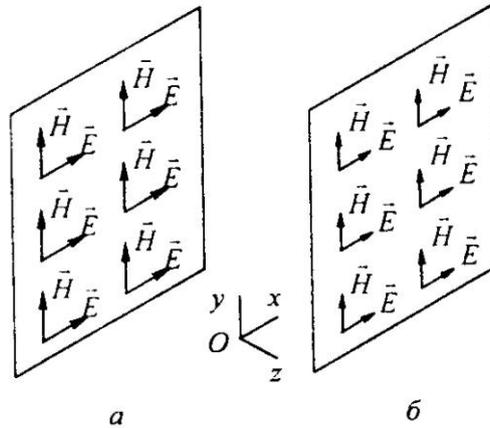
В силу самого определения плоской волны:

$$\frac{\partial \dot{H}}{\partial x} = 0, \quad \frac{\partial \dot{H}}{\partial y} = 0, \quad \frac{\partial \dot{E}}{\partial x} = 0, \quad \frac{\partial \dot{E}}{\partial y} = 0.$$

В плоской волне \dot{H} и \dot{E} являются функциями только одной координаты, в рассматриваемом случае функцией только z .

Повернем координатные оси таким образом, чтобы ось y совпала с напряженностью магнитного поля \dot{H} . При этом $\dot{H} = \vec{y}_0 \dot{H}$, где \vec{y}_0 – единичный орт оси y декартовой системы координат. Подставим $\dot{H} = \vec{y}_0 \dot{H}$ в уравнение (1.65) и раскроем ∇^2 :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) \vec{y}_0 \dot{H} = j\omega\sigma\mu_a \vec{y}_0 \dot{H}. \quad (1.66)$$



а – первая плоскость; *б* – вторая плоскость

Рисунок 1.15 – Плоская линейно поляризованная волна

Учтем, что:

$$\frac{\partial^2 \dot{H}}{\partial x^2} = 0, \quad \frac{\partial^2 \dot{H}}{\partial y^2} = 0.$$

Тогда будем иметь:

$$\frac{d^2 \dot{H}}{dz^2} = j\omega\sigma\mu_a \dot{H}. \quad (1.67)$$

В уравнении (1.67) вместо частной написана обыкновенная производная. Переход от частной производной к обыкновенной для плоской волны является естественным, так как \dot{H} – это функция только одной переменной z .

Уравнение (1.67) представляет собой линейное дифференциальное уравнение второго порядка. Его решение записывают следующим образом:

$$\dot{H} = \dot{C}_1 e^{pz} + \dot{C}_2 e^{-pz}, \quad (1.68)$$

где \dot{C}_1 и \dot{C}_2 – постоянные интегрирования; это комплексы, которые определяют из граничных условий; для каждой конкретной задачи свои постоянные.

Из характеристического уравнения $p^2 = j\omega\sigma\mu_a$ найдем постоянную рас пространения:

$$p = \sqrt{j\omega\sigma\mu_a} \text{ [м}^{-1}\text{]}. \quad (1.69)$$

Так как $\sqrt{j} = \sqrt{e^{j90^\circ}} = e^{j45^\circ} = \frac{1+j}{\sqrt{2}}$, то p можно представить так:

$$p = k(1+j), \quad (1.70)$$

где

$$k = \sqrt{\frac{\omega\sigma\mu_a}{2}}. \quad (1.71)$$

Найдем напряженность электрического поля с помощью уравнений (1.63) и (1.68). Из (1.63) следует, что $\dot{E} = \frac{1}{\sigma} \text{rot } \dot{H}$.

Найдем $\text{rot } \dot{H}$. Учитывая, что $\frac{\partial \dot{H}}{\partial x} = \frac{\partial \dot{H}}{\partial y} = 0$, имеем:

$$\text{rot } \dot{H} = \begin{vmatrix} \vec{x}_0 & \vec{y}_0 & \vec{z}_0 \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \vec{x}_0 & \vec{y}_0 & \vec{z}_0 \\ 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & \dot{H} & 0 \end{vmatrix} = \vec{x}_0 \left(-\frac{\partial \dot{H}}{\partial z} \right). \quad (1.72)$$

Следовательно,

$$\dot{E} = \vec{x}_0 \left(-\frac{1}{\sigma} \frac{d\dot{H}}{dz} \right). \quad (1.73)$$

Производная:

$$\frac{d\dot{H}}{dz} = p \left[\dot{C}_1 e^{pz} - \dot{C}_2 e^{-pz} \right]. \quad (1.74)$$

Выражение (1.73) показывает, что напряженность электрического поля в плоской волне при выбранном расположении осей координат направлена вдоль оси x , об этом свидетельствует присутствие единичного орта оси x . Таким образом, в плоской электромагнитной волне между \dot{H} и \dot{E} есть пространственный сдвиг в 90° (\dot{E} направлено по оси x , а \dot{H} – по оси y).

Частное от деления p на σ принято называть *волновым сопротивлением*:

$$Z_B = \frac{p}{\sigma} = \sqrt{\frac{\omega\mu_a}{\sigma}} e^{j45^\circ}. \quad (1.75)$$

Волновое сопротивление Z_B измеряемое в Омах, зависит от свойств среды (от σ и μ_a) и угловой частоты ω . В соответствии с (1.73) и (1.74) проекция $\dot{\vec{E}}$ на ось x равна:

$$\dot{E} = \dot{E}_{\text{ПАД}} + \dot{E}_{\text{ОТР}},$$

где $\dot{E}_{\text{ПАД}} = Z_B \dot{C}_2 e^{-pz}$ и $\dot{E}_{\text{ОТР}} = -Z_B \dot{C}_1 e^{pz}$.

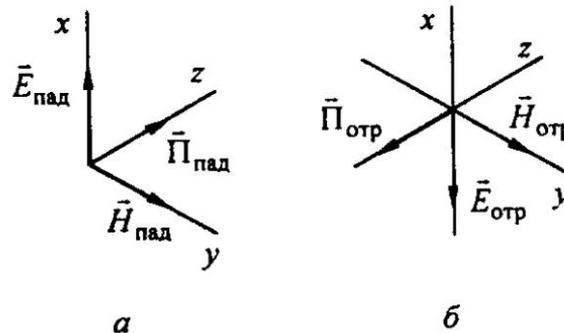
Проекция $\dot{\vec{H}}$ на ось y в соответствии с (1.68):

$$\dot{H} = \dot{H}_{\text{ПАД}} + \dot{H}_{\text{ОТР}},$$

где $\dot{H}_{\text{ПАД}} = \dot{C}_2 e^{-pz}$ и $\dot{H}_{\text{ОТР}} = \dot{C}_1 e^{pz}$.

Компоненты падающей волны $\vec{E}_{\text{ПАД}}$ и $\vec{H}_{\text{ПАД}}$ дают вектор Пойнтинга $\vec{P}_{\text{ПАД}}$ (рисунок 1.16, а), направленный вдоль положительного направления оси z . Следовательно, движение энергии падающей волны происходит вдоль положительного направления оси z .

Компоненты отраженной волны $\vec{E}_{\text{ОТР}}$ и $\vec{H}_{\text{ОТР}}$ дают вектор Пойнтинга $\vec{P}_{\text{ОТР}}$ (рисунок 1.16, б), направленный вдоль отрицательного направления оси z . Это означает, что отраженная волна несет с собой энергию вдоль отрицательного направления оси z .



а – падающая волна; б – отраженная волна

Рисунок 1.16 – Вектор Пойнтинга

Рассмотрим вопрос о распространении плоской электромагнитной волны в однородной проводящей среде, простирающейся теоретически в бесконечность (рисунок 1.17).

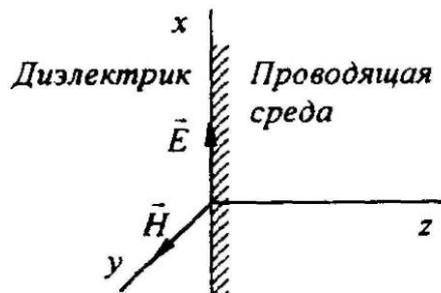


Рисунок 1.17 – Распространение плоской электромагнитной волны в однородной проводящей среде

Электромагнитная волна проникает из диэлектрика в проводящую среду и распространяется в ней. Так как среда простирается теоретически в бесконечность и падающая волна в толще проводящей среды не встречает границы, которая «возмутила» бы ее распространение, то отраженной волны в данном случае не возникает.

При наличии только одной падающей волны $\dot{H} = \dot{C}_2 e^{-pz}$ и $\dot{E} = Z_B \dot{C}_2 e^{-pz}$. Постоянную интегрирования \dot{C}_2 найдем из граничных условий. Если обозначить напряженность магнитного поля на поверхности проводящей среды через $\dot{H}_a = H_a e^{j\psi_a}$, то при $z = 0$ $\dot{C}_2 = \dot{H}_a$. Поэтому с учетом (1.70):

$$\dot{H} = H_a e^{-kz} e^{-jkz} e^{j\psi_a}. \quad (1.76)$$

В свою очередь:

$$\dot{E} = H_a e^{-kz} \sqrt{\frac{\omega \mu_a}{\sigma}} e^{-jkz} e^{-j\psi_a} e^{j45^\circ}. \quad (1.77)$$

Чтобы записать выражения для мгновенных значений H и E , необходимо правые части (1.76) и (1.77) умножить на $e^{j\omega t}$ и взять мнимые части от получившихся произведений. Тогда получим:

$$H = H_a e^{-kz} \sin \omega t - kz + \psi_a \quad (1.78)$$

и

$$E = H_a e^{-kz} \sqrt{\frac{\omega \mu_a}{\sigma}} \sin \omega t - kz + \psi_a + 45^\circ. \quad (1.79)$$

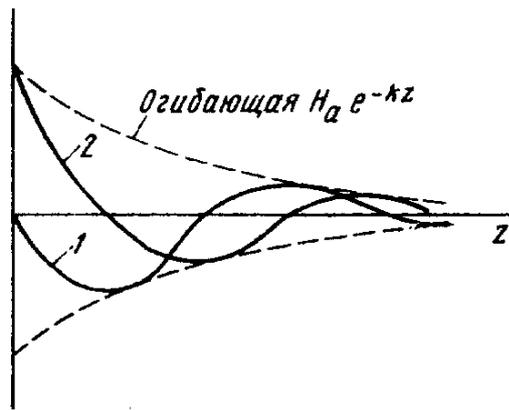
Проанализируем полученные выражения. Амплитуда $H = H_a e^{-kz}$, амплитуда $E = H_a e^{-kz} \sqrt{\frac{\omega \mu_a}{\sigma}}$. С увеличением z множитель e^{-kz} уменьшается по показательному закону. Следовательно, по мере проникновения электромагнитной волны в проводящую среду амплитуды E и H уменьшаются по показательному закону. На рисунке 1.18 изображены огибающие амплитуд H , построенные на основе $H_a e^{-kz}$. Мгновенное значение E и H определяется аргументом синуса, который в выражении (1.78), например, зависит от z и от ωt . Если принять $\omega t = \text{const}$, то на графике мгновенных значений H в функции от z будет получена кривая 1 (см. рисунок 1.18) при $\omega t + \psi_a = 0$ и кривая 2 при $\omega t + \psi_a = 90^\circ$.

Для того чтобы охарактеризовать, насколько быстро уменьшается амплитуда падающей волны по мере проникновения волны в проводящую среду, вводят понятие «глубина проникновения».

Под *глубиной проникновения* Δ понимают расстояние вдоль направления распространения волны (вдоль оси z), на котором амплитуда падающей волны E (или H) уменьшается в $e = 2.71$ раз. Глубину проникновения определяют с помощью выражения: $e^{-k\Delta} = e^{-1}$. Отсюда следует, что $k\Delta = 1$ или

$$\Delta = \frac{1}{k}, \quad (1.76)$$

где k определяется выражением (1.71).



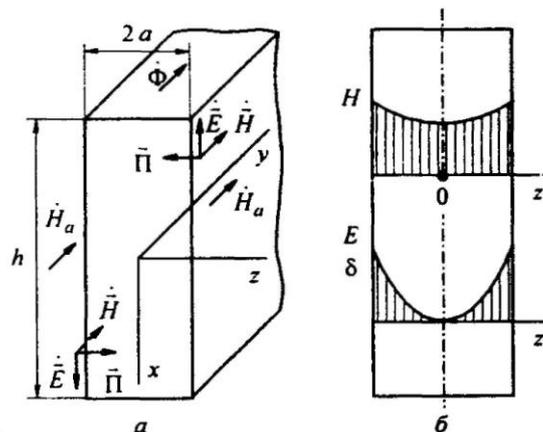
$$1 - \omega t + \psi_a = 0; 2 - \omega t + \psi_a = 90^\circ$$

Рисунок 1.18 – Огибающие амплитуд $H = H_a e^{-kz}$

Глубина проникновения зависит от свойств проводящей среды (σ и μ_r) и частоты ω .

1.3.2 Поверхностный эффект и эффект близости

Рассмотрим электромагнитное поле в стальном листе при прохождении вдоль листа переменного магнитного потока $\dot{\Phi}_m$. Лист (рисунок 1.19) имеет толщину $2a$, высоту h ($h \gg 2a$) и большую протяженность в направлении, перпендикулярном рисунку. Средняя плотность магнитного потока по сечению листа $\dot{B}_{\text{ср}} = \frac{\dot{\Phi}_m}{2ah}$.



a – стальной лист; b – зависимости модулей напряженности магнитного и электрического полей от координаты z

Рисунок 1.19 – Магнитный поверхностный эффект

Задача состоит в определении законов изменения \dot{H} и \dot{E} по сечению листа. В силу симметрии напряженность магнитного поля на левой поверхно-

сти листа та же, что и на правой поверхности листа. Обозначим ее через \dot{H}_a и будем полагать известной (в дальнейшем выразим ее через \dot{B}_{CP}).

Так как толщина листа $2a$ много меньше высоты листа h , то искажающим влиянием краев листа на поле можно в первом приближении пренебречь, и считать, что в лист с двух сторон проникает плоская электромагнитная волна [2].

Расположим оси координат декартовой системы в соответствии с рисунком 1.19. Примем, как и прежде, $\dot{\vec{H}} = \vec{y}_0 \dot{H}$ (см. пункт 1.3.1). Общее решение для \dot{H} таково (см. (1.68)):

$$\dot{H} = \dot{C}_1 e^{pz} + \dot{C}_2 e^{-pz}.$$

Из граничных условий найдем постоянные интегрирования. При $z = -a$, т.е. для точек, находящихся на левой стороне листа:

$$\dot{H}_a = \dot{C}_1 e^{-pa} + \dot{C}_2 e^{pa} \quad (1.77)$$

при $z = +a$

$$\dot{H}_a = \dot{C}_1 e^{pa} + \dot{C}_2 e^{-pa}. \quad (1.78)$$

Совместное решение (1.77) и (1.78) относительно \dot{C}_1 и \dot{C}_2 дает:

$$\dot{C}_1 = \dot{C}_2 = \frac{\dot{H}_a}{e^{pa} + e^{-pa}} = \frac{\dot{H}_a}{2 \operatorname{ch} pa}.$$

Следовательно, в произвольной точке:

$$\dot{H} = \frac{\dot{H}_a}{2 \operatorname{ch} pa} (e^{pz} + e^{-pz}) = \dot{H}_a \frac{\operatorname{ch} pz}{\operatorname{ch} pa}. \quad (1.79)$$

Напряженность электрического поля согласно (1.73):

$$\dot{\vec{E}} = \vec{x}_0 \left(-\frac{1}{\sigma} \frac{d\dot{H}}{dz} \right) = -\vec{x}_0 \left(\frac{p}{\sigma} \dot{H}_a \frac{\operatorname{sh} pz}{\operatorname{ch} pa} \right) = -\vec{x}_0 \dot{E},$$

где

$$\dot{E} = \frac{p}{\sigma} \dot{H}_a \frac{\operatorname{sh} pz}{\operatorname{ch} pa}. \quad (1.80)$$

При $z = +a$ напряженность $\dot{\vec{E}}$ направлена вверх (вдоль оси $-x$); при $z = -a$ – вниз (вдоль оси $+x$, см. рисунок 1.19, a). Вектор Пойнтинга направлен к средней плоскости листа (внутрь листа).

Ток, возникающий при прохождении по листу переменного магнитного потока, принято называть *вихревым*. Вектор плотности вихревого тока $\dot{\vec{j}} = \sigma \dot{\vec{E}}$ в любой точке листа коллинеарен с вектором $\dot{\vec{E}}$ в этой же точке. Магнитная индукция в произвольной точке:

$$\dot{B} = \mu_a \dot{H} = \frac{\mu_a \dot{H}_a \operatorname{ch} pz}{\operatorname{ch} pa}. \quad (1.81)$$

Среднее значение магнитной индукции в листе:

$$\dot{B}_{\text{CP}} = \frac{1}{a} \int_0^a \dot{B} dz = \frac{\mu_a \dot{H}_a \operatorname{sh} pa}{ap \operatorname{ch} pa} = \frac{\mu_a \dot{H}_a \operatorname{th} pa}{ap}. \quad (1.82)$$

Если считать \dot{B}_{CP} известной и равной $\frac{\dot{\Phi}_m}{2ah}$, то из (1.82) можно найти напряженность поля на поверхности листа:

$$\dot{H}_a = \frac{ap \dot{B}_{\text{CP}}}{\mu_a \operatorname{th} pa}. \quad (1.83)$$

Заметим, что аргумент $pa = ka + jka$ является комплексом (согласно (1.70)) и $\operatorname{th} pa$ есть гиперболический тангенс от комплексного аргумента; он также является комплексом:

$$\begin{aligned} \operatorname{th} pa = \operatorname{th} ka + jka &= \frac{\operatorname{sh} ka + jka}{\operatorname{ch} ka + jka} = \frac{\operatorname{sh} ka + jka \operatorname{ch} ka - jka}{\operatorname{ch} ka + jka \operatorname{ch} ka - jka} = \\ &= \frac{e^{ka+jka} - e^{-ka-jka}}{e^{ka+jka} + e^{-ka-jka}} \frac{e^{ka-jka} + e^{-ka+jka}}{e^{ka-jka} + e^{-ka+jka}} = \frac{e^{2ka} - e^{-j2ka} + e^{j2ka} - e^{-2ka}}{e^{2ka} + e^{-j2ka} + e^{j2ka} + e^{-2ka}} = \\ &= \frac{\operatorname{sh} 2ka + \operatorname{sh} j2ka}{\operatorname{ch} 2ka + \operatorname{ch} j2ka} = \frac{\operatorname{sh} 2ka + j \sin 2ka}{\operatorname{ch} 2ka + \cos 2ka}. \end{aligned} \quad (1.84)$$

Отношение среднего значения магнитной индукции по сечению листа \dot{B}_{CP} к напряженности поля на поверхности листа \dot{H}_a называют *комплексной магнитной проницаемостью*:

$$\tilde{\mu}_a = \frac{\mu_a \operatorname{th} pa}{ap}.$$

Она зависит от величины μ_a , частоты ω и толщины листа. При больших значениях аргумента $2ka \operatorname{sh} 2ka \approx \operatorname{ch} 2ka$, значения этих функций намного больше 1. Поэтому при больших значениях $2ka$:

$$\operatorname{th} pa \approx \frac{\operatorname{sh} 2ka}{\operatorname{ch} 2ka} \approx 1$$

и комплексная магнитная проницаемость $\tilde{\mu}_a = \frac{\mu_a}{pa}$.

Напряженность поля в средней плоскости листа (при $z = 0$) $\dot{H}_{z=0} = \frac{\dot{H}_a}{\operatorname{ch} pa}$. Отношение напряженности поля на краю листа (при $z = a$) к напряженности поля в средней плоскости листа:

$$\frac{\dot{H}_a}{\dot{H}_{z=0}} = \operatorname{ch} pa. \quad (1.85)$$

Левая и правая части формулы (1.85) являются комплексными. Модуль $\operatorname{ch} pa$ показывает, во сколько раз модуль \dot{H}_a больше модуля $\dot{H}_{z=0}$. Найдем модуль $\operatorname{ch} pa$. С этой целью запишем два сопряженных комплекса:

$$\begin{aligned}\operatorname{ch}(ka + jka) &= \operatorname{ch}ka \cos ka + j \operatorname{sh}ka \operatorname{sink}a; \\ \operatorname{ch}(ka - jka) &= \operatorname{ch}ka \cos ka - j \operatorname{sh}ka \operatorname{sink}a.\end{aligned}$$

Произведение сопряженных комплексов дает квадрат модуля. Следовательно:

$$|\operatorname{ch} pa|^2 = \operatorname{ch} ka + jka \operatorname{ch} ka - jka = \frac{1}{2} \operatorname{ch} 2ka + \cos 2ka .$$

Таким образом:

$$|\operatorname{ch} pa| = \sqrt{\frac{\operatorname{ch} 2ka + \cos 2ka}{2}} . \quad (1.86)$$

Напряженность поля в средней плоскости листа может быть много меньше напряженности поля на краю листа. Явление неравномерного распределения поля по сечению проводящего тела, вызванное затуханием электромагнитной волны при ее распространении в проводящую среду, называют *поверхностным эффектом*. Если вдоль листа направлен магнитный поток, то поверхностный эффект часто называют *магнитным*, если вдоль плоской шины направлен переменный ток, то – *электрическим* поверхностным эффектом. Природа их одна и та же, а слова «магнитный» или «электрический» свидетельствуют лишь о том, что направлено вдоль листа (шины): поток или ток.

На рисунке 1.19, б построены две кривые. Кривая $H(z)$ характеризует изменение модуля напряженности магнитного поля в функции от z . В средней плоскости листа H до нуля не снижается, так как $\operatorname{ch} 0 \neq 0$. Кривая H строится по уравнению (1.79). Кривая $E(z)$ характеризует изменение модуля напряженности электрического поля в функции от z . Эта кривая строится по (1.80). Функция $\operatorname{sh} pz_{z=0} = 0$ и потому кривая проходит через нуль при $z = 0$. Кривая плотности вихревых токов $j = \sigma E$ качественно повторяет кривую E от z (разница только в масштабе).

При электрическом поверхностном эффекте (рисунок 1.20, а) вдоль пластины (шины) направлен синусоидальный ток \dot{I} частоты ω . Расположим оси координат декартовой системы в соответствии с рисунком. На обеих поверхностях пластины напряженность магнитного поля может быть определена по закону полного тока. Пренебрегая магнитным падением напряжением на торцевых поверхностях шириной $2a$ и полагая на всей поверхности напряженность поля одинаковой, получаем:

$$\dot{I} = \dot{H}_a \cdot 2h \text{ и } \dot{H}_a = \frac{\dot{I}}{2h} . \quad (1.87)$$

Общее решение для \dot{H} аналогично предыдущему случаю: $\dot{H} = \dot{C}_1 e^{pz} + \dot{C}_2 e^{-pz}$. Учитывая различное направление вектора \dot{H}_a при $z = -a$ и при $z = +a$, получаем:

$$\dot{H}_y \text{ } z = -a = \dot{H}_a ; \dot{H}_y \text{ } z = a = -\dot{H}_a .$$

Двух граничных условий достаточно для определения постоянных интегрирования:

$$\begin{aligned}\dot{H}_a &= \dot{C}_1 e^{-pa} + \dot{C}_2 e^{pa} \text{ при } z = -a; \\ -\dot{H}_a &= \dot{C}_1 e^{pa} + \dot{C}_2 e^{-pa} \text{ при } z = +a.\end{aligned}$$

Совместное решение уравнений относительно \dot{C}_1 и \dot{C}_2 дает:

$$\dot{C}_1 = -\frac{\dot{H}_a}{2 \operatorname{sh} pa}; \quad \dot{C}_2 = \frac{\dot{H}_a}{2 \operatorname{sh} pa}.$$

В произвольной точке напряженность магнитного поля:

$$\dot{H} = -\dot{H}_a \frac{e^{pz} - e^{-pz}}{2 \operatorname{sh} pa} = -\frac{\dot{I}}{2h} \frac{\operatorname{sh} pz}{\operatorname{sh} pa}.$$

Напряженность электрического поля:

$$\dot{E} = \bar{x}_0 \left(-\frac{1}{\sigma} \frac{d\dot{H}}{dz} \right) = \bar{x}_0 \left(\frac{p}{\sigma} \dot{H}_a \frac{\operatorname{ch} pz}{\operatorname{sh} pa} \right) = \bar{x}_0 \dot{E},$$

где

$$\dot{E} = \frac{p}{\sigma} \frac{\dot{I}}{2h} \frac{\operatorname{ch} pz}{\operatorname{sh} pa}.$$

Модуль $\operatorname{sh} pa$ определим аналогично модулю функции $\operatorname{ch} pa$:

$$\begin{aligned}|\operatorname{sh} pa|^2 &= \operatorname{sh} ka + jka \operatorname{sh} ka - jka = \frac{1}{2} \operatorname{ch} 2ka - \cos 2ka; \\ |\operatorname{sh} pa| &= \sqrt{\frac{\operatorname{ch} 2ka - \cos 2ka}{2}}.\end{aligned}$$

Зависимость модуля $H(z)$ в этом случае такая же, как и зависимость $E(z)$ на рисунке 1.19, б, а зависимость $E(z)$ такая же, как и зависимость $H(z)$ на этом же рисунке.

Пусть по двум параллельным близко расположенным плоским шинам (см. рисунок 1.20, б) будет протекать в противоположных направлениях синусоидально изменяющийся во времени ток \dot{I} частоты ω . Размеры шин таковы, что $2a \ll h$ и $2b \ll h$. Разместим начало декартовой системы координат в средней плоскости левой шины и учтем, что слева от левой шины напряженность поля $\dot{H} = 0$, а в пространстве между шинами $\dot{H} = -\frac{\dot{I}}{h}$. В этом можно

убедиться на основании закона полного тока. Тогда два граничных условия, отнесенные к левой и правой границе левой шины, выглядят как:

$$\begin{aligned}0 &= \dot{C}_1 e^{-pa} + \dot{C}_2 e^{pa} \text{ при } z = -a; \\ -\frac{\dot{I}}{h} &= \dot{C}_1 e^{pa} + \dot{C}_2 e^{-pa} \text{ при } z = +a.\end{aligned}$$

Совместное решение уравнений относительно \dot{C}_1 и \dot{C}_2 дает:

$$\dot{C}_1 = -\frac{i}{h} \cdot \frac{e^{3pa}}{e^{4pa} - 1}; \quad \dot{C}_2 = \frac{i}{h} \cdot \frac{e^{pa}}{e^{4pa} - 1}.$$

В произвольной точке напряженность магнитного поля:

$$\dot{H} = -\frac{i}{h} \cdot \frac{e^{p(3a+z)} - e^{p(a-z)}}{e^{4pa} - 1} = -\frac{i}{h} \cdot \frac{e^{2pa} e^{p(a+z)} - e^{-p(a+z)}}{e^{2pa} e^{2pa} - e^{-2pa}} = -\frac{i}{h} \cdot \frac{\text{sh } p(a+z)}{\text{sh } 2pa}.$$

Напряженность электрического поля:

$$\dot{E} = \vec{x}_0 \left(-\frac{1}{\sigma} \frac{d\dot{H}}{dz} \right) = \vec{x}_0 \left(\frac{p i \text{ch } p(a+z)}{\sigma h \text{sh } 2pa} \right) = \vec{x}_0 \dot{E},$$

где

$$\dot{E} = \frac{p i \text{ch } p(a+z)}{\sigma h \text{sh } 2pa}.$$

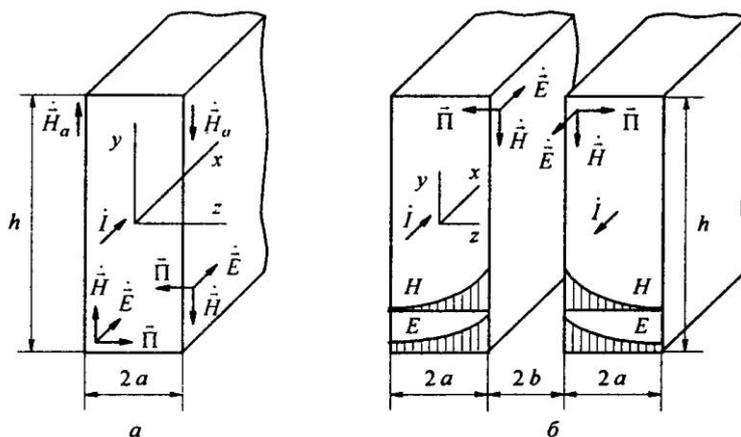


Рисунок 1.20 – Электрический поверхностный эффект (а) и эффект близости (б)

Эпюра модулей H и E в функции от координаты z показана на рисунке 1.20, б. На поверхностях шин, обращенных друг к другу, плотность тока выше, чем на внешних поверхностях. Поле одной шины влияет на распределение поля в другой шине. Перераспределение тока по сечению проводника под влиянием электромагнитного поля соседних токов носит название *эффекта близости*.

1.4 Электромагнитное экранирование

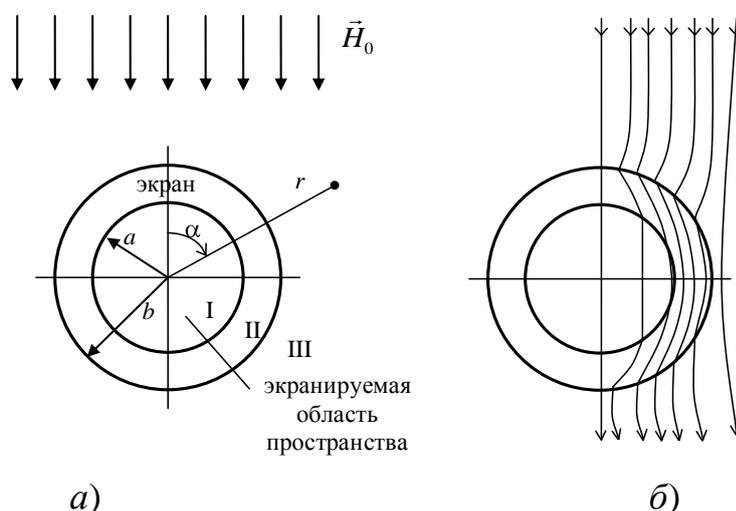
Экранирование в магнитном поле постоянного тока основано на том факте, что силовые линии магнитного поля преимущественно проходят по участкам с меньшим магнитным сопротивлением (по стенкам экрана). *Экранирование в переменном электромагнитном поле* основано, главным образом, на том, что электромагнитная волна, проникающая в стенки экрана, быстро

затухает, расходуя энергию на покрытие потерь, обусловленных вихревыми токами в стенках экрана.

Если экран выполнен из ферромагнитного материала и частота ω относительно низкая, то экранирование достигается не только за счет затухания волны в стенке экрана, но и за счет стремления силовых линий магнитного поля пройти по участкам с меньшим магнитным сопротивлением.

Положим, что в равномерном магнитном поле напряженностью H_0 надо заэкранировать некоторую область пространства, например, цилиндрическую, так, чтобы напряженность поля в ней была во много раз меньше, чем напряженность внешнего поля.

Цилиндрический экран внутренним радиусом a и наружным b имеет относительную магнитную проницаемость μ_2 (рисунок 1.21, а). Внутреннюю область обозначим I, область тела экрана – II, область снаружи экрана – III.



а) – экранирование цилиндрической области пространства;
б) – картина линий магнитной индукции при наличии экрана

Рисунок 1.21 – Магнитное экранирование

В областях I и III относительная магнитная проницаемость равна единице. Так как во всех трех областях нет тока, то магнитное поле в них описывается уравнением Лапласа $\nabla^2 \varphi_M = 0$. Экран будем полагать достаточно протяженным вдоль оси z (ось z перпендикулярна рисунку). Потенциал φ_M зависит только от координат r и α цилиндрической системы. Раскроем уравнение $\nabla^2 \varphi_M = 0$ в цилиндрической системе:

$$\nabla^2 \varphi_M = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \varphi_M}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \varphi_M}{r^2 \partial \alpha^2} = 0.$$

Решение его методом Фурье [2] дает:
для первой области:

$$\varphi_M^I = \left(C_1 r + \frac{C_2}{r} \right) \cos \alpha;$$

для второй области:

$$\varphi_M^{\text{II}} = \left(C_3 r + \frac{C_4}{r} \right) \cos \alpha;$$

для третьей области:

$$\varphi_M^{\text{III}} = \left(C_5 r + \frac{C_6}{r} \right) \cos \alpha.$$

Постоянная интегрирования с точностью, до которой определяется потенциал, принята здесь равной нулю. Для определения шести постоянных ($C_1 - C_6$) составим шесть уравнений.

1. Сопоставим φ_M^{III} с выражением «на бесконечности» $\varphi_M = H_0 r \cos \alpha$. Из сопоставления находим, что $C_5 = H_0$.

2. В первой области при $r = 0$ φ_M должно оставаться конечным. Это может быть только в том случае, если в выражении будет отсутствовать слагаемое $\frac{C_2}{r}$. Оно будет отсутствовать при $C_2 = 0$.

3. Равенство φ_M^{I} и φ_M^{II} при $r = a$ дает уравнение: $C_1 a = C_3 a + \frac{C_4}{a}$. Нелегко убедиться в том, что условие непрерывности потенциала эквивалентно условию равенства тангенциальных составляющих напряженности поля на границе раздела при $r = a$. Известно [2], что $\vec{H} = -\text{grad} \varphi_M$. В цилиндрической системе координат $\text{grad} \varphi = \vec{r}_0 \frac{\partial \varphi}{\partial r} + \vec{\alpha}_0 \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi}{\partial \alpha} + \vec{z}_0 \frac{\partial \varphi}{\partial z}$. Тогда с учетом вышесказанного имеем: $H_\alpha = -\frac{\partial \varphi_M}{r \partial \alpha}$.

Следовательно, $H_\alpha^{\text{I}} = C_1 \sin \alpha$ и $H_\alpha^{\text{II}} = \left(C_3 + \frac{C_4}{a^2} \right) \sin \alpha$. Таким образом, $C_1 = C_3 + \frac{C_4}{a^2}$. Последнее уравнение совпадает с полученным ранее.

4. Равенство φ_M на границе между второй и третьей (при $r = b$) областями приводит к уравнению:

$$C_5 b + \frac{C_6}{b} = C_3 b + \frac{C_4}{b}.$$

5. Воспользуемся равенством нормальных составляющих индукции $B_r = -\mu_a \frac{\partial \varphi_M}{\partial r}$ на границе между первой и второй областями (при $r = a$). Подставим в указанную формулу уравнения потенциалов для первой и второй области и продифференцируем их. С учетом того, что $\mu_{r1} = 1$, получим:

$$C_1 = \left(C_3 - \frac{C_4}{a^2} \right) \mu_{r2}.$$

б. Аналогично равенство нормальных составляющих индукции при $r = b$ дает уравнение:

$$C_5 - \frac{C_6}{b^2} = \left(C_3 - \frac{C_4}{b^2} \right) \mu_{r_2}.$$

Совместное решение всех шести уравнений приводит к выражению потенциала в первой области:

$$\Phi_M^I = \frac{4H_0\mu_{r_2}b^2}{b^2 \mu_{r_2} + 1^2 - a^2 \mu_{r_2} - 1^2} r \cos \alpha = H_0 \frac{2qb^2}{\Delta} r \cos \alpha,$$

где

$$q = \frac{2\mu_{r_2}}{1 + \mu_{r_2}} \approx \frac{2}{\mu_{r_2}}; \quad \Delta = b^2 - \beta^2 a^2; \quad \beta = \frac{\mu_{r_2} - 1}{\mu_{r_2} + 1} \approx 1.$$

При переходе к декартовой системе координат (ось x направлена вверх, $x = r \cos \alpha$):

$$\Phi_M^I = H_0 \frac{2qb^2}{\Delta} x.$$

Напряженность поля в первой области (по модулю):

$$H^I = \frac{\partial \Phi_M^I}{\partial x} = H_0 \frac{2qb^2}{\Delta}.$$

Если экран разъемный (выполнен из двух половинок, разрезы по образующим цилиндра), то для лучшего экранирования в постоянном магнитном поле щель между половинками экрана следует расположить параллельно линиям внешнего магнитного поля. Если щель расположить перпендикулярно линиям внешнего магнитного поля, то экранирование ухудшится, так как щель создает значительное магнитное сопротивление для прохождения магнитного потока.

Отношение напряженности поля внутри экрана к напряженности внешнего поля H_0 :

$$\frac{H^I}{H_0} = \frac{2qb^2}{\Delta} \approx \frac{4}{\mu_{r_2}} \frac{b^2}{b^2 - a^2}. \quad (1.88)$$

Формула (1.88) приближенна (принято $\beta = 1$ и $q = \frac{2}{\mu_{r_2}}$). Из нее можно заключить, что чем больше μ_{r_2} и чем толще стенка экрана, тем сильнее его экранирующее действие.

На рисунке 1.21, б качественно показана картина линий магнитной индукции при наличии экрана. Из рисунка видно, что силовые линии магнитного поля в большинстве стремятся пройти по стенкам экрана и лишь небольшая часть их заходит в экранируемую область.

Коэффициентом экранирования магнитного экрана называют отношение $k = \frac{H_0}{H^1}$, для цилиндрического экрана $k = \frac{\mu_{r2} b^2 - a^2}{4b^2}$.

Без вывода запишем формулу для определения отношения напряженности поля внутри сферического экрана к напряженности равномерного поля H_0 , в которое помещен экран, полагая, что внутренний радиус R_1 , наружный R_2 и экран имеет относительную проницаемость μ_{r2} , а снаружи экрана $\mu_a = \mu_0$:

$$\frac{H_i}{H_0} = \frac{1}{1 + \frac{2}{9} \left[1 - \left(\frac{R_1}{R_2} \right)^3 \right] \left(\frac{1}{\mu_{r2}} + \mu_{r2} - 2 \right)}.$$

Электромагнитные экраны представляют собой полые цилиндрические, сферические или прямоугольные оболочки, внутрь которых помещают экранируемое устройство (например, катушку индуктивности, измерительный прибор и т.п.).

Экран выполняет две функции: 1) защищает устройство, заключенное в экран, от влияния внешнего по отношению к экрану электромагнитного поля; 2) защищает внешнее по отношению к экрану пространство от электромагнитного поля, создаваемого устройством, заключенным в экране.

Поскольку на расстоянии, равном длине волны, электромагнитная волна в металле почти полностью затухает, то для хорошего экранирования толщина стенки экрана должна быть примерно равна длине волны в металле. Практически приходится учитывать и другие факторы (механическую прочность экрана, его стоимость и т.д.).

1.5 Численные методы расчета электромагнитных полей при сложных граничных условиях

Задачи анализа электромагнитных полей в радиоэлектронной аппаратуре (РЭА) можно разделить на внутренние и внешние. Внутренняя задача формулируется так: требуется найти решение уравнений Максвелла (1.23) – (1.26) в области V , ограниченной извне поверхностью S , удовлетворяющее на S граничным условиям. При решении внутренних задач различают отыскание собственных полей (решение однородных уравнений) и отыскание полей заданных источников (решение неоднородных уравнений).

Среди внешних задач наиболее простой является задача излучения заданных источников в свободном пространстве. Она формулируется как задача решения неоднородных уравнений Максвелла при наложении условия излучения на бесконечности.

При расчетах электростатических (электрических) полей решение сводится к отысканию одной скалярной функции – потенциала φ , связанной с напряженностью \vec{E} поля соотношением:

$$\vec{E} = -\text{grad } \varphi.$$

Потенциал φ удовлетворяет уравнению Пуассона

$$\nabla^2 \varphi = -\frac{\rho_{\text{СВОБ}}}{\varepsilon_a}$$

в тех точках пространства, где находятся источники поля, и уравнению Лапласа:

$$\nabla^2 \varphi = 0$$

в тех точках, где источники отсутствуют.

Напомним, что оператор $\nabla^2 = \text{div grad}$ называют оператором Лапласа. В декартовой системе координат $\nabla^2 \varphi$ раскрывается следующим образом:

$$\nabla^2 \varphi = \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2}.$$

Задача расчета поля сводится к определению потенциальной функции при заданных граничных условиях, т.е. заданных значениях потенциала, градиента или их комбинации на границах S области V , в которой определяется поле.

Уравнения Пуассона-Лапласа в частных производных в отличие от обыкновенных дифференциальных уравнений имеют в общем случае множество линейно независимых друг от друга решений. В любой же конкретной практической задаче есть единственная картина поля, т.е. единственное решение. Из множества линейно независимых решений, допускаемых уравнениями Пуассона-Лапласа, выбор единственного, удовлетворяющего конкретной задаче, производят с помощью граничных условий. Под *граничными условиями* понимают условия, которым подчиняется поле на границах раздела сред с разными электрическими свойствами.

В зависимости от вида граничного условия различают три основных вида граничной задачи для уравнений Пуассона-Лапласа:

1. *Первая граничная задача или задача Дирихле*. Граничные условия задачи Дирихле включают в себя значения потенциалов, заданные на границе области S :

$$\varphi|_S = \psi(x, y, z),$$

где $x, y, z \in S$; $\psi(x, y, z)$ – известная функция точки поверхности S .

2. *Вторая граничная задача или задача Неймана*. Граничные условия задачи Неймана включают в себя градиент потенциала через границу области S :

$$\left. \frac{\partial \varphi}{\partial n} \right|_S = \theta \quad x, y, z,$$

где $x, y, z \in S$; $\theta(x, y, z)$ – известная функция изменения потенциала в пространстве; n – внешняя нормаль к поверхности S .

3. *Третья граничная задача или смешанная граничная задача.* Граничные условия смешанной задачи включают в себя уравнение, связывающее потенциал и его градиент.

$$\left(\frac{\partial \varphi}{\partial n} + k\varphi \right) \Big|_S = v(x, y, z),$$

где $x, y, z \in S$; $v(x, y, z)$ – известная функция, связывающая потенциал и его градиент; k – коэффициент пропорциональности.

Задачи первого и второго типов практически встречаются редко, чаще имеют дело с задачами третьего типа. Получение решения сформулированных задач в большой степени зависит от выбора системы координат и метода определения потенциала.

В силу известной аналогии между электрическими и магнитными полями можно использовать методы, определяющие электрическое поле, для расчета магнитных полей. При этом очевидно, необходимо геометрическое подобие конфигураций обеих систем.

В простых случаях перечисленные задачи возможно решить аналитическим путем. Численные методы решения необходимы в тех случаях, когда точное решение задачи или не может быть получено, или его использование затруднительно. Рассмотрим некоторые, наиболее распространенные численные методы решения электромагнитных полей при сложных граничных условиях.

Расчет полей по методу сеток (метод конечных разностей). Метод сеток представляет собой числовой метод интегрирования дифференциальных уравнений в частных производных путем сведения их к уравнениям в конечных разностях [2].

На рисунке 1.22, *a* изображен участок двумерного поля. На нем показаны оси x и y декартовой системы и квадратная сетка со стороной b . Точки (узлы) сетки обозначены цифрами 0, 1, 2, 3, 4. Примем φ_0 – потенциал точки 0, φ_1 – потенциал точки 1 и т.д.

Выведем приближенное соотношение между потенциалами $\varphi_0 \dots \varphi_4$, вытекающее из уравнения Пуассона. Среднее значение первой производной $\frac{\partial \varphi}{\partial x}$ на участке 1–0 приближенно равно:

$$\left(\frac{\Delta \varphi}{\Delta x} \right)_{1-0} = \frac{\varphi_1 - \varphi_0}{b};$$

на участке 0–2 равно:

$$\left(\frac{\Delta \varphi}{\Delta x} \right)_{0-2} = \frac{\varphi_0 - \varphi_2}{b}.$$

Вторая производная $\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2}$ в точке 0 приближенно равна разности средних значений первых производных $\frac{\partial \varphi}{\partial x}$ на участках $1-0$ и $0-2$, отнесенной к расстоянию b между серединами отрезков $1-0$ и $0-2$:

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} \approx \frac{\Delta^2 \varphi}{\Delta x^2} = \frac{\left(\frac{\Delta \varphi}{\Delta x}\right)_{1-0} - \left(\frac{\Delta \varphi}{\Delta x}\right)_{0-2}}{b} = \frac{\frac{\varphi_1 - \varphi_0}{b} - \frac{\varphi_0 - \varphi_2}{b}}{b} = \frac{\varphi_1 + \varphi_2 - 2\varphi_0}{b^2}.$$

Аналогично:

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} \approx \frac{\varphi_3 + \varphi_4 - 2\varphi_0}{b^2}.$$

Запишем уравнение Пуассона для двумерного электростатического поля:

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} = -\frac{\rho_{\text{своб}}}{\epsilon_a},$$

где $\rho_{\text{своб}}$ – свободный заряд в точке 0 .

Подставим в уравнение Пуассона приближенные выражения для $\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2}$ и $\frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2}$. Получим:

$$\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 - 4\varphi_0 = -\frac{\rho_{\text{своб}}}{\epsilon_a} b^2. \quad (1.89)$$

Если поле описывается уравнением Лапласа, то $\rho_{\text{своб}} = 0$ и

$$\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 - 4\varphi_0 = 0. \quad (1.90)$$

Уравнения (1.89) и (1.90) определяют связь между потенциалами квадратной сетки и являются основными в методе меток. Чем меньше шаг сетки b , тем меньше погрешность от замены уравнений Пуассона или Лапласа соответственно уравнениями (1.89) или (1.90).

При расчете по методу сеток применяют не только квадратные, но и иные сетки, например полярные. Для них имеются формулы в конечных разностях, в общем случае отличные от формул (1.89) и (1.90).

Допустим, что двумерное поле, подчиняющееся уравнению Лапласа, ограничено некоторыми поверхностями и известны значения производной от потенциала по нормали к каждой граничной поверхности во всех точках (задача Неймана). Возможны и комбинированные типы задач, когда для одной части граничных поверхностей известны значения потенциалов, а для другой – значения нормальной производной от потенциала. Требуется найти значения потенциалов прямоугольной сетки этого поля. Последовательность расчета проиллюстрируем на примере расчета поля, образованного двумя параллельными прямыми углами рисунок 1.22, б.

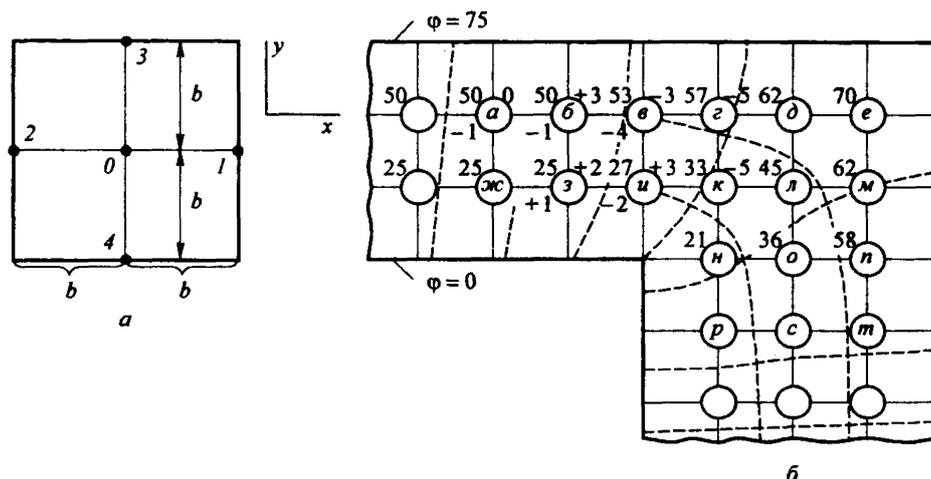


Рисунок 1.22 – Иллюстрация к методу сеток

В месте поворота расстояние между параллельными сторонами угла изменяется. Потенциал верхней границы положим равным 75 единицам, нижней – нулю. Будем полагать, что объемные заряды отсутствуют.

1. Тонкими сплошными линиями нанесем квадратную сетку. Обозначим узлы получившихся квадратов буквами $a, б, в, \dots$ (расположены в кружках).

2. Произвольно выберем значения потенциалов узлов $a, б, в, \dots$. Объем дальнейшей вычислительной работы в значительной мере зависит от того, насколько близко к действительному выбрано первоначальное распределение потенциала. Поэтому следует стремиться к возможно более правдоподобию первоначальному распределению потенциала.

Для этой цели нанесем на рисунке 1.22, б приближенную картину силовых и эквипотенциальных линий и, руководствуясь ею, запишем начальные значения потенциалов узлов (цифры слева и сверху у каждого узла).

3. Для каждого узла находим остаток в формуле (1.90). Так, для точки $б$ остаток $53 + 50 + 75 + 25 - 4 \cdot 50 = 3$. Записываем значение остатка в правом верхнем углу у каждого узла.

4. Поскольку в каждом узле остаток должен быть равен нулю, то дальнейший и наиболее трудоемкий этап расчета состоит в таком изменении потенциалов узлов, чтобы остатки во всех узлах не превышали некоторого заданного значения (скажем, 1 или 2). Поэтому в одной из точек с наибольшим значением остатка изменяем потенциал приблизительно на $1/4$ от остатка (в рассматриваемом случае в точке $б$ уменьшаем потенциал на единицу и затем пересчитываем остатки во всех остальных узлах). Вновь полученные остатки записываем в левом нижнем углу у каждого узла (на рисунке 1.22, б они выписаны не для всех узлов). Такая операция выполняется несколько раз до тех пор, пока все остатки не станут равны или меньше заданного значения. Процесс является сходящимся. При расчетах используют электронные вычислительные машины (ЭВМ).

Метод применим для магнитных и электрических полей, линейных и нелинейных сред, неизменных и изменяющихся во времени полей.

Метод конечных элементов (МКЭ). Это метод расчета полей в некоторой области G , основанный на представлении данной области в виде совокупности подобластей – конечных элементов (например, для двухмерных полей подобласти это треугольники, для трехмерных – тетраэды), в аппроксимации искомой функции, например потенциала φ , в каждом из этих элементов в функции координат, в составлении выражения для энергии поля всей области через потенциалы φ_k фиксированных точек (узлов) этих элементов и в получении системы алгебраических уравнений относительно φ путем минимизации выражения для энергии поля [2].

Ниже рассмотрены основные этапы расчета этим методом, когда задано распределение потенциала на границе области G (задача Дирихле). В качестве примера на рисунке 1.23, *a* изображена двухмерная область G и ее разбиение на треугольники. Подобласти пронумерованы римскими цифрами, всего областей M (для рисунка 1.23, *a* $M = 9$). Текущий номер области в дальнейшем будет обозначаться e . Узлы элементов обозначены арабскими цифрами. Полное число узлов во всей области K (для рисунка 1.23, *a* $K = 10$). На рисунке 1.23, *б* изображен один из конечных элементов области G . Его вершины i, j, r имеют координаты $i(x_i, y_i)$, $j(x_j, y_j)$ и $r(x_r, y_r)$ и потенциалы $\varphi_i, \varphi_j, \varphi_r$.

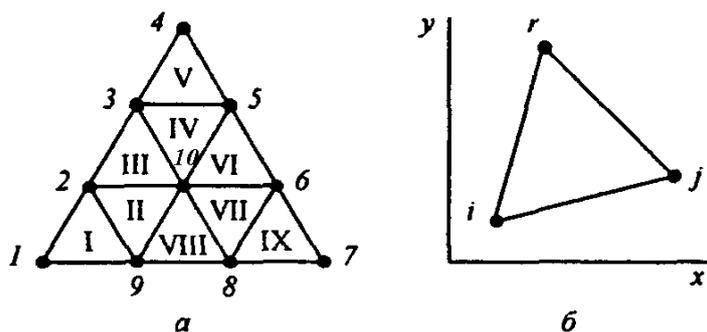


Рисунок 1.23 – Иллюстрация к методу конечных элементов

Полагаем, что текущий потенциал φ в каждом двухмерном конечном элементе может быть аппроксимирован как функция координат x, y .

При линейной аппроксимации:

$$\varphi = \alpha_1 + \alpha_2 x + \alpha_3 y. \quad (1.91)$$

При квадратичной:

$$\varphi = \alpha_1 + \alpha_2 x + \alpha_3 y + \alpha_4 x^2 + \alpha_5 xy + \alpha_6 y^2.$$

Существуют и другие виды аппроксимаций, например кубическая, но для рассмотрения основ метода воспользуемся линейной. Подставим в (1.91) координаты узлов i, j, r :

$$\begin{cases} \varphi_i = \alpha_1 + \alpha_2 x_i + \alpha_3 y_i, \\ \varphi_j = \alpha_1 + \alpha_2 x_j + \alpha_3 y_j, \\ \varphi_r = \alpha_1 + \alpha_2 x_r + \alpha_3 y_r. \end{cases} \quad (1.92)$$

Из (1.92) определим:

$$\alpha_1 = \frac{1}{\Delta} a_i \varphi_i + a_j \varphi_j + a_r \varphi_r, \quad (1.93)$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{\Delta} b_i \varphi_i + b_j \varphi_j + b_r \varphi_r, \quad (1.94)$$

$$\alpha_3 = \frac{1}{\Delta} c_i \varphi_i + c_j \varphi_j + c_r \varphi_r. \quad (1.95)$$

Здесь:

$$\begin{aligned} a_i &= x_j y_r - x_r y_j, & a_j &= x_r y_i - x_i y_r, & a_r &= x_i y_j - x_j y_i; \\ b_i &= y_j - y_r, & b_j &= y_r - y_i, & b_r &= y_i - y_j; \\ c_i &= x_r - x_j, & c_j &= x_i - x_r, & c_r &= x_j - x_i; \end{aligned}$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} 1 & x_i & y_i \\ 1 & x_j & y_j \\ 1 & x_r & y_r \end{vmatrix} = 2S_e,$$

где S_e – площадь треугольного элемента.

Подставим (1.93) – (1.95) в (1.91) и сгруппируем слагаемые с $\varphi_i, \varphi_j, \varphi_r$:

$$\varphi = N_i \varphi_i + N_j \varphi_j + N_r \varphi_r, \quad (1.96)$$

где

$$\begin{cases} N_i = \frac{1}{2S_e} a_i + b_i x + c_i y, \\ N_j = \frac{1}{2S_e} a_j + b_j x + c_j y, \\ N_r = \frac{1}{2S_e} a_r + b_r x + c_r y. \end{cases}$$

Коэффициенты N_i, N_j, N_r называют функциями формы. Свойства их таковы: N_i в узле i равно 1, а в узлах j и r равно нулю. Аналогично N_j в j равно 1, а в узлах i и r равно нулю; $N_r = 1$ в узле r и равно нулю в узлах i и j .

Покажем, например, что N_i в узле i равно 1:

$$N_i = \frac{1}{2S_e} a_i + b_i x + c_i y = \frac{1}{2S_e} x_j y_r - x_r y_j + x_i y_j - x_i y_r + x_r y_i - x_j y_i = 1.$$

Далее пользуемся матричной формой записи. Обозначим:

$$[\varphi] = [\varphi_i \quad \varphi_j \quad \varphi_r]^T;$$

$$[\alpha] = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \alpha_3]^T;$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & x_i & y_i \\ 1 & x_j & y_j \\ 1 & x_r & y_r \end{bmatrix};$$

$$[N] = [N_i \quad N_j \quad N_r]^T;$$

$$[R] = [1 \quad x \quad y].$$

Тогда вместо (1.92) будет:

$$[\varphi] = [C][\alpha].$$

Вместо (1.93) – (1.95) будет:

$$[\alpha] = [C]^{-1}[\varphi],$$

где

$$C^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & x_i & y_i \\ 1 & x_j & y_j \\ 1 & x_r & y_r \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} a_i & a_j & a_r \\ b_i & b_j & b_r \\ c_i & c_j & c_r \end{bmatrix}.$$

Вместо (1.96):

$$\varphi = N \quad \varphi = \frac{1}{2S_e} R C^{-1} \varphi. \quad (1.97)$$

Из (1.97) следует:

$$N = \frac{1}{2S_e} R C^{-1}.$$

Электрическое поле в общем случае в трехмерной однородной и изотропной области G в объеме V с внесенными в эту область объемными зарядами ρ обладает энергией:

$$W_{\text{э}} = \int_V \frac{\varepsilon_a E^2}{2} dV - \int_V \rho \varphi dV.$$

Первое слагаемое – энергия поля в той части объема G , которая не занята объемными зарядами. Второе слагаемое обусловлено работой источников поля на перенос зарядов ρ из точек с нулевым потенциалом в рассматриваемые точки поля с потенциалом φ .

Если учесть, что:

$$\vec{E} = \vec{x}_0 E_x + \vec{y}_0 E_y + \vec{z}_0 E_z \quad \text{и} \quad E^2 = \left(\frac{\partial \varphi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial y} \right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial z} \right)^2,$$

то

$$W_{\text{э}} = \int_V \frac{\varepsilon_a}{2} \left[\left(\frac{\partial \varphi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial y} \right)^2 + \left(\frac{\partial \varphi}{\partial z} \right)^2 \right] dV - \int_V \rho \varphi dV = \int_V f \left(x, y, z, \frac{\partial \varphi}{\partial x}, \frac{\partial \varphi}{\partial y}, \frac{\partial \varphi}{\partial z}, \varphi \right) dV. \quad (1.98)$$

Энергию $W_{\text{э}}$ можно рассматривать как некоторый функционал. Чтобы он принимал минимальное значение, его подинтегральная функция f должна в соответствии с методом Ритца [4] удовлетворять уравнению:

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[\frac{\partial f}{\partial \left(\frac{\partial \varphi}{\partial x} \right)} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{\partial f}{\partial \left(\frac{\partial \varphi}{\partial y} \right)} \right] + \frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{\partial f}{\partial \left(\frac{\partial \varphi}{\partial z} \right)} \right] - \frac{\partial f}{\partial \varphi} = 0. \quad (1.99)$$

Но

$$\frac{\partial f}{\partial \left(\frac{\partial \varphi}{\partial x} \right)} = \varepsilon_a \frac{\partial \varphi}{\partial x}, \quad \frac{\partial f}{\partial \left(\frac{\partial \varphi}{\partial y} \right)} = \varepsilon_a \frac{\partial \varphi}{\partial y}, \quad \frac{\partial f}{\partial \left(\frac{\partial \varphi}{\partial z} \right)} = \varepsilon_a \frac{\partial \varphi}{\partial z}, \quad \frac{\partial f}{\partial \varphi} = \rho.$$

Подставим частные производные f в уравнение (1.99). Получим уравнение:

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} = \frac{\rho}{\varepsilon_a}. \quad (1.100)$$

Таким образом, определение φ , исходя из минимизации функционала $W_{\mathfrak{D}}$ (1.98), эквивалентно решению уравнения (1.100) для области G при заданных граничных условиях для φ .

В соответствии с уравнением (1.97) внутри каждого (конечного) e -элемента (e – номер подобласти, а не показатель степени) имеем:

$$\varphi^e = [N^e][\varphi].$$

У текущего e -элемента номера узлов входят в интервал $1, \dots, K$. Поэтому:

$$[N^e] = [N_1^e, N_2^e, \dots, N_k^e]; \quad (1.101)$$

$$[\varphi] = [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_k]^T.$$

Энергия поля в объеме V для однородного и изотропного диэлектрика:

$$W_{\mathfrak{D}} = \int_V \frac{1}{2} \mathbf{g}^T \varepsilon_a \mathbf{1} \mathbf{g} - 2\varphi \rho \, dV. \quad (1.102)$$

Здесь

$$\mathbf{g}^T = \left[\frac{\partial \varphi}{\partial x}, \frac{\partial \varphi}{\partial y}, \frac{\partial \varphi}{\partial z} \right]; \quad (1.103)$$

$$\mathbf{1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Интеграл в (1.102) представим в виде суммы интегралов по всем e -элементам ($1, \dots, M$):

$$W_{\mathfrak{D}} = \sum_{e=1}^M \int_{V^e} \frac{1}{2} [\mathbf{g}^e]^T \varepsilon_a \mathbf{1} [\mathbf{g}^e] - 2\varphi^e \rho \, dV = \sum_{e=1}^M F^e.$$

Имея в виду (1.101) и (1.103), а также то, что у текущего e -элемента номера узлов вписываются в интервал от 1 до K , получаем:

$$[g^e] = \begin{bmatrix} \frac{\partial \varphi^e}{\partial x} \\ \frac{\partial \varphi^e}{\partial y} \\ \frac{\partial \varphi^e}{\partial z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial N_1^e}{\partial x} & \frac{\partial N_2^e}{\partial x} & \dots & \frac{\partial N_k^e}{\partial x} \\ \frac{\partial N_1^e}{\partial y} & \frac{\partial N_2^e}{\partial y} & \dots & \frac{\partial N_k^e}{\partial y} \\ \frac{\partial N_1^e}{\partial z} & \frac{\partial N_2^e}{\partial z} & \dots & \frac{\partial N_k^e}{\partial z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \dots \\ \varphi_k \end{bmatrix} = [B^e] \varphi, \quad (1.104)$$

где

$$[B^e] = \begin{bmatrix} \frac{\partial N_1^e}{\partial x} & \frac{\partial N_2^e}{\partial x} & \dots & \frac{\partial N_k^e}{\partial x} \\ \frac{\partial N_1^e}{\partial y} & \frac{\partial N_2^e}{\partial y} & \dots & \frac{\partial N_k^e}{\partial y} \\ \frac{\partial N_1^e}{\partial z} & \frac{\partial N_2^e}{\partial z} & \dots & \frac{\partial N_k^e}{\partial z} \end{bmatrix}.$$

Заметим, что:

$$[g^e]^T = [\varphi]^T [B^e]^T. \quad (1.105)$$

Запишем выражение для энергии, запасенной в одном e -элементе с учетом формул (1.104) и (1.105):

$$F^e = \int_{V^e} \frac{1}{2} \varphi^T [B^e]^T \varepsilon_a 1 [B^e] \varphi dV - \int_{V^e} \rho [N^e] \varphi dV. \quad (1.106)$$

Из (1.106) следует, что F^e является функцией $[\varphi]$. Для того чтобы минимизировать F^e , надо приравнять нулю производную $\frac{\partial F^e}{\partial \varphi}$. Так как

$[B^e]^T \varepsilon_a 1 [B^e] = [A]$ является симметричной матрицей (у которой $a_{ij} = a_{ji}$), то по правилам матричного дифференцирования (см., например, [4]) имеем:

$$\frac{\partial \varphi^T A \varphi}{\partial \varphi} = 2 A \varphi; \quad \frac{\partial [N^e] \varphi}{\partial \varphi} = [N^e]^T.$$

Таким образом, условие $\frac{\partial F^e}{\partial \varphi}$ для одного e -элемента приводит к уравнению:

$$\left\{ \int_{V^e} [B^e]^T \varepsilon_a 1 [B^e] dV \right\} \varphi - \int_{V^e} \rho [N^e]^T dV = 0,$$

а для всех M конечных элементов получим совокупность уравнений:

$$\sum_{e=1}^M [K^e] \varphi = \sum_{e=1}^M \rho [N^e]^T dV. \quad (1.107)$$

Здесь

$$[K^e] = \int_{V^e} [B^e]^T \varepsilon_a 1 [B^e] dV.$$

Выражение $\sum_{e=1}^M [K^e] \varphi$ называют глобальной матрицей системы, а $\sum_{e=1}^M \rho [N^e]^T dV$ – глобальным вектором внешних воздействий.

При практическом решении уравнений (1.107) будет получена система из K алгебраических уравнений относительно потенциалов всех узловых точек всех конечных элементов.

Метод конечных элементов справедлив для электрических и магнитных полей, изотропных и анизотропных сред.

Известны также другие численные методы расчета электромагнитных полей. *Метод интегральных преобразований (метод вторичных источников)* представляет собой метод расчета магнитных и электрических полей, основанный на введении вторичных источников и состоящий в сведении задачи к интегральным уравнениям и их численном решении на ЭВМ. В основе его математического алгоритма лежит интегральное уравнение Фредгольма второго рода [2]. *Метод Монте-Карло* применяется в случаях, когда значения потенциала в некоторой наперед заданной области необходимо найти, не определяя предварительно значений потенциала во всех остальных узлах сетки. Такой метод чрезвычайно эффективен, когда нас интересует более подробно распределение потенциала лишь в некоторой подобласти. При этом никаких особых требований к объему оперативной памяти ЭВМ не предъявляется [5].

1.6 Современные пакеты прикладных программ расчета электромагнитных полей на ЭВМ

Разработка пакетов прикладных программ, предназначенных для расчета электромагнитных полей, началась еще в 60-е годы XX века, и степень ее интенсивности возрастала по мере развития теории сверхвысокочастотной (СВЧ) электроники и совершенствования вычислительной техники. В последнее время все чаще пакеты прикладных программ указанного назначения интегрируются в *системы автоматизированного проектирования (САПР) СВЧ-устройств*.

Относящаяся к высшим информационным технологиям область САПР СВЧ интенсивно развивается за рубежом и частично в странах СНГ. Развитие идет в направлении улучшения сервиса, разработки новых вариантов программных средств, обеспечивающих большие функциональные возможности, более высокую точность и быстродействие, а также в направлении более углубленной проработки теоретических основ САПР. Значительные результа-

ты за рубежом достигнуты в области разработки моделей СВЧ-элементов (в частности, моделей СВЧ-транзисторов и диодов).

Рассмотрим подробно некоторые программные продукты для проектирования и моделирования электронных устройств, работающих в радио- и микроволновом диапазонах.

Многофункциональная система проектирования HFSS.

Многофункциональная автоматизированная система *HFSS (High Frequency Structure Simulator)* фирмы *Ansoft Corporation* (www.ansoft.com) – одна из базовых коммерческих программ электромагнитного моделирования, широко используемая в настоящее время в практике проектирования радиоэлектронных устройств в большинстве крупных high-tech компаний во всем мире.

В хронологическом плане первой получила распространение версия *HFSS*, разработанная компанией *Hewlett Packard* (позже *Agilent*). За ней и параллельно с ней последовали версии программы, разработанные фирмой *Ansoft*. Фирма *Ansoft* – правопреемница программы *HFSS* – включила в нее ряд нововведений, благодаря чему в настоящее время эти версии, в частности последняя (на момент написания) версия 11, приобрели большую популярность среди проектировщиков СВЧ устройств.

Большие возможности открываются при использовании *Ansoft HFSS*, в частности, для проектирования сложных антенн, включая антенные решетки. В настоящее время высокая точность расчетов методом конечных элементов, который лежит в основе *HFSS*, доказана для сложных волноводных конструкций. Метод конечных элементов в системе *HFSS* можно эффективно применять также при исследовании микроволновых линий передач, радиочастотных фильтров и трехмерных структур со специфическими характеристиками, ферритов. *HFSS* автоматически выполняет расчет полей, характеристик входов, *s*-параметров.

Программа *Ansoft HFSS*, дополнительно к численному методу, содержит аналитические методы, реализованные с помощью так называемых макросов, т.е. внутренних функций, рассчитываемых и реализованных в отдельных подпрограммах. Кроме этого, в программе *Ansoft HFSS* по сравнению с *Hewlett Packard HFSS* добавлены идеальный согласованный слой и периодические граничные условия, а также более мощная постпроцессорная обработка.

Семейство программных продуктов MMICAD.

Система *MMICAD (Monolithic and Microwave Integrated Circuit Analysis and Design)* фирмы *Optotek* (www.optotek.com) – универсальный программный продукт для точного анализа электронных схем и приборного моделирования с целью эффективного проектирования, а также высокопродуктивного и доступного производства высокочастотных (ВЧ) и СВЧ устройств. Начиная с 1989 года, система *MMICAD* широко используется во всем мире как радиотехническими, оборонными, аэрокосмическими предприятиями, так и научно-исследовательскими институтами, университетами и отдельными экспертами.

MMICAD является мощным современным инструментом проектирования СВЧ схем. *MMICAD* имеет более 250 встроенных моделей, большинство из которых СВЧ-элементы, достоверные до частоты 30 ГГц. Имеется возможность создавать собственные модели, без дополнительного программирования. Имеются три различных метода оптимизации; целевые функции и весовые коэффициенты могут задаваться пользователем. На всех этапах проектирования выдаются сообщения об ошибках; таким образом, *MMICAD* управляет действиями проектировщика. *MMICAD* позволяет описывать структуру и топологию схемы как на обычном языке, редактируемом с клавиатуры, так в схематическом (топологическом) редакторе схем.

Одной из уникальных возможностей *MMICAD* является оптимизация СВЧ схем по заданным критериям качества. Во время подстройки или оптимизации схемы пользователь в любой момент можете вернуться к исходным данным. *MMICAD* позволяет абсолютное и процентное изменение параметров схемы. Подстройка максимально удобна для пользователя и приближена к настройке реальной схемы в реальном масштабе времени.

В семейство программных продуктов *MMICAD* входят:

- а) *MMICAD Version 3* – линейный анализатор;
- б) *MMICAD Schematic* – модуль, при помощи которого осуществляется ввод принципиальных схем (двунаправленный);
- в) *MMICAD Layout* – модуль, при помощи которого осуществляется компоновка/трассировка (двунаправленная);
- г) *MMICAD Waveform* – нелинейный анализатор во временной области;
- д) *CAMFET* – сбор информации и малосигнальный анализ схем с полевыми транзисторами;
- е) *LASIMO* – модуль сбора информации и моделирования схем с полевыми транзисторами с затвором Шоттки в режимах большого и малого сигналов.

Возможны различные комбинации рассмотренных модулей.

MMICAD работает со следующими элементами электронных схем: сосредоточенные *RLC*-элементы; независимые и управляемые источники ЭДС и тока; нелинейные *SPICE*-модели диодов; модели арсенид-галлиевых полевых транзисторов (*GaAsFET*), полевых транзисторов с затвором Шоттки (*MESFET*), транзисторов с высокой подвижностью электронов (*HEMT*) для моделирования ВЧ устройств.

Система *MMICAD* является наиболее перспективной для внедрения в учебный процесс, поскольку она в рамках одного интерфейса позволяет провести сквозной цикл проектирования интегральных микросхем (ИС) СВЧ.

Система *Microwave Office*.

В 1998 году компания *Applied Wave Research (AWR)* (www.appwave.com) выпустила на мировой рынок САПР СВЧ устройств мощное интегрированное решение *Microwave Office*, которое значительно потеснило позиции ближайших конкурентов: *Ansoft HFSS* и *Agilent ADS*.

Система *Microwave Office* предлагает мощные средства электромагнитного анализа планарных структур, разработки и моделирования линейных и нелинейных схем, редактирования топологии и электромагнитного анализа. Система обладает обширной библиотекой, которая предназначена для выполнения анализа частотных характеристик методами гармонического баланса и рядов Вольтерра [6].

Большинство систем моделирования СВЧ техники было разработано в 70...80-х годах, и предназначались для работы в операционной системе UNIX. Адаптация этих систем под операционную систему Windows привела к низкой производительности, в то время как система *Microwave Office* изначально была написана на объектно-ориентированном языке C++.

Вычислительный модуль системы работает как в частотной, так и во временной областях, и выполняет следующие виды анализа линейных и нелинейных схем:

- одночастотный и многочастотный методы гармонического баланса для анализа нелинейных схем;
- анализ на основе рядов Вольтерра;
- конверсионно-матричный анализ;
- высокоскоростной метод линейного анализа и анализа шумов;
- анализ переходных процессов.

Традиционные реализации метода гармонического баланса других фирм-разработчиков были построены на базе алгоритма анализа низкочастотных (НЧ) аналоговых схем. В противоположность этому система *Microwave Office* была разработана исключительно для ВЧ и СВЧ приложений, что делает ее значительно быстрее всех существующих продуктов (фактически в реальном времени). В сравнении с ранними версиями в систему добавлены возможности нелинейного анализа автогенераторов и нелинейного шумового анализа, включая анализ фазовых шумов и шумов смесителей, а также анализ устойчивости нелинейных устройств.

Многие из возможностей *Microwave Office* недоступны в существующих системах моделирования. Например, применение рядов Вольтерра для анализа интермодуляционных искажений в слабо нелинейных схемах позволяет увеличить скорость моделирования в 10...100 раз по сравнению с методом гармонического баланса. Более того, анализ на основе рядов Вольтерра легко интегрируется с методом линейного анализа, что позволяет оптимизировать коэффициент шума и такие линейные характеристики, как коэффициент передачи и коэффициент стоячей волны одновременно с уровнем интермодуляционных составляющих.

Для анализа интермодуляции в смесителях *Microwave Office* использует изменяющиеся во времени ряды Вольтерра. Это единственно точный и реальный способ решить эту задачу. Однако многочастотный метод гармонического баланса не сдает своих позиций и *Microwave Office* поддерживает и его, но в отличие от других продуктов предлагает другое более быстрое решение.

Линейный, нелинейный и шумовой методы анализа реализуются в *Microwave Office* чрезвычайно эффективно. Высокая скорость здесь является следствием объектно-ориентированного подхода, а также следствием того, что система уравнений формируется непосредственно из схематического представления без дополнительного преобразования списка соединений схемы в файл.

В результате, пользователи имеют возможность настраивать и оптимизировать параметры схем в режиме реального времени. Это – одна из наиболее примечательных способностей *Microwave Office*. Простым щелчком мыши можно изменить, например, длину шлейфа, а затем наблюдать изменение характеристик схемы на диаграмме Смита или прямоугольных графиках в декартовой системе координат.

Система *Microwave Office* предлагает мощные средства симуляции, включающие самые быстрые средства нелинейного моделирования и анализа в частотной и временной областях методами гармонического баланса и средства *HSPICE*-моделирования от компании *Synopsys*, признанные в мировой промышленности, а также средства трехмерного электромагнитного анализа планарных антенн, высокоскоростных цифровых печатных плат (ПП), монолитных и ВЧ микросхем. В результате взаимодействия компаний *Applied Wave Research* и *Synopsys* стала возможной разработка новых моделей, библиотек элементов и измерений, использующих анализ во временной области. Доступные ранее только для анализа в частотной области модели микрополосковых и щелевых линий теперь можно будет использовать как стандартные *SPICE* элементы.

Аналогичным образом стали поддерживаться элементы, описанные матрицами *S*-параметров. Библиотеки элементов включают свыше 500 моделей сосредоточенных и распределенных элементов, а также свыше 150 тысяч компонентов различных фирм-производителей. Сюда входят полосковые, микрополосковые и компланарные, активные и пассивные, различные стандартные подложки (например, компании *Rogers*), а также многие другие распределенные элементы, используемые для построения ВЧ схем.

Система проектирования ADS.

Отделившись от компании *Hewlett-Packard* в 1999 году, компания *Agilent Technologies* (www.agilent.com) продолжает поддерживать тесную связь и следовать ее традициям. Она ведет свою деятельность в важнейших областях техники, формирующих облик современного мира, в первую очередь в сфере коммуникаций и электроники. Заводы *Agilent Technologies* расположены более чем в 30 странах мира, включая США, Китай, Германию, Японию, Малайзию, Сингапур, Австралию, Великобританию. Благодаря лидирующим позициям, занимаемым в мире компанией *Agilent Technologies*, измерительными приборами и программным обеспечением ее производства пользуются специалисты из более чем 110 стран мира.

Система проектирования *ADS (Advanced Design System)* – программное обеспечение автоматизации проектирования РЭА, разработанное компанией

Agilent Technologies. ADS позволяет ускорить проектирование РЭА и сократить время выхода продукции на рынок потенциальных потребителей РЭА.

ADS – первая индустриальная САПР РЭА, которая предоставляет интегрированную сквозную технологию разработки систем связи, например: сотовых и портативных телефонов, пейджеров, беспроводных информационных систем, радаров и спутниковых систем связи.

В настоящий момент *Agilent Technologies* предоставляет возможность проектирования полного комплекта оборудования систем связи: от ПП и электромагнитных симуляторов до синтеза и физического проектирования цифровых сигнальных процессоров – и все в полностью интегрированной единой вычислительной среде.

Возможности и преимущества:

- ADS позволяет моделировать и проверять работоспособность цифровых сигнальных процессоров (DSP-процессоров), ИС, ПП, ВЧ-СВЧ аппаратуры и электромагнитных элементов еще до изготовления дорогостоящих образцов-прототипов;

- ADS позволяет проводить совместное одновременное моделирование ИС и DSP-процессоров для устранения рассогласования в работе и ускорения времени разработки;

- ADS предоставляет новый значительно улучшенный инструмент – симулятор гармонического баланса, работающий быстрее конкурентных продуктов и требующий меньше ресурсы оперативной памяти компьютера;

- ADS предлагает расширенные возможности для подключения измерительного оборудования фирмы *Hewlett-Packard*.

В системе ADS предусмотрена работа с библиотеками электронных компонентов, содержащими более 90000 наименований, и интерфейсы с САПР СВЧ других производителей.

Фирма *Agilent Technologies* предлагает также на российском рынке программное обеспечение *HFSS (High-Frequency Structure Simulator)* для электромагнитного моделирования пассивных 3D-элементов произвольной формы. Заметим, что *Agilent HFSS* представляет собой отдельную технологию и не входит в состав ADS. *Agilent HFSS* имеет следующие возможности:

- моделирование методом конечных элементов, которое выполняется быстрее и требует меньше ресурсы оперативной памяти персонального компьютера по сравнению с предыдущими версиями программного продукта;

- обмен данными о трехмерной геометрии объектов проектирования с распространенными системами трехмерного твердотельного моделирования, например *AutoCAD, SolidWorks* и др.;

- библиотека твердотельных элементов, которая позволяет создавать структуры сложной формы;

- анализ прохождения электромагнитных волн по сложным распределенным структурам и 3D-моделирование диаграммы направленности антенных устройств;

- неограниченное количество отмены проведенных операций и гибкое 3D-панорамирование и масштабирование изображения, что позволяет сократить время проектирования и исключить ошибки.

Система *Sonnet*.

Система *Sonnet Suite* фирмы *Sonnet Software* (www.sonnetsoftware.com) это программное обеспечение для моделирования планарных СВЧ устройств. В частности, пакет программ *Sonnet Suites* предназначен для электромагнитного моделирования планарных СВЧ структур: полосковых и микрополосковых линий, компланарных волноводов, одно- и многослойных ПП, включающих переходные отверстия различных конфигураций, вертикальных микрополосковых линий, а также антенн.

Пакет выполняет анализ на основе метода моментов (упрощенная разновидность метода конечных элементов) и учитывает все возможные физические эффекты, такие как, паразитные связи, резонансы и присутствие корпуса. Проект может содержать произвольную комбинацию диэлектрических и металлических слоев из различных материалов.

Последняя (на момент написания) версия 11 системы *Sonnet Suites* характеризуется следующими особенностями:

- наличие со-калиброванных портов – идеально калиброванных внутренних портов, позволяющих точно описать близко расположенные точки включения в электромагнитную структуру внешних моделей активных и пассивных компонентов;

- наличие «компонентов» – объектов в электромагнитной структуре, включающих модели внешних элементов для поверхностного монтажа (SMD элементов);

- поддержка 64-разрядных Windows и Linux платформ, что позволяет снять большинство проблем, связанных с размером моделируемой структуры;

- увеличенная общая производительность вычислительного модуля электромагнитного поля. Пользователи аппаратных платформ на базе последних моделей процессоров *Intel* и *AMD* получили 40% прирост производительности по сравнению с версией 10;

- эффективный интерфейс связи с системой проектирования СВЧ устройств *Agilent ADS*;

- эффективный интерфейс связи с системой проектирования СВЧ устройств *AWR Microwave Office*. Введена поддержка металлических слоев ненулевой толщины, а также генерация *AWR X*-моделей и блоков экстракции параметров;

- улучшенные средства отображения рассчитанных характеристик.

Наиболее полная конфигурация пакета *Sonnet Suite* под названием *Professional* имеет неограниченное число параметров оптимизации, встроенную базу данных диэлектриков, технологию конформного разбиения и возможность автоматической декомпозиции структуры.

Система *APLAC*.

Программа *APLAC* (www.aplac.com) была разработана в 1988 г. профессором Хельсинкского университета Мартти Валтоненом, а затем доработана сотрудниками лаборатории теории цепей этого университета совместно со специалистами *Nokia Research Center* и *Nokia Mobile Phones*. Она предназначена для проектирования и моделирования электрических схем и систем во временной и частотной областях. В состав этих схем и систем могут входить как цифровые, так и аналоговые компоненты, в том числе устройства диапазона СВЧ. Выполняются следующие виды расчетов: режим по постоянному току, частотные характеристики, спектральная плотность и коэффициент шума, чувствительность и параметрическая оптимизация, переходные процессы, спектры сигналов, анализ периодических режимов, статистический анализ по методу Монте-Карло. Еще одна важная особенность *APLAC* – наличие большого набора библиотек элементов принципиальных схем и отдельных блоков, применяемых в аналоговых и цифровых системах связи. По своему функциональному составу эти библиотеки превосходят библиотеки других систем. Кроме того, в состав *APLAC* входит подпрограмма расчета трехмерных электромагнитных полей микрополосковых конструкций и других устройств диапазона СВЧ. Имеется возможность ввода результатов измерений и вывода управляющих сигналов с помощью интерфейсных плат стандарта IEEE-488, как в системе *LabView*.

Прежде всего, программный продукт *APLAC* зарекомендовал себя как высококачественный инструмент, предназначенный для моделирования линейных и нелинейных СВЧ схем. Самым главным пользователем данного продукта является компания *Nokia*, мировой лидер по производству сотовых телефонов и других беспроводных устройств связи. Технологии и алгоритмы пакета *APLAC* использовались для разработки почти трети всех СВЧ ИС для сотовых телефонов в мире.

В 2005 году компания *AWR* (разработчик системы *Microwave Office*) объявила о слиянии с фирмой *APLAC*. Заметим, что после слияния компаний *AWR* и *APLAC* в пакет *Microwave Office* была добавлена реализация метода гармонического баланса из пакета *APLAC*. Интеграция прочих программных разработок компании *APLAC* в среду проектирования *AWR* дает возможность более полного удовлетворения запросов пользователей. С одной стороны, продукт *APLAC* имеет высококачественное вычислительное ядро, использующее метод гармонического баланса. С другой стороны, пользователи *APLAC* получают доступ к средствам электромагнитного моделирования *AWR* и третьих фирм.

Вывод результатов в системе *APLAC* выполняется в одной из заданных пользователем форм:

- функция от параметров цепи, времени, частоты или температуры;
- в прямоугольной системе координат (возможно трехмерной);
- в полярной системе координат;
- в виде диаграмм Смита.

APLAC располагает набором оптимизирующих методов: градиентным, минимаксным, статистическим, ручной оптимизацией и др.

Программа *AppCad*.

Программа *AppCad* фирмы *Agilent Technologies* (www.agilent.com) предназначена для быстрых инженерных расчетов изделий ВЧ- и СВЧ-диапазонов, от схем с дискретными диодами и транзисторами до СВЧ ИС. Программный продукт работает в диалоговом режиме и позволяет рассчитывать:

- смещенные током и напряжением ИС;
- схемы с диодами Шоттки в режимах большого и малого сигналов;
- коэффициент усиления усилителей;
- коэффициенты передачи и отражения линий;
- десять типов линий;
- цепи смещения биполярных транзисторов, эмиттерную обратную связь и делители напряжения;
- надежность и тепловой режим.

Кроме рассмотренных выше программных продуктов существует большое количество других (иногда малоизвестных) пакетов прикладных программ для расчета электромагнитных полей.

Из перечисленных программных продуктов особо можно выделить наиболее перспективные, на наш взгляд, системы: *Ansoft HFSS*, *AWR Microwave Office* и *Agilent ADS*. Отмеченные программные продукты разработаны для решения практически одних и тех же задач и их возможности приблизительно одинаковы, тем не менее, каждая из них имеет свои положительные и отрицательные особенности.

Система *Ansoft HFSS* имеет хорошо развитый интерфейс. В состав ее включены некоторые модели, отсутствующие в других системах (например, модели волноводно-щелевых линий передачи). Однако по числу моделей транзисторов она уступает другим системам.

Система *AWR Microwave Office* характеризуется объектно-ориентированным подходом и более глубокой проработкой вопросов нелинейного анализа. Все это позволило повысить быстродействие, уменьшить время на выполнение задач моделирования, расширить область применения подстройки параметров в процессе моделирования и, тем самым, упростить ее эксплуатацию. Обеспечиваемый фирмой *AWR* более свободный доступ к ознакомлению с системой *Microwave Office*, а также отсутствие высоких требований к вычислительной технике и относительно невысокая ее стоимость делают предпочтительным использование этой системы, особенно на начальных этапах внедрения технологии САПР.

Система *Agilent ADS* представляется наиболее развитой, обладающей большим числом моделей СВЧ-транзисторов и диодов, и наиболее адаптированной к измерительной технике. В то же время она является достаточно сложной и при ее освоении рядовым инженером могут встретиться определенные трудности. Кроме того, при ее эксплуатации предъявляются повы-

шенные требования к вычислительной технике, а ее стоимость существенно выше стоимости других систем.

В ряде случаев между упомянутыми выше системами обеспечивается интерфейс, что дает возможность во время эксплуатации одной системы использовать при необходимости положительные особенности другой системы. Современные САПР СВЧ являются дорогостоящими. Цена зарубежной САПР составляет в среднем несколько десятков тысяч долларов. В то же время эти САПР являются многофункциональными, состоящими из отдельных блоков, управляемых в основном через единый интерфейс.

Совершенствование САПР СВЧ-устройств в странах СНГ, по существу, проводилась в тех же направлениях и на той же теоретической основе, что и на Западе. Тем не менее, при решении конкретных задач, а в ряде случаев и при разработке принципиальных вопросов было найдено немало оригинальных решений.

Наибольший вклад в разработку этих систем внесли научные школы и коллективы В.В.Никольского, Б.В.Сестрорецкого, В.Н.Ланцова и др. Многими другими ВУЗами и институтами разрабатывались свои, нередко узконаправленные системы достаточно высокого уровня. Тем не менее, в некоторых отношениях они уступали западным. Это, прежде всего, касается сервиса и наличия адекватных моделей полупроводниковых элементов.

2 ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ

2.1 Элементная база современных электронных устройств

Элементной базой современных электронных устройств являются активные элементы, пассивные дискретные электрорадиоэлементы (ЭРЭ) и функциональные устройства (ФУ), устройства функциональной электроники (УФЭ) и ИС, которые посредством электрических связей и механических соединений формируются в блоки, аппараты, системы.

Элементная база современных электронных устройств предназначена для генерирования, усиления или преобразования электромагнитных сигналов различных видов, а также для управления напряжениями и токами во внешних по отношению к элементной базе электрических цепях [7].

Физические принципы, используемые в элементной базе современных электронных устройств, основаны на взаимодействии свободных или связанных элементарных носителей электрических зарядов со статическими электрическими и магнитными полями или с переменными электромагнитными полями, включая поля атомов и молекул. Рабочей средой, в которой протекает это взаимодействие, может быть вакуум, газ или твердое тело (главным образом полупроводник). Соответственно различают вакуумную, газоразрядную и твердотельную элементную базу. Наиболее обширный класс твердотельной элементной базы составляют полупроводниковые приборы. К элементной базе в широком смысле относятся также функционально законченные устройства различных уровней интеграции, содержащие большое число связанных между собой субэлементов и субкомпонентов (диодов, транзисторов, резисторов, конденсаторов и т.д.), если их изготовление основано на приемах электронной технологии. Важнейшие из таких устройств – изделия микроэлектроники (ИС, микропроцессоры и пр.). К элементной базе относят также и другие приборы и интегральные устройства, работа в которых происходит с помощью взаимодействия связанных носителей электрического заряда с внешними полями – например, акустоэлектронные приборы. В зависимости от назначения элементная база подразделяется на генераторные, усилительные, преобразовательные, управляющие и др. Диапазон рабочих частот элементной базы простирается от нуля (постоянный ток) до частот рентгеновского участка спектра электромагнитных волн ($\sim 10^{17}$ Гц), значение рабочих мощностей – от уровня сверхмалых тепловых шумов до нескольких мегаватт [8].

Появление элементной базы электронных устройств связано с открытием электрона, различных видов электронной эмиссии, изобретением лампового диода и триода. В первой половине XX века разрабатывалась в основном электровакуумная элементная база – электронные лампы, рентгеновские трубки, фотоэлектронные приборы, – обеспечившие бурное развитие радио-

техники, автоматики, телемеханики и других областей науки и техники. Создание электровакуумной элементной базы СВЧ диапазона (магнетронов, клистронов и др.) сыграло решающую роль в развитии радиолокации. Одновременно с разработкой вакуумной элементной базы создавалась и совершенствовалась газоразрядная элементная база, например, тиратроны, используемые для формирования мощных импульсов электрического тока в устройствах импульсной техники. Дальнейшее развитие элементной базы шло по пути создания и все более широкого применения приборов полупроводниковой электроники (диодов, транзисторов, ИС, больших ИС, сверхбольших ИС, микропроцессоров) и квантовой электроники. Современная элементная база находит применение в устройствах связи, автоматики, вычислительной техники, энергетики, измерительной техники, в промышленности, медицинских и бытовых приборах и установках, аппаратуре для научных исследований и т.д.

В начале 90-х годов XX века в мировой электронике наметилась тенденция перехода с элементов навесного монтажа на элементы поверхностного монтажа (SMD-элементы). Отличительная особенность SMD-элементов – намного меньшие габариты, чем у их традиционных эквивалентов, монтируемых в отверстия. SMD-элементы непосредственно закрепляются на верхней или нижней (или обеих) сторонах ПП [9].

В настоящее время разработка элементов для технологии поверхностного монтажа (ТПМ) ведется по двум направлениям:

- доработка существующей элементной базы до требований ТПМ;
- разработка новых элементов.

Примером первого направления является доработка резисторов типа P1...P12 и конденсаторов K10...K17; второго – разработка новой элементной базы: переключателей, катушек индуктивности, реле и др.

Для полупроводниковых приборов и ИС переход к ТПМ осуществляется упаковкой кристаллов в корпуса, конструкция и материал которых удовлетворяет настоящей технологии (корпуса типов *SOT*, *SOIC*, *PLCC*, *SO* и др.).

Основными особенностями элементов для поверхностного монтажа являются:

- 1) малые габаритные размеры;
- 2) симметричное и точное расположение выводов или контактных площадок (поверхностей) относительно геометрического центра корпуса, что позволяет производить захват элемента вакуумной присоской (пинцетом), ориентировать его симметрично по осям X и Y в сборочных головках и устанавливать на ПП с совмещением выводов с припойными площадками знака места;
- 3) возможность применения групповой пайки общим нагревом;
- 4) отсутствие предварительной подготовки выводов (контактных площадок).

Безвыводные корпуса прямоугольной формы (рисунок 2.1, *a*) (типа *chip*), являются наиболее распространенным типом корпусов для поверхност-

ного монтажа пассивных элементов. Они различаются стоимостью, габаритными размерами, рабочим напряжением (или рассеиваемой мощностью) и материалом диэлектрика. Для указания геометрических размеров таких корпусов используется краткая форма обозначения, например, 1206 означает, что элемент имеет длину 0.12 дюйма (3.048 мм) и ширину 0.06 (1.524 мм). Большая часть чип-резисторов изготавливается методами толсто пленочной технологии. После лазерной подгонки (для получения требуемой величины сопротивления) и покрытия эпоксидным составом подложки разрезаются на отдельные чип-резисторы.

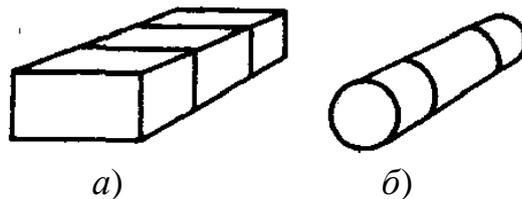


Рисунок 2.1 – Безвыводные корпуса с прямоугольной (а) и цилиндрической (б) формой, используемые для резисторов, полярных или неполярных конденсаторов и диодов

Керамические многослойные конденсаторы производятся в корпусах типоразмера 1206; 1210; 0805; 1812. Монолитная конструкция конденсатора обычно полностью покрывается герметиком, а внутренняя структура представляет собой пакет чередующихся слоев материалов обкладок конденсатора (электродов) и диэлектрика. Слоистая структура увеличивает удельную объемную емкость чипа, но не оказывает значительного влияния на толщину элемента.

Безвыводные корпуса цилиндрической формы (рисунок 2.1, б) (типа *melf*) имеют низкую стоимость, отсутствие паразитной индуктивности или емкости выводов, но установка их может быть затруднена, т.к. цилиндрический корпус имеет весьма небольшую контактную зону.

Транзисторный мини-корпус (рисунок 2.2, а) (типа *SOT*) применяется для корпусирования дискретных полупроводниковых приборов, выбор типа которого зависит от мощности, рассеиваемой прибором, и реального размера полупроводникового кристалла. ИС в мини-корпусе (рисунок 2.2, б) представляет собой уменьшенный вариант традиционного корпуса с двухрядным расположением ленточных выводов (типа *DIP*), имеющих форму «крыла чайки». Большим преимуществом этого хорошо освоенного корпуса являются улучшенные значения основных массогабаритных показателей по сравнению с его аналогом *DIP*: он на 70% меньше по объему, на 30% меньше по высоте, а масса такого корпуса составляет всего лишь 10% массы аналога. Кроме того, мини-корпус имеет лучшие электрические параметры, определяющие скорость прохождения сигнала. В таком корпусе выпускаются ИС с малой и средней степенью интеграции.

В настоящее время за рубежом разработаны микрокорпуса для ИС широкого применения типа *SO*, имеющие число выводов от 4 до 28. Фирма

Philips выпускает корпуса *SO* с 40 и 56 выводами с шагом 0.762 мм при габаритах корпуса 15.5×7.6×2.7 мм, которые по сравнению с отечественным корпусом типа 4104.14-2 имеют в четыре раза больше выводов при тех же габаритах.

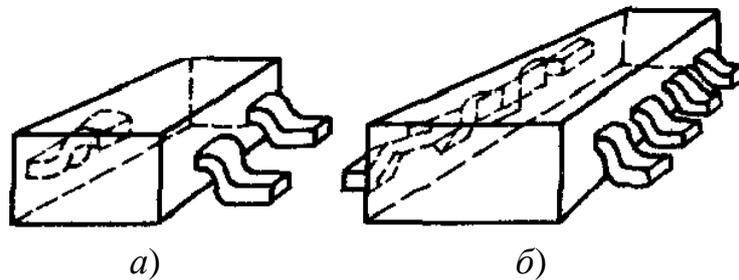


Рисунок 2.2 – Миниатюрные в пластмассовом корпусе с жесткоориентированными плоскими выводами транзисторы, диоды, микросхемы

Пластмассовые и керамические кристаллоносители (рисунок 2.3) (типа *PLCC*, *PCCC*, *QFP*) имеют выводы, размещенные по всем четырем сторонам корпуса, и обеспечивает высокую плотность использования площади коммутационной платы. Шаг выводов у *PLCC* составляет 1.25 или 0.625 мм, при этом *J*-образные выводы загибаются под корпус (рисунок 2.3, б). Такая конфигурация выводов удобна для массового производства, поскольку исключается их повреждение и обеспечивается возможность автоматизации монтажа. Корпус *PLCC* выбирается при корпусировании больших интегральных микросхем (БИС) и сверхбольших интегральных микросхем (СБИС), т.к. данный корпус является более эффективным при возрастающем количестве выводов.

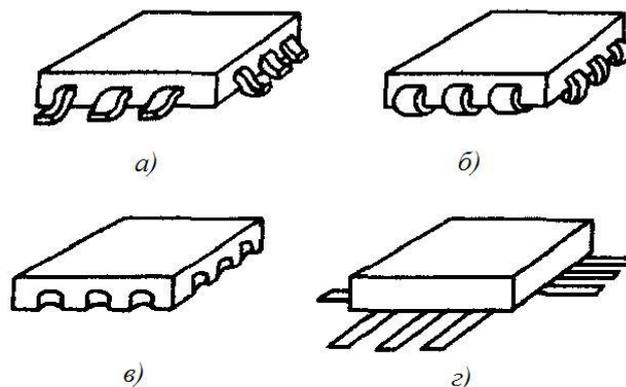


Рисунок 2.3 – Керамические или пластмассовые корпуса с выводами в виде контактных площадок или с жесткоориентированными выводами, используемые для микросхем

Выпускаются также безвыводные кристаллоносители, в которых выводы армированы в теле корпуса (рисунок 2.5) или выполнены в виде залуженных пазов по четырем сторонам корпуса с внешней стороны (рисунок 2.3, в). Например, кристаллоноситель с *J*-образными выводами, выполненный в пластмассовом квадратном (или керамическом) корпусе при 44 выводах и шаге 1.27 мм имеет габариты 17.5×17.5×3.5 мм, а безвыводный кристаллоно-

ситель с 84 выводами и при шаге 1.27 мм имеет сторону квадрата 29 мм и высоту корпуса 2 мм. Это в шесть раз меньше по площади и в десять раз меньше по массе, чем корпус типа *DIP*. Еще более впечатляет корпус фирмы *Exacta*, имеющий сравнительно миниатюрные размеры (27×27 мм) при огромном числе выводов (320) и шаге всего лишь 0.3 мм.

Отечественной промышленностью также выпускаются микрокорпуса типа *H*, например, корпус H 104.16 с размерами 7.5×7.5 мм при числе выводов 16 (УФ 0.481.005 ТУ).

На рисунках 2.4 – 2.5 представлены другие стандартные конструкции корпусов элементов, предназначенных для поверхностного монтажа.

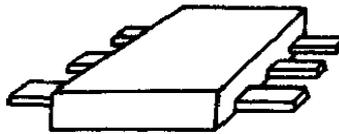


Рисунок 2.4 – Металлостеклянные, металлокерамические или стеклокерамические корпуса с планарными выводами для микросхем или резисторных сборок

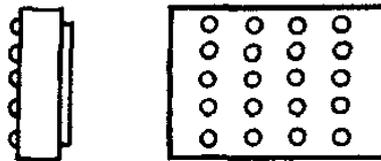


Рисунок 2.5 – Керамические корпуса с матричными выводами для микросхем

В состав современной элементной базы входят и другие микрокомпоненты (рисунок 2.6), такие как многослойные катушки индуктивности из чередующихся слоев магнита и электропроводящих паст с $L = 0.05...220$ мкГн и $Q = 25...45$; а также сверхминиатюрные соединители, трансформаторы, четырехзначные индикаторы, линии задержки, переключатели и т.д.

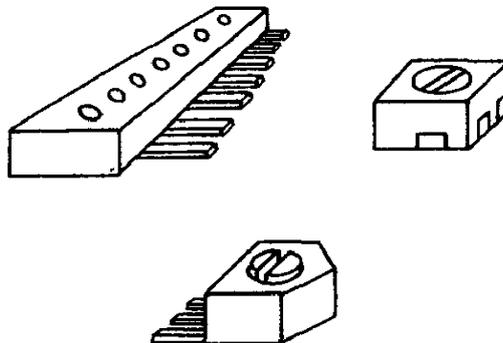


Рисунок 2.6 – Керамические или пластмассовые корпуса с выводами в виде контактных площадок или с жесткоориентированными выводами для разъемов, подстроечных резисторов и конденсаторов, переключателей, катушек индуктивности

2.2 Электровакуумные и газоразрядные приборы

Электровакуумным называется прибор (устройство), в котором используется движение электронов между электродами, помещенными в вакуум. Существует много типов электровакуумных приборов (ЭВП), различающихся по назначению, конструкции, электрическим параметрам и другим признакам. ЭВП применяются для преобразования и усиления электрических сигналов, генерирования электрических колебаний, стабилизации напряжения и тока, формирования импульсов и других целей [13, 15, 17].

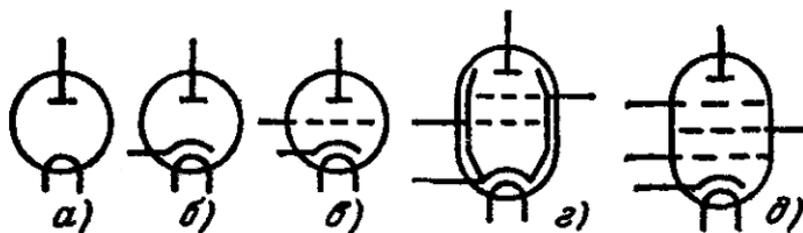
ЭВП состоит из герметичного баллона, в котором смонтированы два или более электродов с выводами на внешнюю часть баллона. В баллоне создано и поддерживается остаточное давление около $10^{-4} \dots 10^{-3}$ Па ($10^{-6} \dots 10^{-5}$ мм рт. ст.). Обязательными электродами каждого ЭВП являются катод и анод; во многих типах ЭВП имеются и другие электроды. В ЭВП осуществляется эмиссия электронов с поверхности катода и размножение их в объеме или на других электродах, а также управление как плотностью, так и направлением их движения между электродами.

Благодаря высокому вакууму уменьшается сопротивление среды движению электронов. Высоким считается вакуум, при котором средняя длина свободного пробега электрона без встречи с молекулами газа больше (или много больше) междуэлектродного промежутка; такой вакуум достигается при давлениях газа 10^{-3} Па и менее.

Управление потоком электронов осуществляют либо электрическим, либо магнитным полем. В первом случае к электродам ЭВП подводится управляющее электрическое напряжение, во втором применяются индуктивные катушки, создающие направленный магнитный поток, пропорциональный току. В большинстве ЭВП используется принцип управления посредством электрического поля.

Условные графические обозначения ЭВП приведены на рисунке 2.7.

Процесс излучения электронов поверхностью вещества в вакуум называется *электронной эмиссией*. Явление эмиссии используется во всех ЭВП. Различают термоэлектронную, электростатическую, вторичную электронную, фотоэлектронную и другие виды эмиссии.



а – диод прямого накала; *б* – диод подогревного накала; *в* – триод; *г* – лучевой тетрод; *д* – пентод с внешним выводом защитной сетки

Рисунок 2.7 – Условные графические обозначения ЭВП

Термоэлектронная эмиссия обусловлена нагреванием вещества катода. Нагрев осуществляется, как правило, электрическим током.

При повышении температуры электроны приобретают дополнительную энергию. Отдельные электроны, количество которых определяется методами теории вероятностей, оказываются способными преодолеть действие внутриатомных сил и электрического поля, перейти в вакуум и стать «свободными». Таким образом, каждый электрон, покидающий вещество, предварительно должен преодолеть потенциальный барьер ϕ_0 , который зависит от вещества. Минимальная дополнительная энергия, необходимая электрону для преодоления потенциального барьера, называется *работой выхода*.

Металлы (вещества) различаются свойственными им значениями работы выхода: чем она больше, тем слабее электронная эмиссия. Например, вольфрам имеет работу выхода $W_0 = 4.52$ эВ; это означает, что эмитируемый с его поверхности электрон преодолевает потенциальный барьер $\phi_0 = 4.52$ эВ. Значительно меньшую работу выхода имеют металлы с большими межуатомными расстояниями: цезий (1.81 эВ); барий (2.52 эВ); магний (3.6 эВ).

Электростатической электронной эмиссией называется эффект вырывания электронов из поверхности металла сильным внешним электрическим полем.

Вторичная электронная эмиссия возникает, если на поверхность вещества направить поток электронов или ионов, называемых первичными. Они взаимодействуют с электронами электрода и сообщают им дополнительную энергию, достаточную для совершения работы выхода.

Фотоэлектронная эмиссия проявляется при воздействии квантов света (электромагнитных излучений) на поверхность вещества. При этом кванты сообщают электронам дополнительную энергию для совершения работы выхода.

Рассмотрим некоторые наиболее распространенные ЭВП.

Электровакуумный диод – это двухэлектродный ЭВП. Один из многочисленных конструктивных вариантов диода представлен на рисунке 2.8. Он состоит из баллона 1, катода 2 и анода 3. Катод и анод укреплены на держателях-траверсах 4, смонтированных в утолщенной части баллона и приваренных к штырям 5. Баллон выполнен из стекла; для других ламп часто используют керамику, металл или составы из металла, стекла и керамики.

Катод является источником электронной эмиссии и электродом для создания электрического поля. Катоды делятся на две большие группы: катоды *прямого* (непосредственного) накала и *подогревные* (косвенного) накала.

Анод диода является вторым электродом лампы, на который относительно катода подается напряжение, называемое анодным U_a , для образования электрического поля. Анод воспринимает электронный поток, и лампа проводит ток при замкнутой анодной цепи. Аноды имеют цилиндрическую или другую форму более сложной конфигурации.

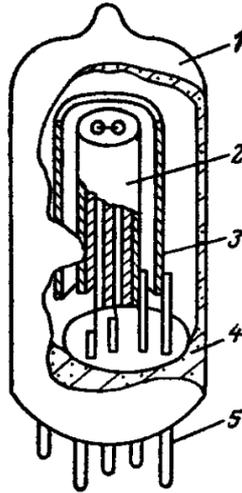


Рисунок 2.8 – Электровакуумный диод

Принцип действия диода основан на односторонней электропроводности между катодом и анодом. Электрическая цепь с ламповым диодом показана на рисунке 2.9, а. Она содержит два источника энергии: один из них называется *накальным*, другой – *анодным*. Накальный источник обеспечивает разогрев катода и эмиссию электронов с его поверхности; между катодом и анодом образуется электронное облако. Анодный источник необходим для создания электрического поля между катодом и анодом. Распределение потенциала φ в междуэлектродном промежутке показано на рисунке 2.9, б. По горизонтальной оси x отложены расстояния, отсчитываемые от катода K ; по вертикальной оси – значения потенциала φ , а в сечении анода A нанесены различные положительные напряжения на аноде (относительно катода) $U_a = \varphi_a$.

При отсутствии накала (катод холодный) и $U_a \neq 0$ электронное облако отсутствует, а потенциал между плоскими электродами изменяется по линейному закону – линия 1. Накаленный катод создает электронное облако с отрицательным объемным зарядом, равномерно распределенным между электродами при $U_a = 0$ (кривая 2). Поле, созданное электронным облаком, является *тормозящим*; возле катода возникает минимум потенциала φ_{\min} , препятствующий эмиссии электронов. С появлением положительного напряжения на аноде минимум потенциала снижается, область тормозящего поля сужается и при значительном анодном напряжении $U_a''' > U_a''$ поле для электронов становится ускоряющим во всем промежутке (кривые 3...5). Электроны движутся в вакууме от катода к аноду с ускорением. Если полярность анодного напряжения сменить на обратную, то электрическое поле будет отталкивать электроны от анода в сторону катода (тормозить их движение) и электропроводность будет практически отсутствовать.

Зависимость анодного тока от приложенного анодного напряжения называется вольт-амперной характеристикой (ВАХ) диода. Три графика ВАХ, полученные экспериментально при различных напряжениях накала, приведе-

ны на рисунке 2.9, в. Участок ab начинается в области небольших отрицательных напряжений, что объясняется наличием некоторой начальной скорости у эмиттируемых электронах. Участок $бв$ соответствует значительному влиянию электрического поля анода на минимум потенциала пространственного поля возле катода до его полного исчезновения. Аналитическим выражением для графиков $I_a = f(U_a)$ на участке $бв$ является формула, часто называемая *законом степени трех вторых*:

$$I_a = kU_a^{3/2},$$

где k – коэффициент, учитывающий конфигурацию и размеры электродов и согласование единиц измерения.

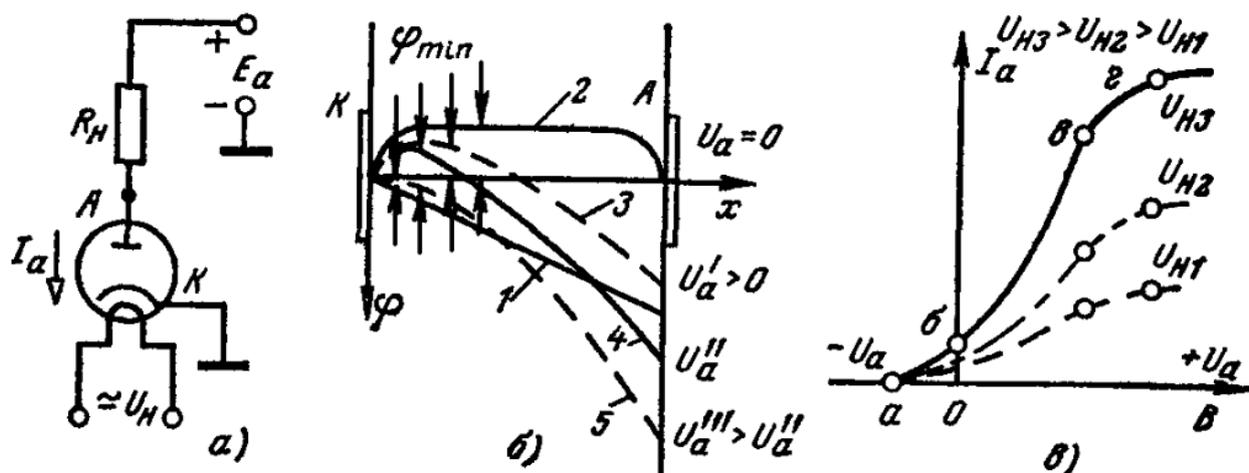


Рисунок 2.9 – Включение диода в электрическую цепь (а), распределение потенциалов между электродами (б) и ВАХ (в)

Участок $бв$ показывает, что почти все эмитированные с катода электроны достигают анода, и дальнейшее увеличение анодного напряжения практически не влияет на ток I_a . Такой режим называется *насыщением*.

Ток лампы возрастает также при повышении температуры катода (напряжения накала $U_{H3} > U_{H2} > U_{H1}$ на рисунке 2.9, в), что подтверждается сдвигом графиков $I_a = f(U_a)$ в сторону увеличения I_a , так как при этом увеличивается количество эмитированных с катода электронов.

К основным параметрам электровакуумного диода, которые характеризуют его свойства, относятся: крутизна ВАХ; внутреннее сопротивление; допустимая мощность, рассеиваемая на аноде; допустимое обратное напряжение и др.

Электронная лампа может иметь кроме катода и анода еще один электрод или более, называемой сеткой. Лампа, содержащая катод, анод и одну сетку, называется *триодом*. Сетка позволяет управлять электронным потоком и придает лампе усилительные свойства. *Управляющая сетка* располагается в промежутке между катодом и анодом, но ближе к катоду. Эскиз конструкции триода показан на рисунке 2.10. Основные элементы конструкции – это катод K (в рассматриваемой конструкции – подогревного типа); управляющая сетка

C , состоящая из витков, закрепленных на траверсе, и анод A . Катод и анод триода не отличаются от соответствующих электродов диода. Сетки электронных ламп выполняются из никеля, молибдена и других металлов в виде проволочной цилиндрической спирали овальной или прямоугольной формы поперечного сечения. Роль сетки в лампе заключается в формировании электрического поля между сеткой и катодом, благодаря чему осуществляется управление анодным током лампы.

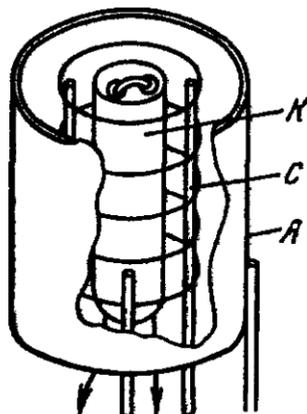


Рисунок 2.10 – Устройство триода (стеклянный баллон не показан)

Проведем краткий анализ влияния сетки на работу триода.

1. Катод не нагрет, эмиссии электронов не происходит, пространственный заряд из электронов в лампе также отсутствует. При положительном напряжении на аноде (относительно катода) между катодом и анодом имеется электрическое поле, направленное в сторону катода, с напряженностью, определяемой напряжением и расстоянием между электродами. В этом случае присутствие отсоединенной сетки почти не влияет на имеющееся поле. Нулевой потенциал сетки уже меняет поле возле катода. Отрицательный потенциал на сетке относительно катода ($U_C < 0$) ослабляет поле, создаваемое анодом; положительный ($U_C > 0$), наоборот, усиливает его. Поскольку сетка расположена вблизи катода, то напряжение на сетке будет влиять на результирующее электрическое поле возле катода сильнее, чем напряжение на аноде, так как напряженность электрического поля E прямо пропорциональна напряжению между электродами и обратно пропорциональна расстоянию между ними:

$$E = \frac{U}{l}.$$

Благодаря близости к катоду даже небольшое отрицательное напряжение на ней способно нейтрализовать высокое напряжение на аноде, а при накаленном катоде уменьшить электронный поток от катода к аноду вплоть до полного прекращения тока.

2. Катод накален, эмиттирует электроны, множество которых образует вблизи катода электронное облако – пространственный заряд с отрицательным знаком. Как и в прежнем случае, на аноде – положительное относительно катода напряжение. При отсоединенной сетке триод подобен диоду; поле,

направленное к катоду, понижает потенциал пространственного заряда у катода и втягивает электроны, обеспечивая цепь для анодного тока. При этом часто говорят, что ускоряющее электрическое поле снижает потенциальный барьер пространственного заряда. Положительный потенциал на сетке ($U_C > 0$) снижает потенциальный барьер заряда, усиливает ускоряющее поле анода и при определенном значении $U_C \gg 0$ лампа переходит в режим насыщения. Отрицательный потенциал на сетке ($U_C < 0$) повышает потенциальный барьер пространственного заряда и ослабляет влияние ускоряющего поля анода. Отрицательное напряжение на сетке, при котором анодный ток в лампе становится равным нулю, называется *запирающим*, а лампа *запертой*.

Типичная схема включения триода (схема с общим катодом) приведена на рисунке 2.11.

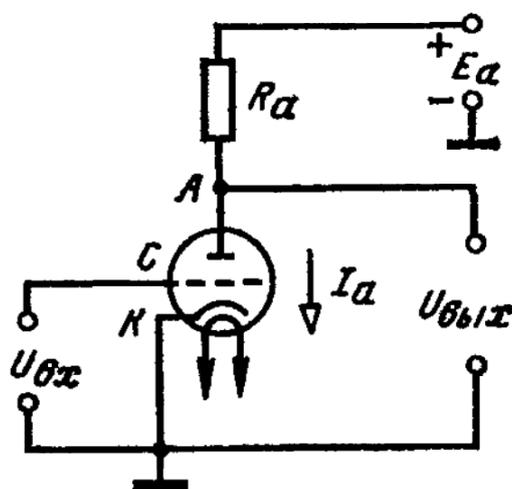


Рисунок 2.11 – Включение триода в электрическую цепь для усиления сигналов

Параметрами триода являются крутизна анодно-сеточной характеристики, внутреннее сопротивление и коэффициент усиления.

Основными недостатками триодов считаются значительная междуэлектродная емкость «сетка-анод» и сравнительно невысокий коэффициент усиления. Из-за большой междуэлектродной емкости триоды неустойчиво работают в ВЧ усилителях; не всегда целесообразно применение триодов и в усилителях низкой частоты из-за плохого использования анодного напряжения U_a .

Поиски путей улучшения свойств триода привели к созданию *тетрода*. Конструкция тетрода отличается от триода наличием второй сетки, называемой *экранной*. Экранная сетка расположена в промежутке между управляющей сеткой и анодом. Экранная сетка, как и управляющая, выполняется в виде спирали цилиндрической, овальной или прямоугольной формы, но имеет обычно больше витков, чем управляющая сетка.

Основной недостаток тетродов – *динатронный эффект*. Динатронный эффект заключается в воздействии вторичной электронной эмиссии на перераспределение тока в цепях анода и экранной сетки тетрода. Вторичная элек-

тронная эмиссия происходит за счет электронов, разогнанных полем экранной сетки, которые достигают анода с энергией достаточной для эмиссии электронов с поверхности анода. Динаatronный эффект вреден, так как тетрод утрачивает свойство усиливать без искажений электрические колебания в значительном диапазоне изменений анодного напряжения. Один из методов устранения динаatronного эффекта заключается в установке лучеобразующих пластин и изменении конструкции экранной сетки; такой модернизированный тетрод называется *лучевым тетродом* (рисунок 2.12). Экранная C_2 и управляющая C_1 сетки выполнены с одинаковым числом витков и установлены одна за другой на одной высоте, так, что их просветы совпадают. Катод K – плоский, обе его узкие части со стороны сеточных траверс не имеют активного покрытия. Анод A имеет сложную конфигурацию, и его цилиндрическая часть отодвинута от экранной сетки на большое расстояние по сравнению с обычным тетродом. В пространстве между траверсами экранной сетки и анодом смонтированы две жестяные желобообразные лучеобразующие пластины $ЛП$, присоединенные внутри лампы к катоду.

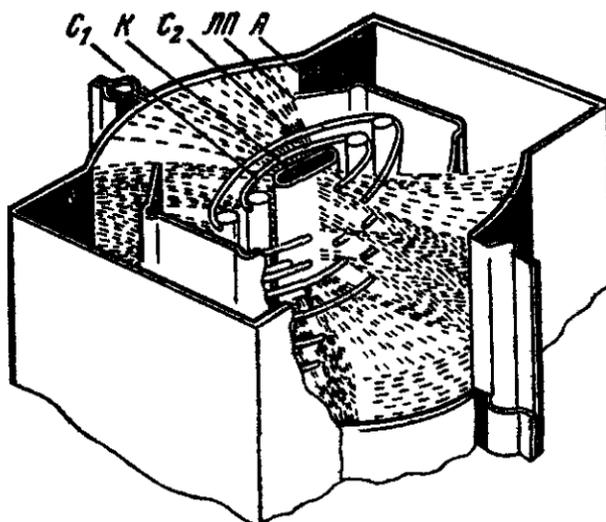


Рисунок 2.12 – Фрагмент конструкции лучевого тетрода

Благодаря введенным усовершенствованиям удалось создать электрическое поле сложной конфигурации. Анодный ток становится пропорциональным изменениям напряжения на управляющей сетке.

Пятиэлектродная лампа – *пентод* – наиболее распространенный тип электронных ламп. Пентоды обладают очень большим коэффициентом усиления, значения которого доходят до нескольких тысяч, большим внутренним сопротивлением – до $1 \dots 2$ МОм и малой проходной емкостью – до $1 \cdot 10^{-3}$ пФ. Пентод имеет три сетки, расположенные между катодом и анодом: управляющую, экранную и защитную.

На управляющую сетку поступают входные электрические сигналы, смещенные относительно потенциалов катода в отрицательную область; она управляет электрическим полем вблизи катода, катодным и соответственно анодным токами. Экранная сетка сделана более густой по сравнению с управ-

ляющей, она выполняет роль электростатического экрана, уменьшая влияние переменного поля анода на управляющую сетку пентода. Благодаря этому снижается проходная емкость. На экранную сетку подводится положительное напряжение $U_{C2} \approx (0.3 \dots 0.8)U_a$.

Защитная сетка устраняет динаatronный эффект: анодная характеристика не имеет провала. У большинства пентодов защитная сетка присоединена к катоду внутри лампы и имеет одинаковый с ним (нулевой) потенциал. Витки сетки расположены редко; однако этого достаточно, чтобы создать потенциальный барьер 15...30 В в промежутке «экранная сетка-анод» и образовать преграду для вторичных электронов. Наличие защитной сетки еще более снижает проходную емкость – до тысячных долей пикофарад.

Газоразрядные приборы по конструктивным признакам подобны ЭВП: в герметизированном баллоне смонтированы два или более электродов. После откачки воздуха в баллон под небольшим давлением ($10^{-1} \dots 10^3$ Па) введен инертный газ, пар ртути или водород.

Устройство газоразрядного прибора показано на рисунке 2.13. Цилиндрический или плоский катод K изготавливают из тугоплавких металлов, а на его рабочую поверхность, как правило, наносят активное покрытие. В ртутных приборах катодом является ртуть. Анод A выполняют в виде металлического или графитного стержня. Кроме катода и анода газоразрядные приборы часто содержат управляющие и вспомогательные электроды – сетки.

Газ состоит из нейтральных молекул и атомов и, казалось бы, должен быть идеальным изолятором. Однако, если к электродам подвести напряжение, в газовом объеме обнаруживается электрический ток, обусловленный присутствием в колбе носителей электрических зарядов – свободных электронов и ионов (на рисунке 2.13 малые окружности – электроны, окружности покрупнее – ионы). Анод и катод присоединены к источнику анодного питания; как и в электронных лампах, электроды предназначены для формирования потока заряженных частиц.

Электрическое поле разгоняет электроны и ионы к соответствующим электродам. Сталкиваясь с нейтральными молекулами, они возбуждают их или производят ударную ионизацию. При возбуждении электроны скачком переходят на более высокие энергетические уровни, а при ионизации – совсем отрываются от атома (молекулы). В ионизации основная роль принадлежит электронам, так как массивные ионы, имея одинаковый с электронами электрический заряд, получают меньшее ускорение и обладают меньшей (по сравнению с электронами) энергией.

Все газовые разряды делятся на два основных вида: несамостоятельный и самостоятельный. *Несамостоятельный разряд* возникает от действия внешних ионизаторов – естественной радиации и термоэмиссии (подогревного катода) и прекращается после их удаления. *Самостоятельный газовый разряд* продолжается в приборе и после удаления внешнего ионизатора только под действием сил электрического поля. Оба вида газовых разрядов могут

происходить в различных условиях с различной интенсивностью ионизации, и в зависимости от этого они подразделяются на темный, тлеющий, дуговой, коронный и искровой.

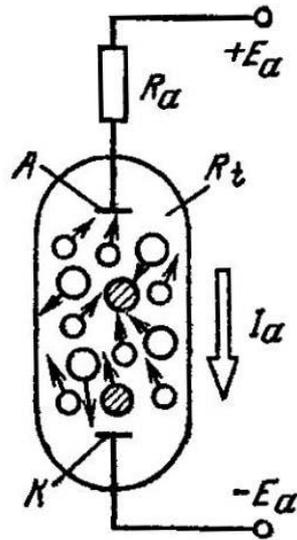
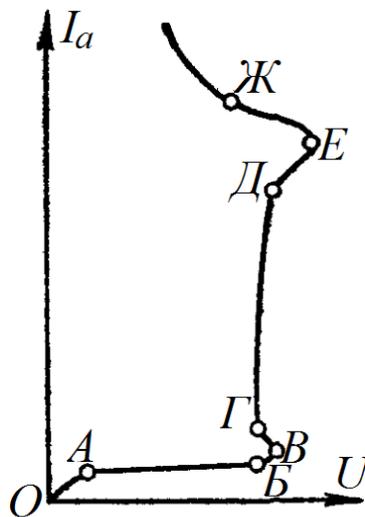


Рисунок 2.13 – Ионизация молекул газа между катодом K и анодом A

ВАХ – зависимость тока от анодного напряжения для ламп с холодным катодом и одинаковыми, например плоскими, электродами – показана на рисунке 2.14.



OA – несамостоятельный разряд; AB – тихий (темный);
 BC – увеличение тока тихого разряда; CD – тлеющий;
 DE – нормальный тлеющий; EF – аномально тлеющий; FJ – дуговой
Рисунок 2.14 – ВАХ электрических разрядов в газах

В электронной технике применяются многочисленные приборы с различными видами газовых разрядов. *Тихий (темный) разряд* в газах сопровождается малым током (до 10^{-3} А), во многих приборах он предшествует началу других видов разряда и применяется в газоразрядных фотоэлементах. На ос-

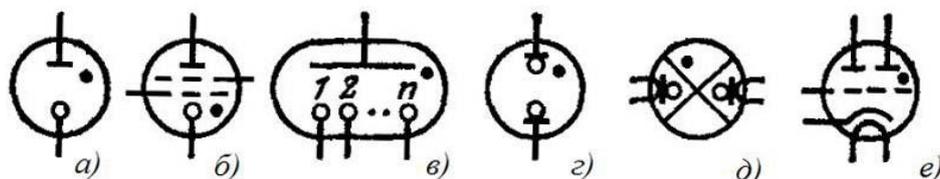
нове *тлеющего разряда* создана многочисленная группа ламп, обладающих примерным постоянством напряжения между электродами при изменениях тока, текущего через прибор. К этой группе относятся стабилитроны, тиратроны с холодным катодом, неоновые лампы, знаковые индикаторы, декатроны и другие приборы. *Нормально тлеющий разряд* применяется для стабилизации напряжения. В лампах дневного света применяется *аномальный тлеющий разряд*.

Дуговой разряд отличается большой плотностью тока, поэтому он применяется в приборах большой мощности – в выпрямителях и преобразователях электрического тока, в регуляторах частоты вращения двигателей, в генераторах электрических сигналов с током в десятки и сотни ампер, в газоразрядных источниках света, например в ртутных лампах.

Коронный разряд (разновидность тлеющего разряда) обладает свойством разделять заряженные частицы с последующим их осаждением на электродах, он применяется в сооружениях для очистки газов, жидкостей, проветривания помещений от пыли, а также в электронных приборах для подсчета элементарных заряженных частиц и в устройствах для защиты от высоких напряжений.

Искровой разряд (разновидность дугового разряда) часто наблюдается при атмосферном давлении как вредное явление. Полезное применение он находит в станках для электроэрозионной обработки различных материалов и в разрядниках для защиты аппаратуры от перенапряжений.

Условные графические обозначения газоразрядных приборов приведены на рисунке 2.15.



а – стабилитрон; *б* – тиратрон с холодным катодом и двумя сетками; *в* – знаковый индикатор; *г* – неоновая лампа; *д* – газоразрядная (дневного света) лампа; *е* – двухкатодный тиратрон с катодом косвенного накала

Рисунок 2.15 – Условные графические обозначения некоторых газоразрядных приборов

Стабилитроны применяются в выпрямителях и электронных блоках с разветвленными цепями питания, где они стабилизируют выпрямленное питающее напряжение между выходными электродами, т.е. поддерживают его неизменным при значительных колебаниях тока нагрузки или напряжениях питающей сети. Стабилитроны работают только в цепях постоянного тока.

Неоновые лампы применяются для работы в качестве световых индикаторов электрического напряжения, в реле времени и в простейших генераторах пилообразного напряжения. Они выполняются в виде стеклянных балло-

нов различной конфигурации и размеров с двумя электродами; катод покрыт тонкой пленкой, например бария, для снижения напряжения зажигания.

Тиратроны тлеющего разряда – безнакальные маломощные управляемые газоразрядные приборы, применяемые в импульсной технике, в генераторах различных форм напряжения, в электронных блоках автоматики. В стеклянном малогабаритном баллоне со смесью инертных газов помещены катод, анод, один или два управляющих электрода (сетки). Катод имеет форму цилиндра, с внутренней стороны активированного цезием; анодом является молибденовый стержень; сетка в виде диска с отверстиями расположена между катодом и анодом.

Знаковые и линейные индикаторы – лампы тлеющего разряда, предназначенные для визуального отсчета и контроля в вычислительной технике, автоматике и измерительной аппаратуре. В стеклянном баллоне знакового индикатора помещен набор электродов, состоящий из анода и катодов в форме знаков – цифр и букв. При подаче положительного импульса на один из катодов между ним и анодом происходит разряд в газовой смеси, сопровождаемый ярким свечением данного символа.

Декатрон – газоразрядный прибор для цифрового счета импульсов в десятичной системе счисления; декатрон удобно использовать в качестве бесконтактного коммутатора (переключателя) электрических цепей в измерительной технике. В баллоне смонтированы анод и несколько декад катодов, расположенных по окружности вокруг анода. Счет импульсов в декатроне происходит вследствие последовательного переноса тлеющего разряда с одного катода на другой.

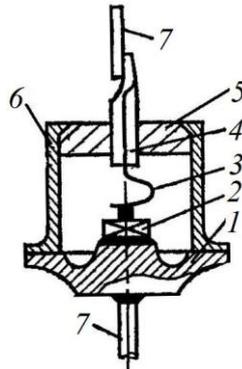
2.3 Полупроводниковые элементы

Основной элементной базой современных электронных устройств являются полупроводниковые приборы. Они отличаются от ЭВП высокой экономичностью и надежностью работы. Класс полупроводниковых приборов составляют диоды, биполярные и полевые транзисторы, тиристоры и многие другие приборы, принцип действия которых основан на электрофизических процессах в полупроводниках [11, 15-17].

К полупроводникам относится большое количество материалов, которые по многим признакам занимают промежуточное положение между проводниковыми и диэлектрическими. Наибольшее применение в полупроводниковой технике получили кремний, германий, галлий, селен и такие химические соединения, как арсенид галлия, карбид кремния, сульфид кадмия и т.д. Полупроводники отличаются от других твердых кристаллических материалов электропроводностью, энергетическим состоянием кристаллов, характерной зависимостью электрических свойств от температуры, излучений и других

внешних воздействий. Контролируя электронные процессы, можно управлять электрическим током в полупроводниковых приборах.

Полупроводниковым диодом называют полупроводниковый прибор с одним электрическим *p-n*-переходом и двумя выводами. В зависимости от технологических процессов, использованных при их изготовлении, различают точечные диоды, сплавные и микросплавные, с диффузионной базой, эпитаксиальные и др. Конструктивный вариант плоскостного диода представлен на рисунке 2.16.



1 – основание с кристаллодержателем; 2 – кремниевый кристалл с *p-n*-переходом; 3 – проволочный вывод; 4 – трубка; 5 – стеклянный изолятор; 6 – корпус; 7 – гибкие выводы

Рисунок 2.16 – Конструктивный вариант плоскостного диода

По функциональному назначению диоды делят на выпрямительные, универсальные, импульсные, смесительные, детекторные, модуляторные, переключающие, умножительные, стабилитроны (опорные), туннельные, параметрические, фотодиоды, светодиоды, магнитодиоды, диоды Ганна и т.д. Условные графические обозначения некоторых типов диодов даны на рисунке 2.17.

Большинство полупроводниковых диодов выполняют на основе несимметричных *p-n*-переходов. Низкоомную область диодов называют *эмиттером*, а высокоомную – *базой*. Идеализированная ВАХ диода описывается выражением:

$$I = I_T \left(e^{U/\varphi_T} - 1 \right),$$

где I – ток *p-n*-перехода; I_T – тепловой или обратный ток насыщения; U – приложенное к переходу внешнее напряжение; $\varphi_T = \frac{kT}{q}$ – температурный потенциал (при $T = 300$ К $\varphi_T \approx 0.026$ В).

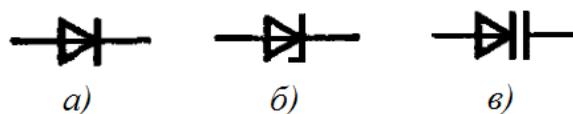


Рисунок 2.17 – Условные графические обозначения диода (а), стабилитрона (б), варикапа (в)

В реальных диодах прямая и обратная ветви ВАХ отличаются от идеализированной. Это обусловлено тем, что тепловой ток I_T при обратном включении составляет лишь часть обратного тока диода. При прямом включении существенное влияние на ход ВАХ оказывает падение напряжения на сопротивлении базы диода, которое начинает проявляться уже при токах, превышающих 2...10 мА.

В качестве одного из основных параметров у реальных диодов используют обратный ток $I_{\text{ОБР}}$, который измеряют при определенном значении обратного напряжения. У германиевых диодов $I_{\text{ОБР}} \approx I_T$, у кремниевых $I_{\text{ОБР}} \gg I_T$.

Прямая ветвь ВАХ диода отклоняется от идеализированной из-за наличия токов рекомбинации в p - n -переходе, падения напряжения на базе диода, изменения (модуляции) сопротивления базы при инжекции в нее неосновных носителей заряда и наличия в базе внутреннего поля, возникающего при большом коэффициенте инжекции. С учетом падения напряжения на базе диода запишем уравнение прямой ветви ВАХ диода:

$$I = I_T \left(e^{\frac{U - I \cdot r_6}{\varphi_T}} - 1 \right), \quad (2.1)$$

где r_6 – омическое сопротивление базы диода.

Прологарифмировав (2.1), найдем падение напряжения на диоде:

$$U = \left[\varphi_T \ln \left(\frac{I}{I_T} + 1 \right) \right] + I \cdot r_6. \quad (2.2)$$

Для малых токов I (2.2) имеет вид:

$$U \approx \varphi_T \ln \left(\frac{I}{I_T} + 1 \right).$$

Падение напряжения на диоде U зависит от тока I , протекающего через него, и имеет большое значение у диодов с малым I_T . Так как у кремниевых диодов тепловой ток I_T мал, то и начальный участок прямой ветви характеристики значительно более пологий, чем у германиевых (рисунок 2.18). При увеличении температуры прямая ветвь характеристики становится более крутой из-за увеличения I_T и уменьшения сопротивления базы. Падение напряжения, соответствующее тому же значению прямого тока, при этом уменьшается, что оценивается с помощью температурного коэффициента напряжения (ТКН).

Рассмотрим наиболее распространенный тип диода – выпрямительный.

Диоды, предназначенные для преобразования переменного тока в постоянный, к быстрдействию, емкости p - n -перехода и стабильности параметров которых не предъявляют специальных требований, называют *выпрямительными*. Схема цепи выпрямления переменного тока показана на рисунке 2.19. Преобразовательным элементом является диод, условное изображение которого нанесено на p - n -структуру. Сторона треугольника, от которой имеется вывод, называется анодом, противоположный ей вывод с поперечной ли-

нией – катодом. Когда на p - n -структуру диода поступает полуволна положительной полярности, p - n -переход смещается в прямом направлении, т.е. высота потенциального барьера перехода снижается (рисунок 2.19). Носители зарядов – дырки из p -области и электроны из n -области, обладающие достаточной кинетической энергией, легче преодолевают этот барьер и обеспечивают протекание прямого тока $I_{пр}$ в цепи. На нагрузке R_H выделяется напряжение в виде положительных полуволн.

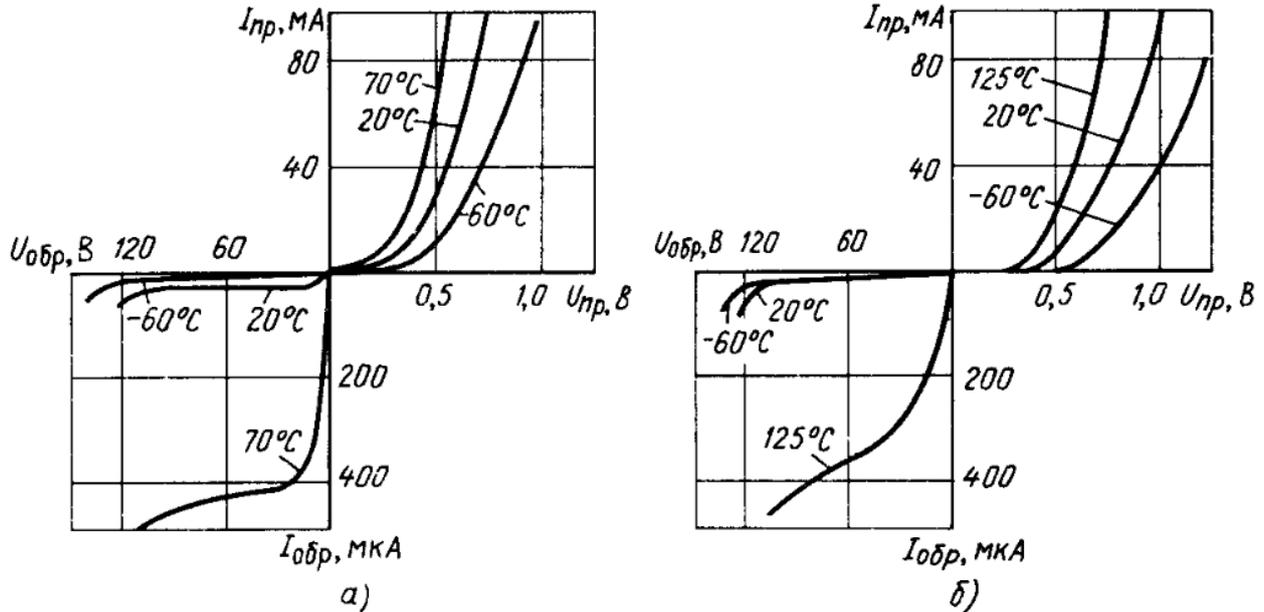


Рисунок 2.18 – ВАХ германиевого (а) и кремниевого (б) диодов

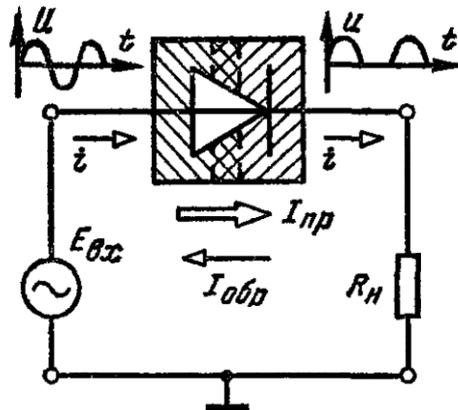


Рисунок 2.19 – Схема, поясняющая принцип выпрямления переменного тока

При появлении на диоде отрицательной полуволны разность потенциалов p - и n -областей возрастает, суммарное электрическое поле препятствует прохождению зарядов, т.е. запирает его. Ток в нагрузке равен небольшому обратному току $I_{обр}$, а напряжение на ней близко к нулю.

В зависимости от принципа действия и конструктивных признаков транзисторы подразделяются на два больших класса: биполярные и полевые.

Биполярными транзисторами называют полупроводниковые приборы с двумя или несколькими взаимодействующими электрическими $p-n$ -переходами и тремя выводами и более, усилительные свойства которых обусловлены явлениями инжекции и экстракции неосновных носителей заряда.

В настоящее время широко используют биполярные транзисторы с двумя $p-n$ -переходами. Они состоят из чередующихся областей (слоев) полупроводника, имеющих электропроводности различных типов. В зависимости от типа электропроводности наружных слоев различают транзисторы $p-n-p$ и $n-p-n$ -типов. Транзисторы, в которых $p-n$ -переходы создаются у поверхностей соприкосновения полупроводниковых слоев, называют *плоскостными*.

Упрощенная структура плоскостного $p-n-p$ транзистора показана на рисунке 2.20, а, условные обозначения $p-n-p$ и $n-p-n$ транзисторов – на рисунке 2.20, б.

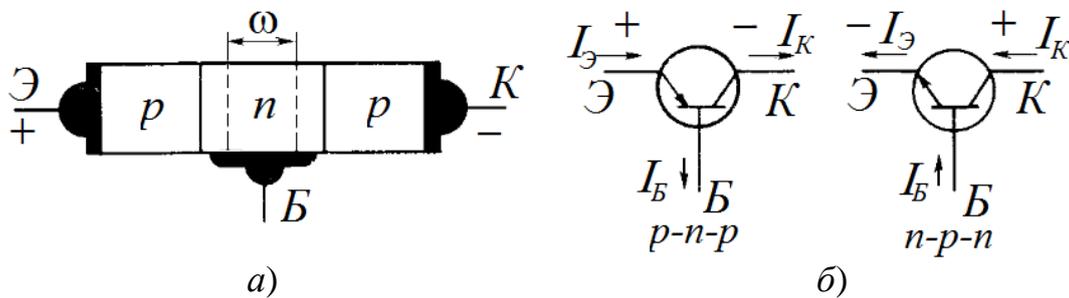


Рисунок 2.20 – Упрощенная структура плоскостного транзистора (а) и его условные обозначения с указанием направления токов при работе в активном (нормальном) режиме (б)

При подключении напряжений к отдельным слоям биполярного транзистора оказывается, что к одному переходу приложено прямое напряжение, к другому – обратное. При этом переход, к которому при активном (нормальном) включении приложено прямое напряжение, называют эмиттерным, а соответствующий наружный слой – эмиттером (Э); средний слой называют базой (Б). Второй переход, смещенный приложенным напряжением в обратном направлении, называют коллекторным, а соответствующий наружный слой – коллекторным (К).

Однотипность слоев коллектора и эмиттера позволяет при включении менять их местами. Такое включение называется инверсным. При инверсном включении параметры реального транзистора существенно отличаются от параметров при активном (нормальном) включении.

В равновесном состоянии наблюдается динамическое равновесие между потоками дырок и электронов, протекающими через каждый $p-n$ -переход, и результирующие токи равны нулю. При подключении к электродам транзистора напряжений $U'_{ЭБ}$ и $U'_{КБ}$ (рисунок 2.21) эмиттерный переход смещается в прямом направлении, а коллекторный – в обратном.

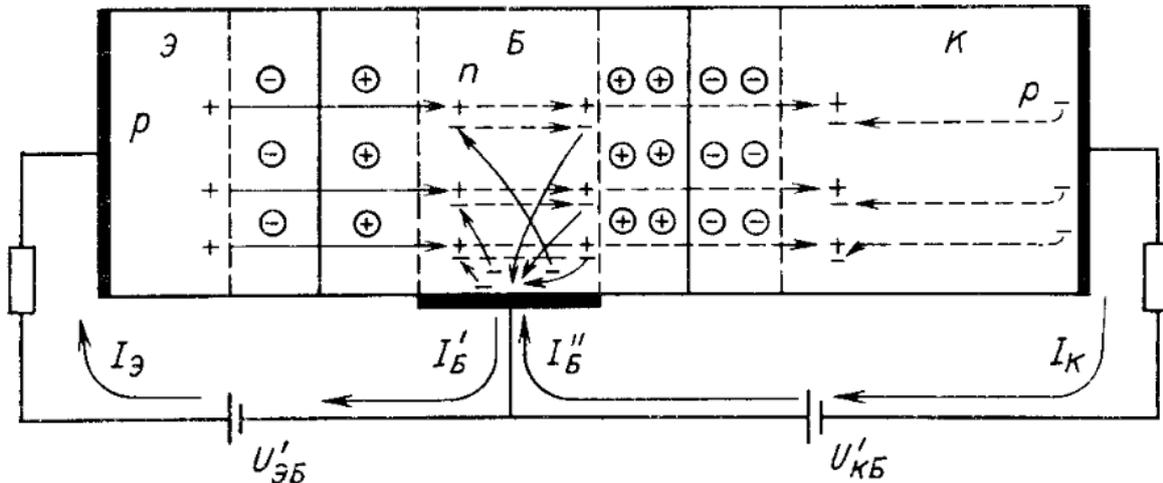


Рисунок 2.21 – Схема движения носителей заряда в транзисторе

В результате снижения потенциального барьера дырки из области эмиттера диффундируют через p - n -переход в область базы (инжекция дырок), а электроны – из области базы в область эмиттера. Так как удельное сопротивление базы высокое, дырочный поток носителей заряда преобладает над электронным. Поэтому последним, в первом приближении, можно пренебречь.

Дырки, инжектированные в базу, создают вблизи p - n -перехода электрический заряд, который компенсируется электронами, приходящими из внешней цепи от источника $U'_{ЭБ}$. Приход электронов в базу из внешней цепи создает в последней электрический ток $I'_Б$, который направлен из базы.

Вследствие разности концентраций, инжектированные в базу носители заряда и носители заряда, компенсировавшие их заряд и тем самым обеспечившие электронейтральность базы, движутся в глубь ее по направлению к коллектору. Во всех реальных транзисторах время жизни неосновных носителей заряда в базе во много раз больше времени, необходимого для прохождения ими базы. Большинство дырок, инжектированных в нее, не успевают рекомбинировать с электронами и, попав вблизи коллекторного p - n -перехода в ускоряющее поле, втягиваются в коллектор (экстракция дырок). Электроны, число которых равно числу дырок, ушедших через коллекторный переход, в свою очередь, уходят через базовый вывод, создавая ток $I''_Б$, направленный в базу транзистора.

Таким образом, ток через базовый вывод транзистора определяет две встречно направленные составляющие тока. Так как процессы рекомбинации имеются в любом реальном транзисторе, то ток эмиттерного p - n -перехода несколько больше тока коллекторного p - n -перехода. В действительности только часть тока эмиттера составляют дырки, и только часть их доходит до коллекторного перехода. Поэтому ток коллектора, вызванный инжекцией неосновных носителей заряда через эмиттерный переход, равен:

$$I_K = \alpha I_{Э},$$

где α – коэффициент передачи эмиттерного тока.

Кроме тока, вызванного инжектированными в базу неосновными носителями заряда, через $p-n$ -переход, смещенный в обратном направлении, протекает обратный неуправляемый ток $I_{КБО}$. Причины его возникновения те же, что и в единичном $p-n$ -переходе. Поэтому результирующий ток коллекторной цепи:

$$I_K = \alpha I_E + I_{КБО}.$$

Изменение напряжения, приложенного к эмиттерному переходу, вызывает изменение количества инжектируемых в базу неосновных носителей заряда и соответствующее изменение тока эмиттера и коллектора. Следовательно, для изменения по определенному закону коллекторного тока необходимо к эмиттерному $p-n$ -переходу приложить напряжение, изменяющееся по этому закону ток эмиттера.

В зависимости от того, какой электрод транзистора является общим для входного и выходного сигналов, различают три схемы включения транзистора (рисунок 2.22): с общей базой (ОБ); с общим эмиттером (ОЭ); с общим коллектором (ОК).

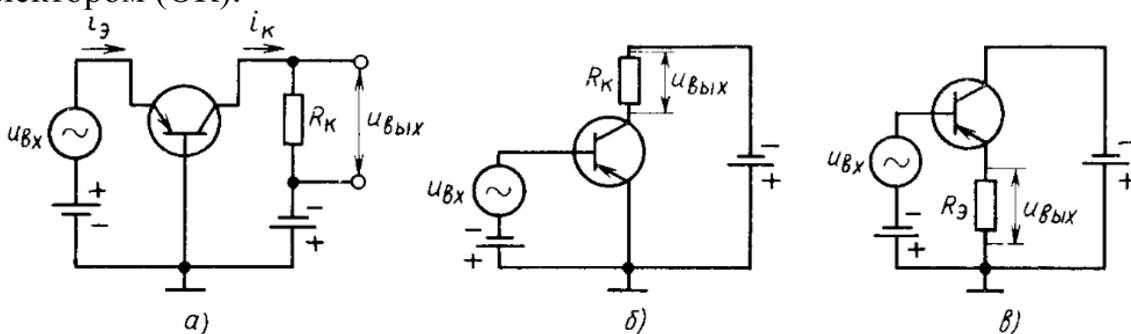


Рисунок 2.22 – Включение транзистора по схеме с ОБ (а), с ОЭ (б), с ОК (в)

Полупроводниковые приборы, работа которых основана на модуляции сопротивления полупроводникового материала поперечным электрическим полем, называют *полевыми транзисторами*. У них в создании электрического тока участвуют носители заряда только одного типа (электроны или дырки).

Полевые транзисторы бывают двух видов: с управляющим $p-n$ -переходом и со структурой «металл-диэлектрик-полупроводник» (МДП-транзисторы).

Транзистор с управляющим $p-n$ -переходом (рисунок 2.23) представляет собой пластину (участок) из полупроводникового материала, имеющего электропроводность определенного типа, от концов которой сделаны два вывода – электроды стока и истока. Вдоль пластины выполнен электрический переход ($p-n$ -переход или барьер Шоттки), от которого сделан третий вывод – затвор. Внешние напряжения прикладывают так, что между электродами стока и истока протекает электрический ток, а напряжение, приложенное к затвору, смещает электрический переход в обратном направлении. Сопротивление области, расположенной под электрическим переходом, которая носит название *канала*, зависит от напряжения на затворе. Это обусловлено тем, что размеры

перехода увеличиваются с повышением приложенного к нему обратного напряжения, а увеличение области, обедненной носителями заряда, приводит к повышению электрического сопротивления канала.

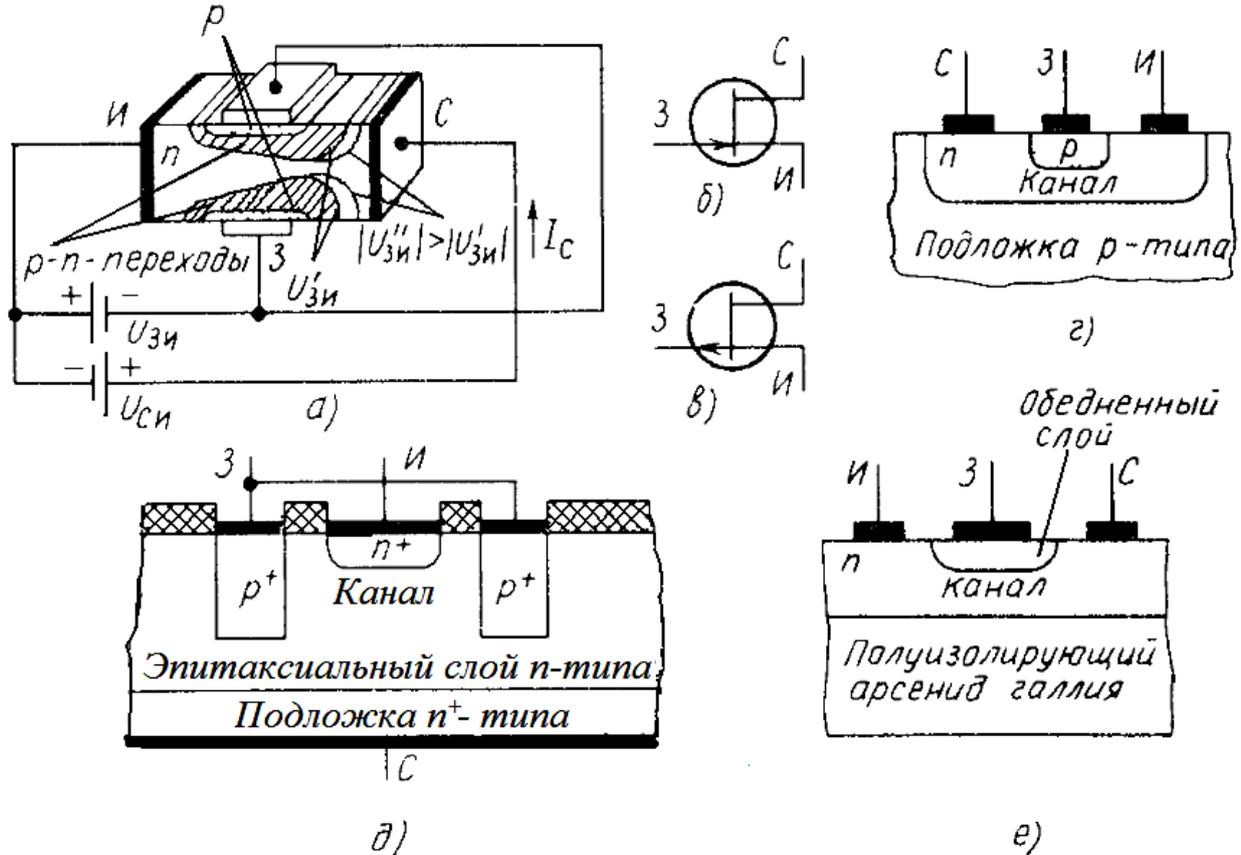


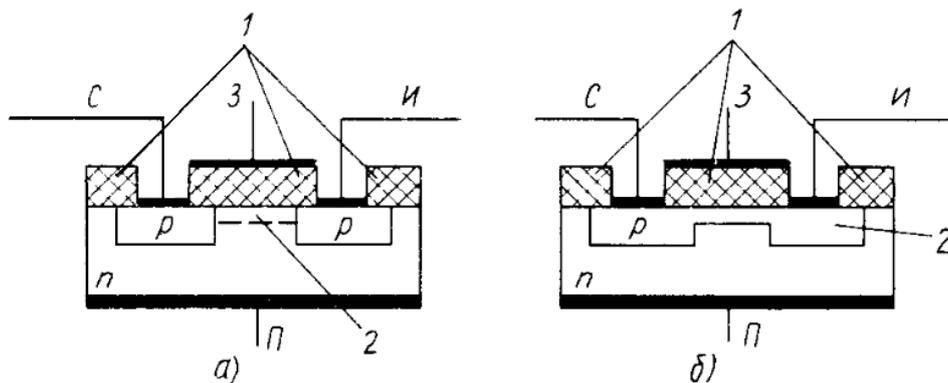
Рисунок 2.23 – Упрощенная структура полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом (а); условные обозначения транзистора, имеющего канал n -типа (б) и p -типа (в); типовые структуры (г, д); структура транзистора с повышенным быстродействием (е)

Таким образом, работа полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом основана на изменении сопротивления канала за счет изменения размеров области, обедненной основными носителями заряда, которое происходит под действием приложенного к затвору обратного напряжения.

Электрод, от которого начинают движение основные носители заряда в канале, называют истоком, а электрод, к которому движутся основные носители заряда, называют стоком. Упрощенная структура полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом приведена на рисунке 2.23, а. Условные обозначения даны на рисунке 2.23, б, в, а структуры выпускаемых промышленностью полевых транзисторов – на рисунке 2.23, г...е.

Основными преимуществами полевых транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом перед биполярными являются высокое входное сопротивление, малые шумы, простота изготовления, отсутствие в открытом состоянии остаточного напряжения между истоком и стоком.

МДП-транзисторы могут быть двух типов: транзисторы с встроенными каналами (канал создается при изготовлении) и транзисторы с индуцированными каналами (канал возникает под действием напряжения, приложенного к управляющим электродам). Транзисторы с встроенным каналом могут работать как в режиме обеднения канала носителями заряда, так и в режиме обогащения. Транзисторы с индуцированным каналом можно использовать только в режиме обогащения. У МДП-транзисторов в отличие от транзисторов с управляющим *p-n*-переходом металлический затвор изолирован от полупроводника слоем диэлектрика и имеется дополнительный вывод от кристалла, на котором выполнен прибор, называемый подложкой (рисунок 2.24).



а – планарный транзистор с индуцированным каналом; *б* – планарный транзистор со встроенным каналом; 1 – диэлектрик; 2 – канал

Рисунок 2.24 – Структуры МДП-транзисторов

Управляющее напряжение можно подавать как между затвором и подложкой, так и независимо на подложку и затвор. Под влиянием образующегося электрического поля у поверхности полупроводника появляется канал *p*-типа за счет отталкивания электронов от поверхности в глубь полупроводника в транзисторе с индуцированным каналом. В транзисторе с встроенным каналом происходит расширение или сужение имевшегося канала. Изменение управляющего напряжения меняет ширину канала и, соответственно, сопротивление и ток транзистора.

Существенным преимуществом МДП-транзистора является высокое входное сопротивление, достигающее значений $10^{10} \dots 10^{14}$ Ом (у транзисторов с управляющим *p-n*-переходом $R_{вх} = 10^7 \dots 10^9$ Ом).

Тиристорами называются полупроводниковые приборы с тремя (и более) *p-n*-переходами, предназначенными для использования в качестве электронных ключей в схемах переключения электрических токов.

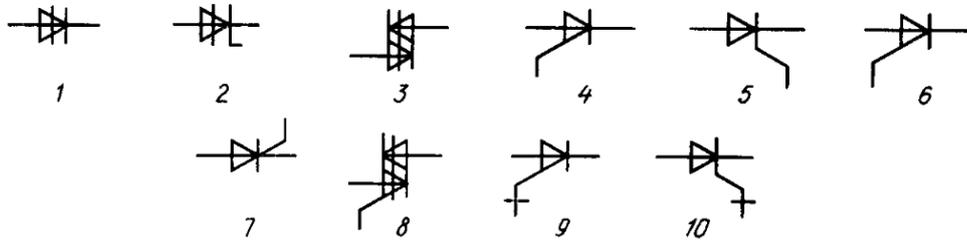
В зависимости от конструктивных особенностей и свойств тиристоры делят на диодные и триодные.

В *диодных тиристорах* различают: тиристоры, запираемые в обратном направлении; проводящие в обратном направлении; симметричные.

Триодные тиристоры подразделяют: на запираемые в обратном направлении с управлением по аноду или катоду; проводящие в обратном

направлении с управлением по аноду или катоду; симметричные (двунаправленные). Кроме того, в их составе различают группу выключаемых тиристоров.

Условные графические обозначения тиристоров приведены на рисунке 2.25.



1 – диодный, запираемый в обратном направлении; 2 – диодный, проводящий в обратном направлении; 3 – диодный симметричный; 4, 5 – триодные, запираемые в обратном направлении с управлением по аноду и катоду; 6, 7 – триодные, проводящие в обратном направлении с управлением по аноду и катоду; 8 – триодные симметричные; 9, 10 – триодные, проводящие в обратном направлении, выключаемые

Рисунок 2.25 – Условные графические обозначения тиристоров

Простейшие диодные тиристоры, запираемые в обратном направлении, обычно изготавливаются из кремния и содержат четыре чередующихся p - и n -области (рисунок 2.26, а). Область p_1 , в которую попадает ток из внешней цепи, называют анодом, область n_2 – катодом; области n_1 , p_2 – базами. Если к аноду p_1 подключить плюс источника напряжения, а к катоду n_2 – минус, то переходы Π_1 и Π_3 окажутся открытыми, а переход Π_2 – закрытым. Его называют коллекторным переходом.

Так как коллекторный p - n -переход смещен в обратном направлении, то до определенного значения напряжения почти все приложенное падает на нем. Такая структура легко может быть представлена в виде двух транзисторов разной электропроводности, соединенных между собой так, как показано на рисунке 2.26, б, в. Ток цепи определяется током коллекторного перехода Π_2 . Он однозначно зависит от потока дырок из эмиттера транзистора p - n - p типа и потока электронов из эмиттера транзистора n - p - n типа, а также от обратного тока p - n -перехода.

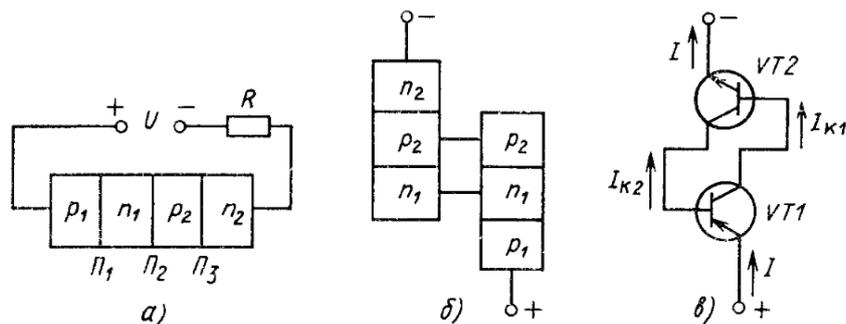


Рисунок 2.26 – Структура тиристора (а); структура и схема двухтранзисторного эквивалента тиристора (б, в)

2.4 Источники вторичного электропитания

Все средства электропитания можно разделить на первичные и вторичные. К *первичным* обычно относят такие средства, которые преобразуют неэлектрическую энергию в электрическую, например, электромеханические генераторы, электрохимические источники – аккумуляторы или гальванические элементы, фотоэлектрические генераторы – солнечные батареи и фотоэлементы, термоэлектрические источники и др. Непосредственное использование первичных источников затруднено тем, что их выходное напряжение в большинстве случаев не поддается регулировке, а стабильность его недостаточно высокая. Однако для питания электронной аппаратуры в большинстве случаев требуется высокостабильное напряжение с различными номинальными значениями – от единиц вольт до нескольких сотен вольт, а в ряде случаев даже выше. Например, для питания телевизора с электронно-лучевой трубкой (ЭЛТ) необходимо несколько различных напряжений: +12 В – для питания блока радиоканала, +130 В – для питания блока разверток, +25 кВ – для питания кинескопа. По этой причине (и не только из-за этого) любое электронное устройство содержит вторичный источник электропитания, который подключается к одному из первичных источников.

Средства вторичного электропитания электронных устройств, называемые обычно *источниками вторичного электропитания* (ИВЭП), предназначены для формирования необходимых для работы электронных элементов напряжений с заданными характеристиками [12]. Они могут быть выполнены в виде отдельных блоков или входить в состав различных ФУ. Их основной задачей является преобразование энергии первичного источника в комплект выходных напряжений, которые могут обеспечить нормальное функционирование электронного устройства. Обобщенная структура ИВЭП приведена на рисунке 2.27.

В состав ИВЭП, кроме самого источника питания, могут входить дополнительные устройства, которые обеспечивают его нормальную работу при различных внешних воздействиях. Как видно из приведенной на рисунке 2.27 схемы, ИВЭП включается между первичным источником и нагрузкой, поэтому на него воздействуют различные факторы, связанные с изменениями характеристик как первичного источника, так и нагрузки. Так, например, при увеличении или понижении напряжения первичного источника ИВЭП должен обеспечивать нормальное функционирование питаемой им аппаратуры.

Устройство управления и контроля, входящее в состав ИВЭП, может быть использовано для изменения характеристик ИВЭП при различных сигналах внешнего или внутреннего управления: дистанционного включения или выключения, перевода в ждущий режим, формирования сигналов сброса и др. В то же время *устройство защиты и коммутации* позволяет сохранить работоспособность ИВЭП при возникновении различных нестандартных режимов: короткого замыкания в нагрузке, ее внезапного отключения, резкого по-

вышения окружающей температуры и др. Эти дополнительные устройства могут быть обеспечены собственными источниками электропитания, включая резервные аккумуляторы или гальванические элементы.

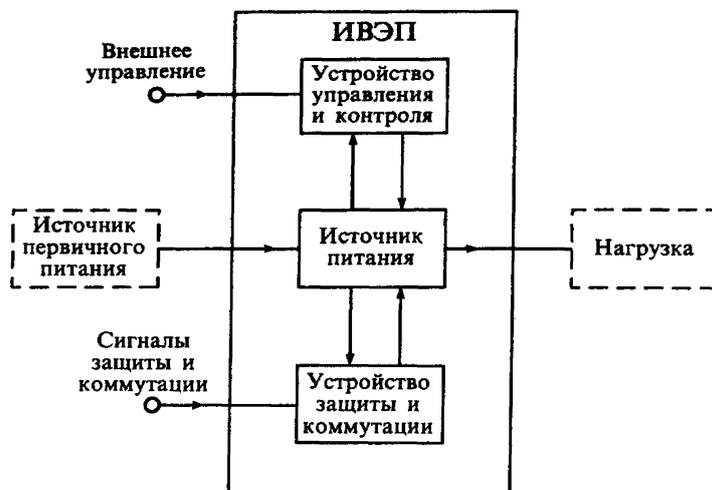


Рисунок 2.27 – Обобщенная структурная схема ИВЭП

Классификацию ИВЭП можно выполнить по различным признакам: принципу действия, назначению, количеству каналов выходного напряжения, виду используемых первичных источников и др. В зависимости от вида первичного источника электропитания ИВЭП можно разделить на две группы: инверторные и конверторные. *Инверторные* ИВЭП используются для преобразования напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока, т.е. они изменяют не только значение, но и род выходного напряжения. К инверторным ИВЭП относятся также преобразователи постоянного напряжения первичного источника в переменное напряжение, питающее нагрузку. Например, к инверторам можно отнести обычный выпрямитель, который преобразует переменное напряжение сети в постоянное выходное напряжение, а также электронный генератор, который преобразует напряжение аккумулятора или гальванического элемента в переменное выходное напряжение, питающее электродвигатель.

Конвертерные ИВЭП используются для преобразования одного напряжения в другое. Например, к конверторам постоянного напряжения можно отнести обычные электронные стабилизаторы постоянного напряжения, а к конверторам переменного напряжения можно отнести трансформаторы. Отметим, что любой конвертер может содержать внутри себя инвертор, и наоборот.

По принципу действия ИВЭП можно разделить на две группы: трансформаторные и бестрансформаторные. В *трансформаторных ИВЭП* напряжение переменного тока, например силовой сети, вначале изменяется по значению при помощи трансформатора, а затем выпрямляется и стабилизируется. В *бестрансформаторных ИВЭП*, наоборот, переменное напряжение сети вначале выпрямляется, а затем преобразуется в переменное напряжение более

высокой частоты. В преобразователе может использоваться ВЧ трансформатор, поэтому точнее эти источники называть несколько иначе: с трансформаторным или бестрансформаторным входом. Поскольку преобразователи в таких источниках обычно работают в импульсном режиме, то и ИВЭП такого типа часто называют *импульсными*.

По количеству различных выходных напряжений ИВЭП можно разделить на одноканальные и многоканальные. Если в каждом канале используется отдельный стабилизатор выходного напряжения, то говорят, что это *многоканальный ИВЭП с индивидуальной стабилизацией*. Если же для стабилизации всех выходных напряжений используется выходное напряжение только одного источника (который называется главным или ведущим), то такие источники называются *ИВЭП с групповой стабилизацией*.

По выходной мощности ИВЭП принято делить на микромощные (1 Вт), маломощные (от 1 до 100 Вт), средней мощности (от 100 Вт до 1 кВт) и мощные (более 1 кВт).

При проектировании или выборе ИВЭП необходимо знать их технические и эксплуатационные характеристики. Этими характеристиками обычно руководствуются при использовании ИВЭП в электронной аппаратуре. Все характеристики ИВЭП можно разделить на три группы: входные, выходные и эксплуатационные.

К *входным характеристикам* ИВЭП относят:

- значение и вид напряжения первичного источника питания, например, питающей силовой сети или аккумулятора;

- нестабильность питающего напряжения (сети) $\delta_{U_c} = \frac{\Delta U_c}{U_c}$;

- частоту питающего напряжения и ее нестабильность;

- количество фаз источника переменного напряжения;

- допустимый коэффициент гармоник питающего напряжения.

К *выходным характеристикам* ИВЭП обычно относят:

- значения выходных напряжений;

- нестабильность выходных напряжений $\delta_{U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}}$;

- ток нагрузки или выходную мощность по каждому каналу;

- наличие гальванической изоляции между входом и выходом;

- наличие защиты от перегрузки или повышения выходного напряжения.

ния.

К *эксплуатационным характеристикам* относят:

- диапазон рабочих температур;

- допустимую относительную влажность;

- диапазон допустимых давлений окружающей атмосферы;

- допустимые механические нагрузки;

- коэффициент полезного действия ИВЭП;

- удельную мощность;

- надежность.

Эффективность работы ИВЭП принято оценивать его коэффициентом полезного действия (КПД). Для оценки КПД ИВЭП рассмотрим упрощенную схему, приведенную на рисунке 2.28, а. Предположим, что на вход ИВЭП из первичного источника поступает мощность $P_{\Sigma\Pi}$. Из этой мощности часть $P_{\Pi P}$ рассеивается в ИВЭП, а другая часть P_{Π} поступает в нагрузку. При этом КПД η_{Π} ИВЭП можно определить по формуле:

$$\eta_{\Pi} = \frac{P_{\Pi}}{P_{\Sigma\Pi}} = \frac{P_{\Pi}}{P_{\Pi} + P_{\Pi P}}. \quad (2.3)$$

Мощность $P_{\Sigma\Pi}$, поступающая в нагрузку, равна выходной мощности P_{Π} ИВЭП. Часть этой мощности $P_{\Pi P}$ рассеивается в нагрузке, а другая часть P_{Π} является полезной мощностью нагрузки. При этом КПД нагрузки η_{Π} можно оценить по формуле:

$$\eta_{\Pi} = \frac{P_{\Pi}}{P_{\Sigma\Pi}} = \frac{P_{\Pi}}{P_{\Pi} + P_{\Pi P}}. \quad (2.4)$$

Из уравнений (2.3) и (2.4) можно найти мощности $P_{\Pi P}$ и P_{Π} , рассеиваемые в нагрузке и ИВЭП:

$$P_{\Pi P} = P_{\Pi} \frac{1 - \eta_{\Pi}}{\eta_{\Pi}}, \quad P_{\Pi} = P_{\Sigma\Pi} \frac{\eta_{\Pi}}{1 - \eta_{\Pi} \eta_{\Pi}}. \quad (2.5)$$

В результате найдем мощность $P_{\Sigma P}$, которая рассеивается в системе:

$$P_{\Sigma P} = P_{\Pi P} + P_{\Pi} = P_{\Sigma\Pi} \frac{\eta_{\Pi} \eta_{\Pi}}{1 - \eta_{\Pi} \eta_{\Pi}}. \quad (2.6)$$

Эффективность ИВЭП можно определить отношением мощности, рассеиваемой ИВЭП, к суммарной рассеиваемой мощности:

$$\mu = \frac{P_{\Pi P}}{P_{\Sigma P}} = \frac{1 - \eta_{\Pi}}{1 - \eta_{\Pi} \eta_{\Pi}}, \quad (2.7)$$

что позволяет приблизительно оценить относительные размеры ИВЭП в общих размерах системы. Зависимость $\mu(\eta_{\Pi})$ при различных значениях η_{Π} приведена на рисунке 2.28, б.

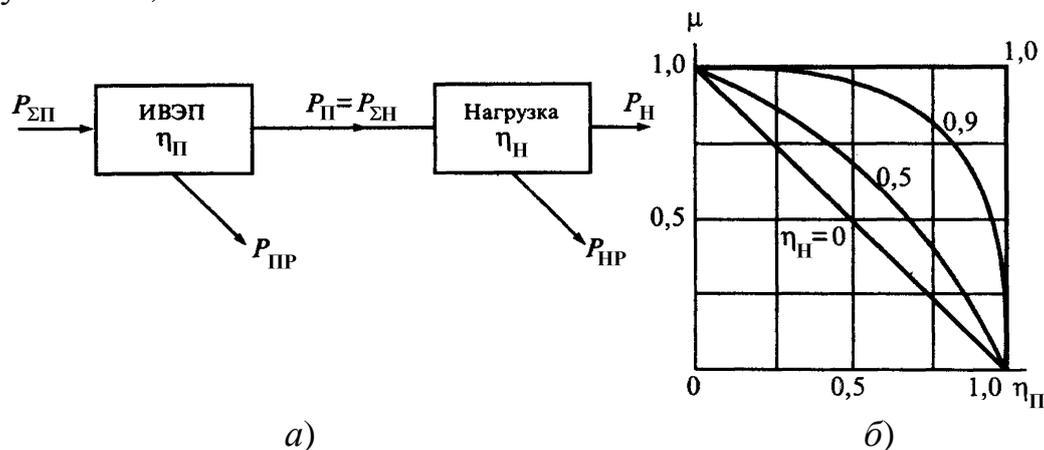


Рисунок 2.28 – Упрощенная схема ИВЭП (а) и график зависимости эффективности ИВЭП от его КПД (б)

Прямая линия при $\eta_H = 0$ относится к нагрузкам типа ЭВМ, в которых практически вся мощность, потребляемая нагрузкой, превращается в тепло. При этом, чем выше эффективность ИВЭП, тем меньше его объем в общем объеме системы ЭВМ. Приведенные выражения свидетельствуют, например, о том, что при $\eta_H = 0.75$ и $\eta_{II} = 0.75$ мощность, рассеиваемая в ИВЭП, составляет 57% суммарной рассеиваемой и трудно рассчитывать, что размеры ИВЭП будут меньше размеров нагрузки.

Наглядное представление о влиянии КПД ИВЭП на энергетические и объемные соотношения в системе «ИВЭП-нагрузка» дает рисунок 2.29 [18]. Сравнение производится при $\eta_H = 0$ и неизменной мощности, потребляемой нагрузкой. Согласно формуле (2.3) повышение КПД ИВЭП от 0.5 до 0.75 уменьшает тепловые потери в ИВЭП в 3 раза, а потребляемая мощность уменьшается в 1.5 раза. Повышение КПД ИВЭП от 0.75 до 0.9 уменьшает тепловые потери в ИВЭП еще в 3 раза.

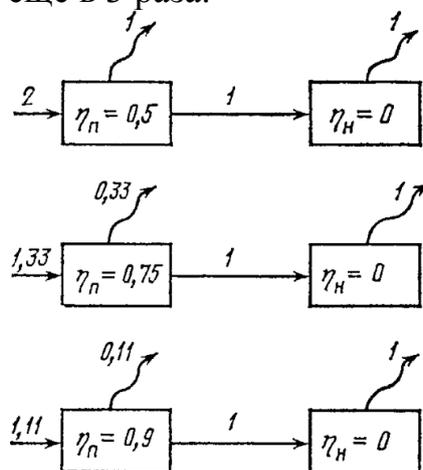


Рисунок 2.29 – Распределение рассеиваемых мощностей ИВЭП при различных КПД

Однако возможности увеличения КПД ИВЭП ограничены по различным причинам. Так, например, в электронных стабилизаторах непрерывного регулирования КПД можно оценить отношением выходного напряжения U_H к напряжению источника питания $U_{II.max}$:

$$\eta_{min} = \frac{U_H}{U_{II.max}}, \quad (2.8)$$

а КПД ИВЭП с импульсным стабилизатором приближенно равно отношению:

$$\eta = \frac{0.78U_{II.min}}{U_{II.max}}, \quad (2.9)$$

где $U_{II.min}$ и $U_{II.max}$ – минимальное и максимальное значения напряжения на входе стабилизатора, что при $U_{II.min} = U_{II.max}$ дает $\eta = 0.78$.

Для импульсных ИВЭП теоретическое значение $\eta_{II} \rightarrow 1$. Однако реальный КПД определяется потерями в элементах: транзисторах, диодах, конденсаторах и др., и обычно не превышает 0.95. Например, выпрямитель на диоде

при напряжении 5 В имеет КПД около 0.94. В общем случае оценить зависимость КПД ИВЭП от параметров элементов очень сложно.

В настоящее время проблема миниатюризации ИВЭП стоит достаточно остро в связи с общей тенденцией к снижению объемов и массы электронной аппаратуры. Необходимая поверхность S охлаждения ИВЭП определяется рассеиваемой в нем мощностью $P_{\text{ПР}}$ и условиями охлаждения:

$$S = S_0 P_{\text{ПР}}, \quad (2.10)$$

где S_0 – поверхность, необходимая для рассеивания мощности в 1 Вт.

Удельную мощность ИВЭП в этом случае можно оценить как отношение мощности $P_{\text{П}}$, отдаваемой в нагрузку, к объему V ИВЭП:

$$P_{\text{уд}} = \frac{P_{\text{П}}}{V}. \quad (2.11)$$

Принимая, что объем ИВЭП пропорционален поверхности охлаждения (2.10), найдем его объем по формуле:

$$V = aS = aS_0 P_{\text{ПР}}. \quad (2.12)$$

В результате для удельной мощности ИВЭП получим:

$$P_{\text{уд}} = \frac{P_{\text{П}}}{aS_0 P_{\text{ПР}}} = \frac{1}{aS_0} \frac{\eta_{\text{П}}}{1 - \eta_{\text{П}}}; \quad \bar{P}_{\text{уд}} = \frac{\eta_{\text{П}}}{1 - \eta_{\text{П}}}. \quad (2.13)$$

Из формулы (2.13) следует, что чем больше КПД ИВЭП, тем выше его удельная мощность, т.е. мощность на единицу объема. В настоящее время выпускаются ИВЭП с КПД $\eta_{\text{П}} \approx 0.9$ и удельной мощностью до 250 Вт/дм³.

Структура ИВЭП зависит от типа первичного источника электрической энергии. Все используемые первичные источники можно разделить на две большие группы: источники переменного напряжения и источники постоянного напряжения. *Источники переменного напряжения* обычно вырабатывают напряжение гармонической формы с фиксированной частотой 50, 400 или 1000 Гц и фиксированным значением 110, 127, 220 или 380 В. *Источниками постоянного напряжения* могут быть аккумуляторы или солнечные батареи. Аккумуляторные батареи обычно имеют также фиксированное напряжение из ряда: 6, 12, 24 или 48 В.

Структурные схемы ИВЭП, использующих электроэнергию, получаемую от сети переменного напряжения через силовой трансформатор, приведены на рисунке 2.30. Такие ИВЭП можно разделить на три группы: нерегулируемые, регулируемые и стабилизированные.

Схема нерегулируемого ИВЭП с трансформаторным входом (рисунок 2.30, а) состоит из силового сетевого трансформатора, нерегулируемого выпрямителя и фильтра пульсаций. Эта схема является простейшей и используется в тех случаях, когда требования к удельной мощности и качеству выходных напряжений невысокие.

Если требуется изменять выходное напряжение ИВЭП, то в схему вводится регулируемый выпрямитель, как показано на рисунке 2.30, б. Для регулировки выходного напряжения наиболее часто используются тиристорные выпрямители. Основным недостатком такого ИВЭП является необходимость

в периодической регулировке выходного напряжения при изменении напряжения сети, что выполняется оператором.

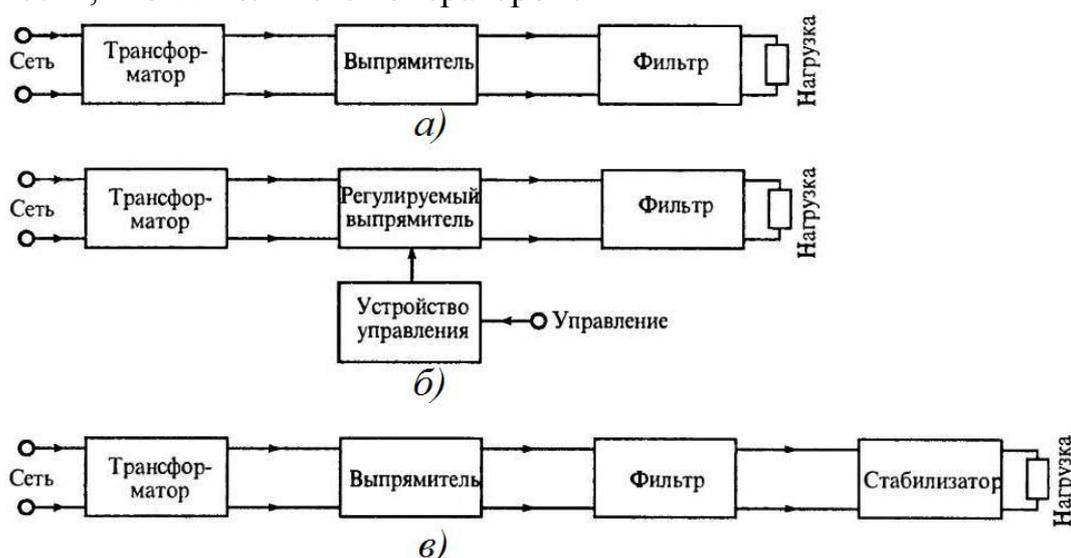


Рисунок 2.30 – Структурные схемы ИВЭП с трансформаторным входом: с нерегулируемым выпрямителем (а), с регулируемым выпрямителем (б) и со стабилизатором (в)

От этого недостатка свободен ИВЭП со стабилизатором, схема которого приведена на рисунке 2.30, в. В эту схему после фильтра включается стабилизатор с непрерывным или импульсным регулированием выходного напряжения. Удельная мощность такого ИВЭП невелика по двум основным причинам: наличию силового трансформатора, работающего на частоте силовой сети, и необходимости использования стабилизатора.

Совершенствование ИВЭП с целью повышения их КПД и увеличения удельной мощности привело к созданию импульсных ИВЭП, в состав которых входят ВЧ инверторы напряжения. Структурные схемы таких ИВЭП с одним выходным каналом приведены на рисунке 2.31.

На рисунке 2.31, а приведена схема ИВЭП, содержащего нерегулируемый сетевой выпрямитель НСВ и конвертер выпрямленного напряжения сети. Конвертер состоит из регулируемого инвертора РИ, работающего на повышенной частоте (обычно 20...100 кГц), трансформаторного выпрямительного узла ТВУ и ВЧ фильтра ВФ. Для стабилизации выходного напряжения используется схема управления УУ.

В схеме управления сравниваются выходное напряжение U_H ИВЭП и напряжение опорного источника ИОН. Разность этих напряжений, называемая сигналом ошибки, используется для регулировки частоты РИ ($f = \text{var}$) или скважности импульсов при их неизменной частоте ($\gamma = \text{var}$). Конвертер, выполненный на базе однотактного трансформаторного инвертора, называют трансформаторным однотактным конвертером ТОК. Конвертер, выполненный на базе двухтактного трансформаторного инвертора, называют трансформаторным двухтактным конвертером ТДК.

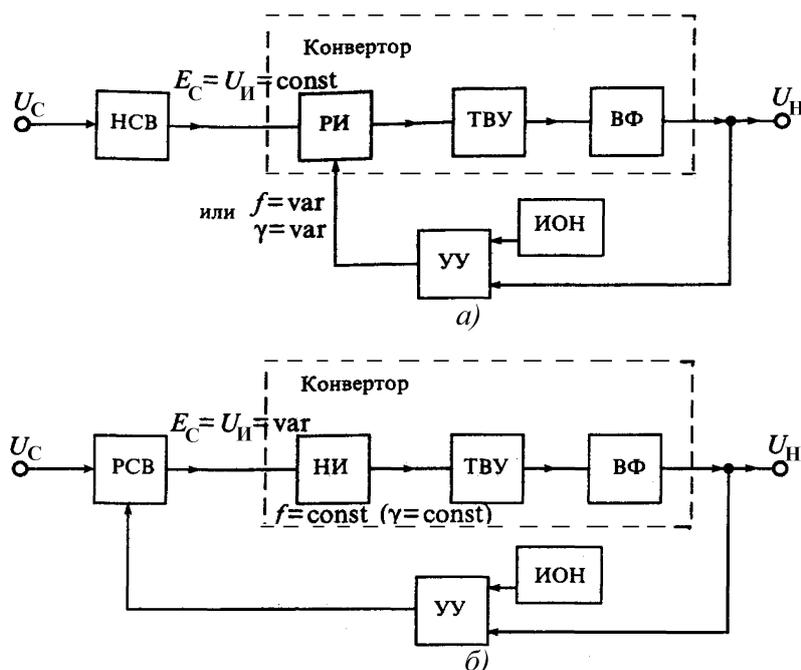


Рисунок 2.31 – Структурные схемы импульсных ИВЭП: с регулируемым инвертором (а) и регулируемым сетевым выпрямителем (б)

На рисунке 2.31, б приведена схема ИВЭП с регулируемым сетевым выпрямителем РСВ и нерегулируемым инвертором НИ. Остальные узлы в этой схеме имеют то же назначение (и те же обозначения), что и на рисунке 2.31, а. Отличительной особенностью этой структурной схемы является использование нерегулируемого инвертора НИ. Стабилизация выходного напряжения в этой схеме обеспечивается за счет регулирования напряжения на входе конвертора с помощью РСВ, который обычно выполняют на тиристорах с фазовым регулированием.

Для схемы, приведенной на рисунке 2.31, а, характерным является то, что инвертор должен быть рассчитан на работу с выпрямленным напряжением сети, которое имеет максимальное значение около 300 В для однофазной сети и около 530 В для трехфазной сети 220/380 В. Кроме того, изменение частоты или скважности импульсов инвертора РИ приводит к ухудшению фильтрации выходного напряжения. В результате увеличиваются массогабаритные показатели фильтра ВФ, так как его параметры рассчитывают исходя из минимального коэффициента заполнения импульсов γ_{\min} при условии непрерывности тока в нагрузке.

Положительным свойством схемы на рисунке 2.31, а является совмещение функций преобразования напряжения и стабилизации выходного напряжения U_H . Это позволяет упростить схему УУ, так как уменьшается число управляемых ключей. Кроме того, наличие паузы позволяет устранить сквозные токи в ключах инвертора.

Достоинством схемы, приведенной на рисунке 2.31, б, является возможность обеспечения работы инвертора при пониженном напряжении (обычно его снижают в 1.5...2 раза), поэтому питание инвертора производит-

ся напряжением 130...200 В. Это существенно облегчает работу транзисторных ключей инвертора. Другим достоинством этой схемы является то, что инвертор может работать с максимальным коэффициентом заполнения γ_{\max} импульсов и, следовательно, упрощается фильтрация выходного напряжения. Исследование КПД и удельной мощности обеих схем показала, что эти показатели у них отличаются незначительно.

2.5 Устройства питания электронной аппаратуры

Выпрямителем называется устройство, предназначенное для преобразования переменного напряжения в постоянное. Основное назначение выпрямителя заключается в сохранении направления тока в нагрузке при изменении полярности приложенного напряжения. Выпрямитель можно рассматривать как один из типов инверторов напряжения [12]. Обобщенная структурная схема выпрямителя приведена на рисунке 2.32.

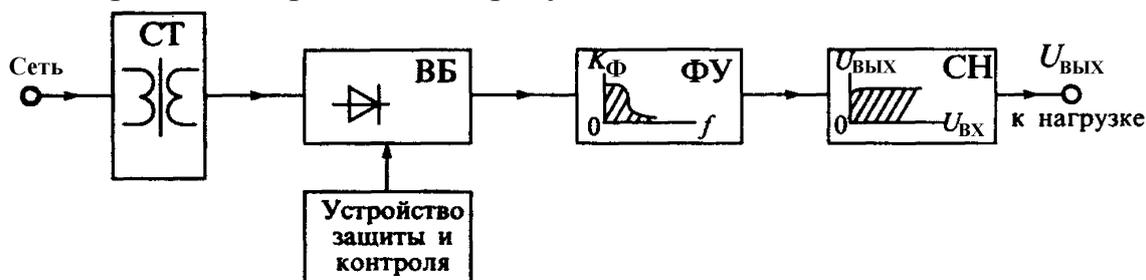


Рисунок 2.32 – Обобщенная структурная схема выпрямителя

В состав выпрямителя могут входить: силовой трансформатор СТ, вентильный блок ВБ, фильтрующее устройство ФУ и стабилизатор напряжения СН. *Трансформатор* СТ выполняет следующие функции: преобразует значение напряжения сети, обеспечивает гальваническую изоляцию нагрузки от силовой сети, преобразует количество фаз силовой сети. В импульсных источниках питания трансформатор обычно отсутствует, так как его функции выполняет ВЧ инвертор.

Вентильный блок ВБ является основным звеном выпрямителя, обеспечивая однонаправленное протекание тока в нагрузке. В качестве вентилей могут использоваться электровакуумные, газоразрядные или полупроводниковые приборы, обладающие односторонней электропроводностью, например, диоды, тиристоры, транзисторы и др. Идеальные вентильные элементы должны пропускать ток только в одном (прямом) направлении и совсем не пропускать его в другом (обратном) направлении. Реальные вентильные элементы отличаются от идеальных, прежде всего, тем, что они пропускают некоторый ток в обратном направлении и имеют падение напряжения при протекании прямого тока. Это сказывается на снижении КПД вентильного блока и снижении эффективности выпрямителя в целом.

Фильтрующее устройство ФУ используется для ослабления пульсаций выходного напряжения. В качестве фильтрующего устройства обычно используются фильтры нижних частот (ФНЧ), выполненные на пассивных R , L , C элементах или, иногда, с применением активных элементов – транзисторов, операционных усилителей (ОУ) и пр. Качество ФУ оценивают по его способности увеличивать коэффициент фильтрации q , равный отношению коэффициентов пульсации на входе и выходе фильтра.

Стабилизатор напряжения СН предназначен для уменьшения влияния внешних воздействий: изменения напряжения питающей сети, температуры окружающей среды, изменения нагрузки и др., – на выходное напряжение выпрямителя. Стабилизатор напряжения можно установить не только на выходе выпрямителя, но и на его входе. Если к стабильности выходного напряжения не предъявляется особых требований, то стабилизатор может быть или совсем исключен или его функции переданы другим узлам. Например, в импульсных источниках питания функции стабилизатора может выполнять регулируемый инвертор РИ или регулируемый вентильный блок.

Кроме основных узлов, в состав выпрямителя могут входить различные вспомогательные элементы и узлы, предназначенные для повышения его надежности: узлы контроля и автоматики, узлы защиты и др., например, узлы автоматического переключения напряжения питающей сети 110-220 В.

Для классификации выпрямителей используют различные признаки: количество выпрямленных полувольт (полупериодов) напряжения, число фаз силовой сети, схема вентильного блока, тип сглаживающего фильтра, наличие трансформатора и др.

По количеству выпрямленных полувольт различают однополупериодные и двухполупериодные выпрямители. По числу фаз питающего напряжения различают однофазные, двухфазные, трехфазные и шестифазные выпрямители. При этом под числом фаз питающего напряжения понимают число питающих напряжений с отличными друг от друга начальными фазами. Так, например, если для работы выпрямителя требуется одно-единственное питающее напряжение, то такой выпрямитель называют однофазным. Если же для работы выпрямителя требуются два питающих напряжения, сдвинутых друг относительно друга на какой-либо угол (чаще всего на 180°), то такой выпрямитель называют двухфазным. Аналогично, если для работы выпрямителя требуются три питающих напряжения, сдвинутые друг относительно друга на угол, равный 120° , то такой выпрямитель называют трехфазным. Шестифазные выпрямители состоят из двух групп трехфазных выпрямителей, питаемых противофазными напряжениями трехфазной сети.

По схеме вентильного блока различают выпрямители с параллельным, последовательным и мостовым включением однофазных выпрямителей. Схемы выпрямителей приведены на рисунке 2.33.

Однофазный однополупериодный выпрямитель, схема которого приведена на рисунке 2.33, *a*, является простейшим. Такой выпрямитель пропуска-

ет на выход только одну полуволну питающего напряжения, как показано на рисунке 2.34, *а*. Такие выпрямители находят ограниченное применение в маломощных устройствах, так как они характеризуются плохим использованием трансформатора и сглаживающего фильтра.

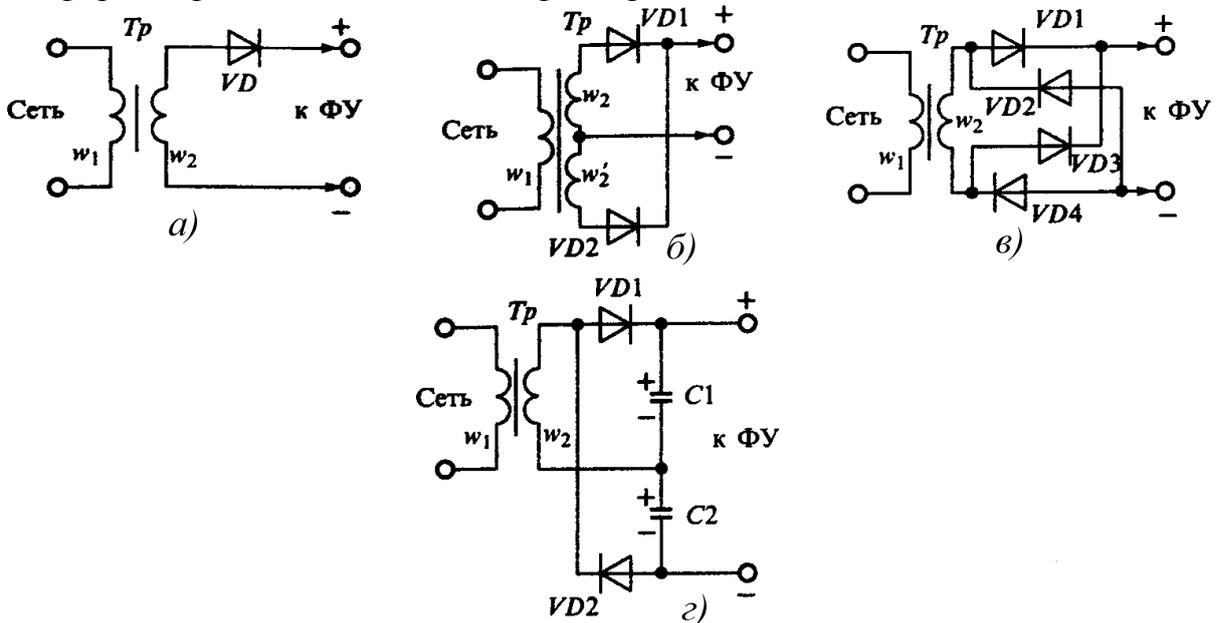


Рисунок 2.33 – Схемы выпрямителей, питаемых от однофазной сети: однополупериодный (а), двухфазный двухполупериодный (б), однофазный мостовой (в) и однофазный с последовательным включением (схема удвоения) (г)

Двухфазный двухполупериодный выпрямитель, приведенный на рисунке 2.33, б, представляет собой параллельное соединение двух однофазных выпрямителей, питаемых от двух половин вторичной обмотки w_2 и w_2' . С помощью этих полуобмоток создаются два противофазных питающих выпрямители напряжения. Форма выходного напряжения такого выпрямителя приведена на рисунке 2.34, б. Этот выпрямитель характеризуется лучшим использованием трансформатора и фильтра. Его часто называют выпрямителем со средней точкой вторичной обмотки трансформатора.

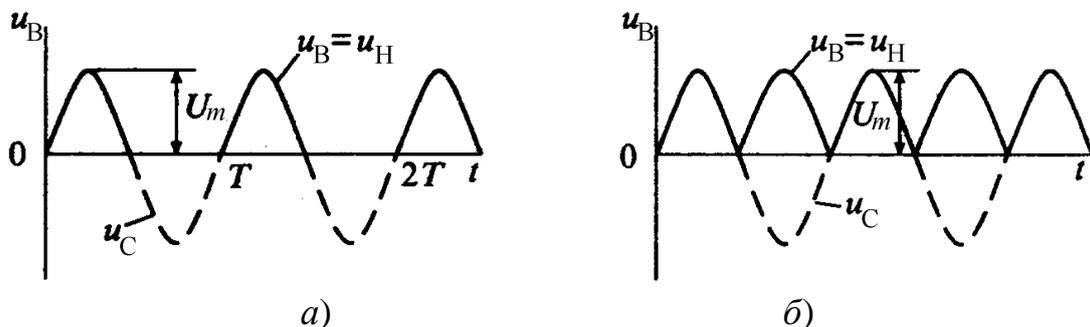


Рисунок 2.34 – Формы напряжений на входе и выходе выпрямителей, питаемых от однофазной сети, при резистивной нагрузке без фильтра: однополупериодного (а) и двухполупериодного (б)

Однофазный мостовой выпрямитель (рисунок 2.33, в) является двухполупериодным выпрямителем, питаемым от однофазной сети. В отличие от предыдущей схемы его можно использовать для выпрямления напряжения сети и без трансформатора. К его недостаткам относится удвоенное число выпрямительных диодов, однако трансформатор в таком выпрямителе используется наиболее полно, так как нет подмагничивания магнитопровода постоянным током, и ток во вторичной обмотке протекает в течение обоих полупериодов. Из-за увеличенного падения напряжения на выпрямительных диодах такие выпрямители редко используются при выпрямлении низких напряжений (меньше 5 В).

Однофазный выпрямитель с удвоением напряжения (рисунок 2.33, г) представляет собой последовательное соединение двух однофазных однополупериодных выпрямителей. В первом полупериоде при положительном напряжении на аноде диода $VD1$ заряжается конденсатор $C1$, а во втором полупериоде проводит диод $VD2$ и конденсатор $C2$ заряжается напряжением противоположной полярности. Так как эти конденсаторы включены последовательно, то выходное напряжение почти удваивается. Конденсаторы $C1$ и $C2$ могут использоваться как элементы фильтра. Трансформатор в этой схеме используется так же полно, как и в мостовой. Эту схему можно получить из мостовой схемы, изображенной на рисунке 2.33, в, если заменить диоды $VD3$ и $VD4$ конденсаторами $C1$ и $C2$. В связи с этим такой выпрямитель часто называют полумостовым. К достоинствам схемы можно отнести уменьшение вдвое выходного напряжения трансформатора, а к недостаткам – наличие двух конденсаторов $C1$ и $C2$.

Стабилизатором напряжения называют устройство, поддерживающее с определенной точностью неизменным напряжение на нагрузке. Изменение напряжения на нагрузке может быть вызвано рядом причин: колебаниями напряжениями первичного источника питания (сети переменного напряжения, аккумулятора, гальванического элемента), изменением нагрузки, изменением температуры окружающей среды и др. [12].

По принципу работы стабилизаторы делят на параметрические и компенсационные. В свою очередь параметрические стабилизаторы бывают однокаскадными, многокаскадными и мостовыми. Компенсационные стабилизаторы могут быть с непрерывным или импульсным регулированием; и те и другие могут быть последовательного или параллельного типа.

Параметрические стабилизаторы осуществляют стабилизацию напряжения за счет изменения параметров полупроводниковых приборов: стабилитронов, стабилиторов, транзисторов и др. Изменяемым параметром полупроводниковых стабилизаторов напряжения является их сопротивление или проводимость.

Компенсационные стабилизаторы представляют собой замкнутые системы автоматического регулирования напряжения на нагрузке, выполненные на полупроводниковых приборах. Выходное напряжение в этих стабилизаторах поддерживается равным или пропорциональным стабильному опорному

напряжению, которое обычно создается одним из типов параметрических стабилизаторов. Компенсационные стабилизаторы содержат регулирующий элемент (обычно транзистор), который может включаться последовательно или параллельно нагрузке. Стабилизатор с последовательным включением регулирующего элемента называют серийным, а с параллельным включением – шунтовым. Регулирующий элемент может работать в непрерывном или ключевом режимах. В импульсных стабилизаторах используется ключевой режим работы регулирующего элемента. В стабилизаторах с непрерывным регулированием регулирующий элемент работает в непрерывном режиме.

По выходной мощности стабилизаторы можно разделить на маломощные (до 1 Вт), средней мощности (до 250 Вт) и большой мощности (свыше 250 Вт). Маломощные стабилизаторы используются в измерительной технике, аналого-цифровых (АЦП) и цифро-аналоговых преобразователях (ЦАП). Стабилизаторы средней мощности используются для питания малых ЭВМ и маломощных электронных устройств. Мощные стабилизаторы применяют для питания лазерных установок, электронных микроскопов и др.

По точности поддержания выходного напряжения на нагрузке стабилизаторы делят на прецизионные (изменение напряжения не более 0.005%), точные (изменение напряжения от 0.01 до 0.005%), средней точности (изменение напряжения от 0.1 до 0.01%) и низкой точности (изменение напряжения от 1 до 0.1%). В прецизионных стабилизаторах для получения наивысшей точности поддержания выходного напряжения используются специальные устройства, исключающие влияние изменения температуры окружающей среды (термостаты или криостаты).

Параметрические стабилизаторы напряжения выполняют на специальных полупроводниковых диодах: стабилитронах и стабисторах. Для стабилизации напряжения при помощи стабилитрона используют обратную ветвь ВАХ полупроводникового диода, а при помощи стабистора – его прямую ветвь.

В стабилитронах используется явление электрического лавинного пробоя. При этом в широком диапазоне изменения тока через диод напряжение на нем меняется очень незначительно. Для ограничения тока через стабилитрон последовательно с ним включают сопротивление. Типовая схема включения стабилитрона приведена на рисунке 2.35, а. Типовые зависимости ТКН стабилитрона от $U_{СТ}$ и $I_{СТ}$ приведены на рисунке 2.35, б. Из этих зависимостей следует, что при низком напряжении стабилизации (менее 5 В) ТКН имеет отрицательный знак и при токе около 10 мА составляет примерно -2.1 мВ/°С. При напряжении выше 6 В ТКН имеет положительный знак и при $U_{СТ} = 10$ В достигает значения 6 мВ/°С. Выбирая ток стабилитрона, можно добиться почти нулевого значения ТКН.

Структурная схема компенсационного стабилизатора напряжения приведена на рисунке 2.36, а. Выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ стабилизатора через делитель напряжения ДН подводится к усилителю сигнала рассогласования

(сигнал ошибки) УСО, где сравнивается с выходным напряжением $U_{\text{ОП}}$ источника опорного напряжения ИОН. С выхода УСО напряжение ошибки поступает на регулирующий элемент РЭ и изменяет его коэффициент передачи.

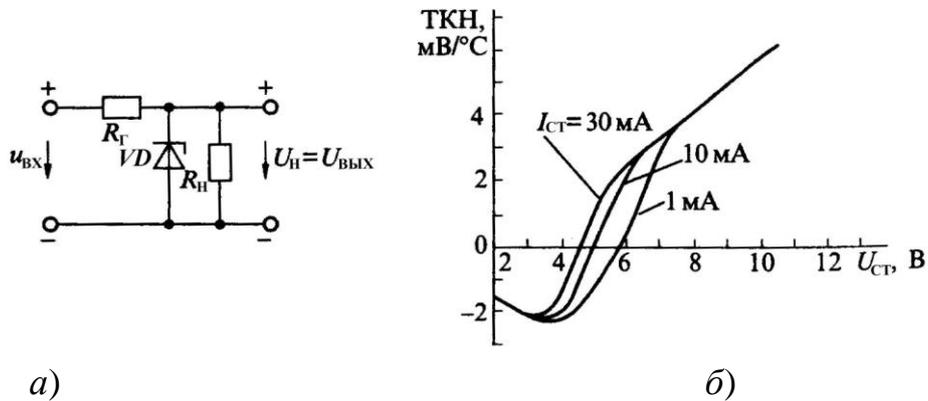


Рисунок 2.35 – Типовая схема включения стабилитрона (а) и зависимость ТКН стабилитрона от напряжения и тока стабилитрона (б)

Упрощенная схема компенсационного стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием приведена на рисунке 2.36, а. В этой схеме делитель напряжения ДН выполнен на резисторах R_1 и R_2 . Коэффициент передачи такого делителя:

$$K_{\text{Д}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \leq 1.$$

Источник опорного напряжения $U_{\text{ОП}}$ выполнен на стабилитроне VD и гасящем сопротивлении $R_{\text{Г}}$. В качестве стабилитрона можно использовать одну из стабилитронных ИС. Усилитель сигнала ошибки УСО выполнен на ОУ. Регулирующий элемент построен на транзисторе VT по схеме эмиттерного повторителя. Коэффициент передачи такого регулирующего элемента близок к единице.

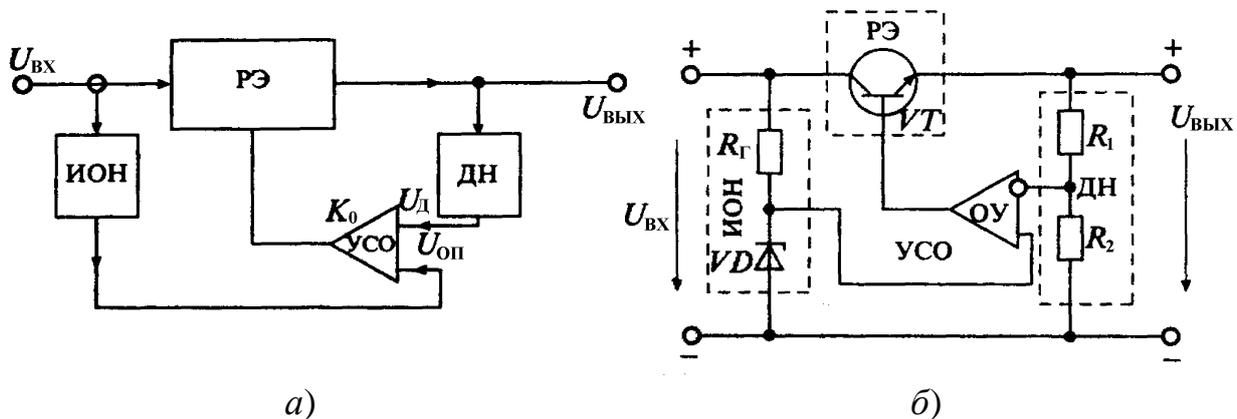


Рисунок 2.36 – Упрощенная структурная схема стабилизатора напряжения с непрерывным регулированием (а) и функциональная схема стабилизатора фиксированного напряжения (б)

Компенсационный стабилизатор имеет ряд преимуществ по сравнению с параметрическим: выходной ток компенсационного стабилизатора может быть значительно больше и ограничивается возможностями регулирующего элемента; стабилитрон VD работает в режиме холостого хода, так как он подключен к высокоомному входу ОУ.

Основным недостатком компенсационного стабилизатора с непрерывным регулированием является его невысокий КПД. В этом стабилизаторе мощность, потребляемая от источника, больше мощности, отдаваемой в нагрузку. Наибольший расход мощности имеет место в регулирующем элементе, так как напряжение на нем равно разности ($U_{ВХ} - U_{ВЫХ}$) и через него проходит весь ток нагрузки. В связи с этим регулирующий элемент РЭ часто устанавливается на теплоотвод.

Импульсные, или ключевые, источники электропитания в настоящее время получили распространение не меньшее, чем линейные стабилизаторы напряжения [12]. Их основным достоинством являются: высокий КПД, малые габариты и масса, высокая удельная мощность. Все перечисленные свойства эти источники питания получили благодаря применению ключевого режима при работе силовых элементов. В ключевом режиме рабочая точка транзистора большую часть времени находится в области насыщения или области отсечки, а зону активного (линейного) режима проходит с высокой скоростью за очень малое время переключения. При этом в области насыщения напряжение на транзисторе близко к нулю, а в режиме отсечки в транзисторе отсутствует ток, благодаря чему потери в транзисторе оказываются достаточно малыми. Все это приводит к тому, что средняя за период коммутации мощность, рассеиваемая в ключевом транзисторе, оказывается намного меньше, чем в линейном регуляторе. Малые потери в силовых ключах приводят к уменьшению или полному исключению охлаждающих радиаторов.

Улучшение массогабаритных характеристик источника питания обусловлено, прежде всего, тем, что из схемы источника питания исключается силовой трансформатор, работающий на частоте 50 Гц. Вместо него в схему вводится ВЧ трансформатор или дроссель, габариты и масса которых намного меньше НЧ силового трансформатора. Импульсные источники питания имеют большее время удержания выходного напряжения при внезапном отключении питания. Это обусловлено тем, что в сетевом выпрямителе используются конденсаторы большой емкости и с высоким рабочим напряжением (до 400 В).

К недостаткам импульсных источников электропитания обычно относят: сложность схемы, наличие ВЧ шумов и помех, увеличение пульсации выходного напряжения, большое время выхода на рабочий режим. Пульсации выходного напряжения в импульсных источниках питания больше, чем у линейных, что обусловлено сложностью подавления коротких импульсов при работе импульсного преобразователя. Другие характеристики у этих источников практически совпадают.

Обобщенная структурная схема импульсного источника приведена на рисунке 2.37. Она состоит из четырех основных блоков:

- сетевого выпрямителя с емкостным фильтром;
- ВЧ инвертора выпрямленного напряжения сети;
- устройства управления ВЧ инвертором (обычно это специализированная микросхема управления);
- выходного ВЧ выпрямителя с емкостным фильтром.

ВЧ инвертор и устройство управления совместно образуют импульсный преобразователь, который может быть индуктивным или емкостным. Наибольшее распространение в импульсных ИВЭП получили индуктивные импульсные преобразователи, которые можно разделить на дроссельные (или автотрансформаторные) и трансформаторные. Емкостные (конденсаторные) преобразователи находят ограниченное применение – для инверсии полярности или удвоения (умножения) напряжения. Обычно они представляют собой устройства с переключаемыми конденсаторами и используются для питания маломощных нагрузок.

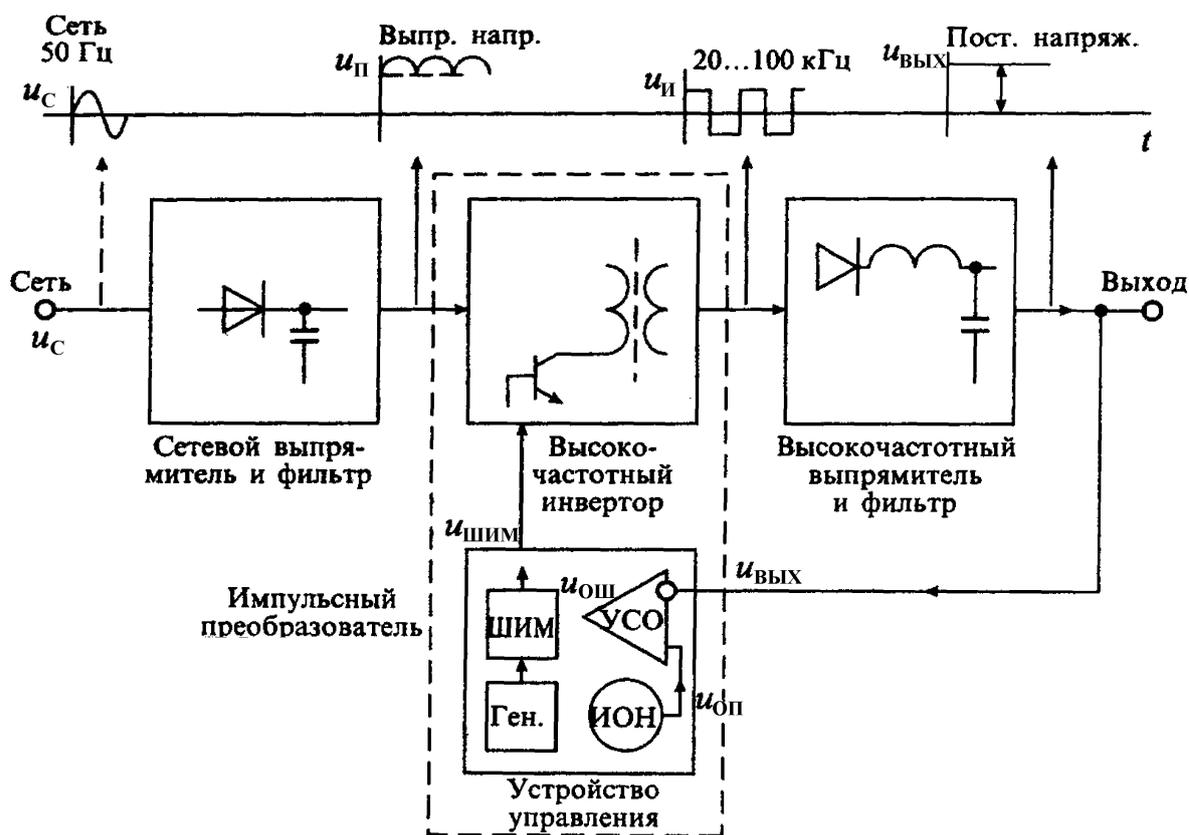


Рисунок 2.37 – Обобщенная структурная схема импульсного источника питания

Дроссельные и автотрансформаторные преобразователи относят к ряду импульсных стабилизаторов напряжения, которые делят на три группы: понижающие, повышающие и инвертирующие.

Особенностью импульсных стабилизаторов является их гальваническая связь с питающей силовой сетью. Для исключения гальванической связи на входе импульсного стабилизатора иногда включают силовой трансформатор, однако это снижает удельную мощность.

Трансформаторные импульсные преобразователи не имеют гальванической связи с сетью, однако их удельная мощность ниже, чем у дроссельных. Трансформаторные преобразователи можно разделить на одноктактные и двухтактные. В одноктактных преобразователях энергия передается на выход только в течение одной части периода преобразования. Если энергия передается при включенном силовом ключе, то такой преобразователь называют прямоходовым (Forward). Если же энергия передается при выключенном состоянии силового ключа, то преобразователь называют обратноходовым (Flyback).

Двухтактные преобразователи делят на двухфазные (Push-Pull), мостовые (Full-Bridge) и полумостовые (Half-Bridge). В двухтактных преобразователях используются обе части периода преобразования. В отличие от одноктактных двухтактные преобразователи работают без подмагничивания сердечника трансформатора постоянным током.

Рассмотрим работу ключевого источника питания, пользуясь обобщенной структурной схемой, приведенной на рисунке 2.37. Гармоническое напряжение сети (50 или 60 Гц) выпрямляется сетевым выпрямителем и заряжает конденсатор фильтра, имеющий достаточно большую емкость. Большая емкость фильтра сетевого выпрямителя обеспечивает низкие пульсации выпрямленного напряжения и увеличивает время удержания выходного напряжения. При емкости фильтра 100 мкФ и потребляемой мощности 100 Вт время удержания составляет примерно 30 мс. При напряжении питающей сети 220 В напряжение на емкости составляет примерно 300 В.

Это напряжение поступает на вход импульсного преобразователя, который преобразует его в ВЧ импульсы прямоугольной формы. Частота импульсного напряжения обычно лежит в пределах от 20 до 200 кГц. С увеличением частоты преобразования увеличивается удельная мощность, но одновременно растут потери в элементах преобразователя, что приводит к снижению КПД.

С выхода преобразователя напряжение поступает на ВЧ выпрямитель с емкостным фильтром. При высокой частоте преобразования к элементам выпрямителя и фильтра предъявляются очень жесткие требования: время восстановления обратного сопротивления выпрямительных диодов должно лежать в пределах от 10 до 100 нс, а емкости фильтра не должны иметь индуктивности.

В большинстве случаев ВЧ инвертор работает на фиксированной частоте, а регулирование выходного напряжения обеспечивается с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ) управляющих сигналов. Широтно-импульсное регулирование выполняется при помощи схемы управления, на вход которой подается выходное напряжение. Для обеспечения гальванического разделения выхода от силовой сети в трансформаторных схемах инвер-

торов обычно используются различные типы устройств гальванической развязки: оптроны, трансформаторы, изолирующие усилители и др. Формы управляющих сигналов при ШИМ приведены на рисунке 2.38. Глубина ШИМ характеризуется коэффициентом заполнения:

$$\gamma = \frac{t_{\text{И}}}{T},$$

где $t_{\text{И}}$ – длительность импульса управления, T – период повторения.

Если длительность импульса составляет половину периода, то $\gamma = 0.5$, т.е. 50%. При увеличении длительности импульса коэффициент заполнения растет до 100%. В общем случае коэффициент заполнения $0 \leq \gamma \leq 100\%$.

Способ получения широтно-модулированных импульсов показан на рисунке 2.38, б. В схеме, приведенной на рисунке 2.37, вначале формируется сигнал ошибки $u_{\text{ОШ}}$ (рассогласования). Для этого на вход схемы управления подается выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$, которое сравнивается в усилителе сигнала ошибки УСО с опорным напряжением $U_{\text{ОП}}$, создаваемым специальным источником опорного напряжения ИОН.

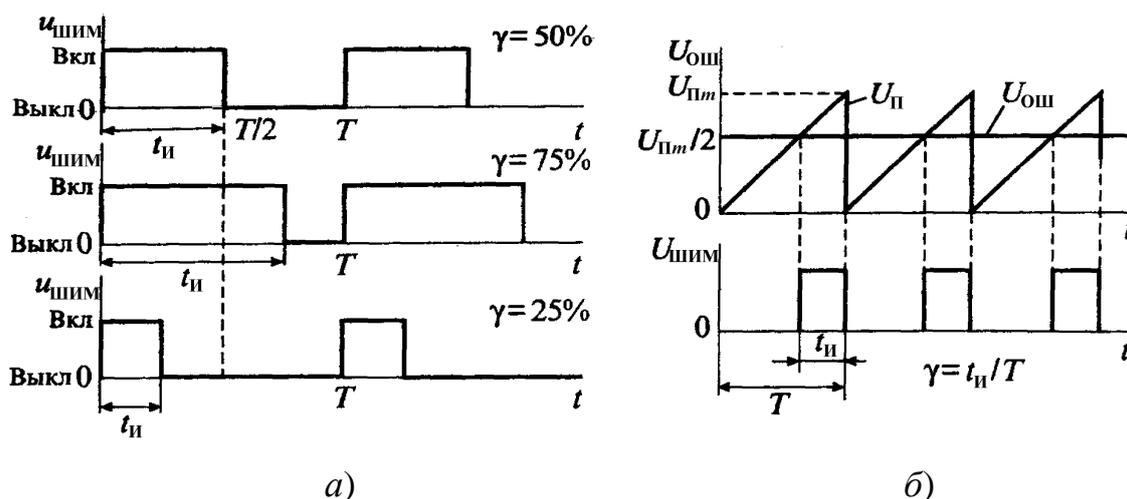


Рисунок 2.38 – Форма импульсов при ШИМ (а) и способ их получения (б)

В схеме широтно-импульсного модулятора сигнал ошибки $u_{\text{ОШ}}$ сравнивается с линейно растущим напряжением пилообразной формы $u_{\text{Пм}}$. Если за исходное состояние широтно-импульсного модулятора принять, что $u_{\text{ОШ}} = U_{\text{Пм}}/2$, где $U_{\text{Пм}}$ – максимальное значение пилообразного напряжения, то получим, что в исходном состоянии коэффициент заполнения $\gamma_0 = 50\%$.

При увеличении выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}} > U_{\text{ВЫХ.НОМ}}$ сигнал ошибки также увеличивается $U_{\text{ОШ}} > U_{\text{Пм}}/2$, а длительность импульса управления уменьшается, как показано на рисунке 2.38, б.

При уменьшении выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}} < U_{\text{ВЫХ.НОМ}}$ сигнал ошибки уменьшается $U_{\text{ОШ}} < U_{\text{Пм}}/2$, а длительность импульса увеличивается.

Изменение длительности импульса $t_{\text{И}}$ приводит к изменению времени включенного состояния силового транзисторного ключа и, следовательно, к пропорциональному изменению выходного напряжения. Таким образом, в ре-

гулируемом ШИМ-конверторе обеспечивается стабилизация выходного напряжения.

2.6 Усилители электрических сигналов

Частный случай управления энергией, при котором путем затраты небольшого ее количества можно управлять энергией, во много раз большей, называется *усилением*. При этом необходимо, чтобы процесс управления являлся непрерывным, плавным и однозначным. Устройство, осуществляющее такое управление, называется *усилителем*.

Если управляющая и управляемая энергии являются электрическими, такой усилитель называют *усилителем электрических сигналов*. Эти усилители широко используются во всех областях техники [10, 19].

По роду усиливаемых сигналов их подразделяют на усилители гармонических сигналов и усилители импульсных сигналов.

По характеру изменения усиливаемого сигнала во времени усилители делят на усилители медленно изменяющихся сигналов, которые часто называют *усилителями постоянного тока*, и усилители переменного тока, подразделяемые на усилители низкой частоты, высокой частоты, широкополосные, избирательные, универсальные многофункциональные и пр.

В зависимости от характера нагрузки и назначения различают усилители напряжения, тока, мощности. Такое разделение условно, так как в любом случае в конечном счете усиливается мощность.

В зависимости от типа использованных в усилителе активных элементов различают усилители ламповые, полупроводниковые, магнитные, оптоэлектронные, диэлектрические.

В ряде случаев усилители выполняют комбинированными с применением активных компонентов различных типов. Кроме того, их иногда подразделяют на усилители прямого усиления и усилители с преобразованием усиливаемого сигнала.

Структура усилителя и его характеристики приведены на рисунке 2.39. Основные показатели усилителей электрического сигнала зависят от требований, предъявляемых к ним, и их конкретного назначения.

Коэффициентом преобразования или *коэффициентом передачи* называют отношение выходного сигнала к входному. В частном случае, когда входное и выходное значения сигнала являются однородными, коэффициент преобразования называют *коэффициентом усиления*. Размерность и общепринятые обозначения коэффициента преобразования зависят от значений и величин входного и выходного сигналов, например $S = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$ – коэффициент

преобразования напряжения в ток; $W = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}}$ – коэффициент преобразования

тока в мощность.

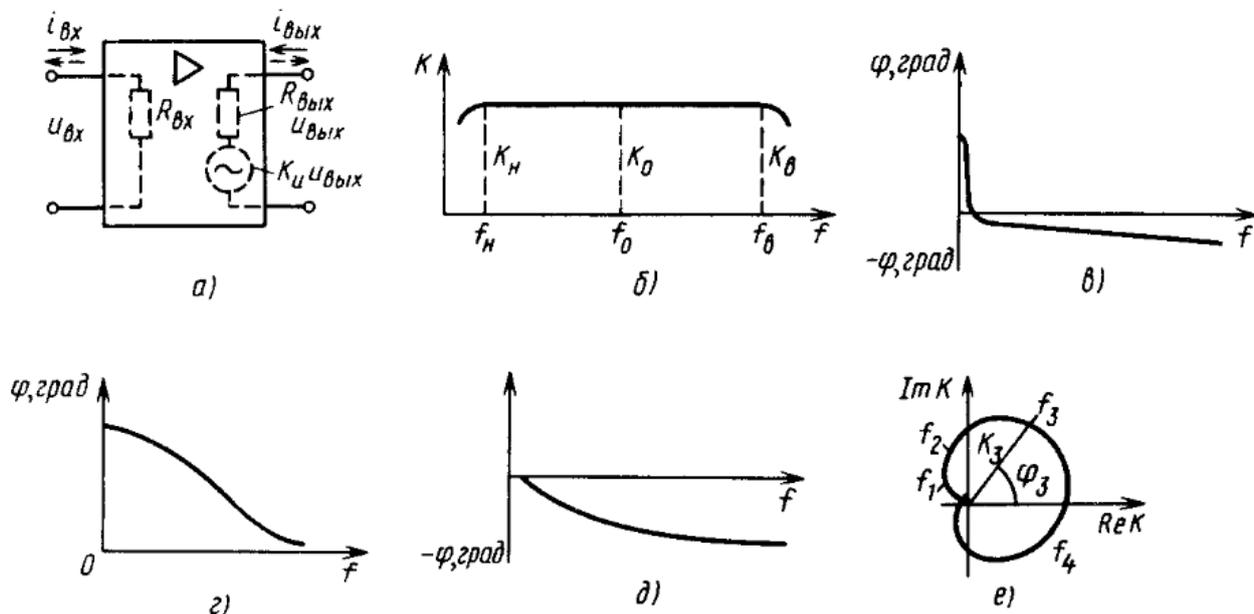


Рисунок 2.39 – Структура усилителя (а) и его характеристики: частотная (б); фазовая (в); фазовая для диапазона низких частот (г); фазовая для диапазона высоких частот (д); амплитудно-фазовая (е)

В зависимости от характера входной или выходной величин коэффициент усиления подразделяют на коэффициент усиления по напряжению $K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$; коэффициент усиления по току $K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}}$; коэффициент усиления по мощности $K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}}$.

В ряде случаев коэффициенты усиления выражают в логарифмических единицах – децибелах (дБ):

$$\begin{aligned}
 K_U &= 20 \lg \left(\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \right); \\
 K_I &= 20 \lg \left(\frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} \right); \\
 K_P &= 10 \lg \left(\frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} \right).
 \end{aligned}
 \tag{2.14}$$

Логарифмические единицы удобны тем, что если известны коэффициенты усиления отдельных каскадов или узлов усилителя, общий коэффициент усиления которого равен произведению этих коэффициентов, то его (общий коэффициент) находят как алгебраическую сумму логарифмических коэффициентов усиления отдельных каскадов.

Коэффициенты усиления по напряжению и току, как правило, комплексные величины, характеризующиеся как модулем, так и фазой. Это связано с тем, что отдельные составляющие спектра сигнала усиливаются по-разному из-за наличия реактивных компонентов и инерционности активных приборов.

Отношение наибольшего допустимого значения входного напряжения к его наименьшему допустимому значению называют *динамическим диапазоном*:

$$D = \frac{U_{\text{BXmax}}}{U_{\text{BXmin}}}; D \text{ дБ} = 20 \lg \left(\frac{U_{\text{BXmax}}}{U_{\text{BXmin}}} \right). \quad (2.15)$$

Введение коэффициента D , характеризующего динамический диапазон, необходимо потому, что максимально допустимое входное напряжение усилителя ограничено искажениями сигнала, вызванными выходом рабочих точек усилительных каскадов за пределы линейного участка характеристики.

Минимально допустимое напряжение обычно ограничено уровнем собственных шумов усилителя, на фоне которых полезный сигнал не удается выделить. В ряде случаев напряжением $U_{\text{BX min}}$ считается сигнал, который дает выходное напряжение, равное действующему значению напряжения шумов усилителя.

В общем случае входное и выходное сопротивления – величины комплексные из-за наличия реактивных элементов во входной и выходной цепях. В рабочем диапазоне частот они обычно приближаются к активным.

Выходная мощность характеризуется номинальной выходной мощностью. Под ней понимают мощность на выходе усилителя при работе на расчетную нагрузку и заданном коэффициенте гармоник или нелинейных искажений.

Коэффициент полезного действия представляет собой отношение выходной мощности, отдаваемой усилителем в нагрузку, к общей мощности, потребляемой от источника питания:

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{О}}}.$$

Он характеризует энергетические показатели усилителя.

Характеристики преобразования показывают, как преобразуется входной сигнал в зависимости от параметров усилителя.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) усилителя – это зависимость модуля коэффициента усиления от частоты входного сигнала (рисунок 2.39, б).

Фазочастотная характеристика (ФЧХ) – зависимость угла сдвига фазы между выходным и входным напряжениями от частоты (рисунок 2.39, в). В ряде случаев для наглядности строят фазовые характеристики отдельно для области низких и области верхних рабочих частот (рисунок 2.39, г, д).

Амплитудно-фазовая характеристика – это построенная в полярной системе координат зависимость коэффициента усиления и фазового сдвига

усилителя от частоты (рисунок 2.39, е). Она объединяет в себе амплитудно- и фазочастотные характеристики усилителя и представляет собой годограф комплексного коэффициента $\dot{K} j\omega$.

Амплитудная характеристика – зависимость амплитудного значения напряжения первой гармоники выходного напряжения от амплитуды синусоидального входного напряжения (рисунок 2.40, а).

Переходная характеристика – зависимость от времени выходного напряжения усилителя, на вход которого подан мгновенный скачок напряжения (рисунок 2.40, б). Эта характеристика дает возможность определить переходные искажения, которые в области малых времен характеризуются фронтом выходного напряжения и оцениваются временем установления t_y и выбросом δ .

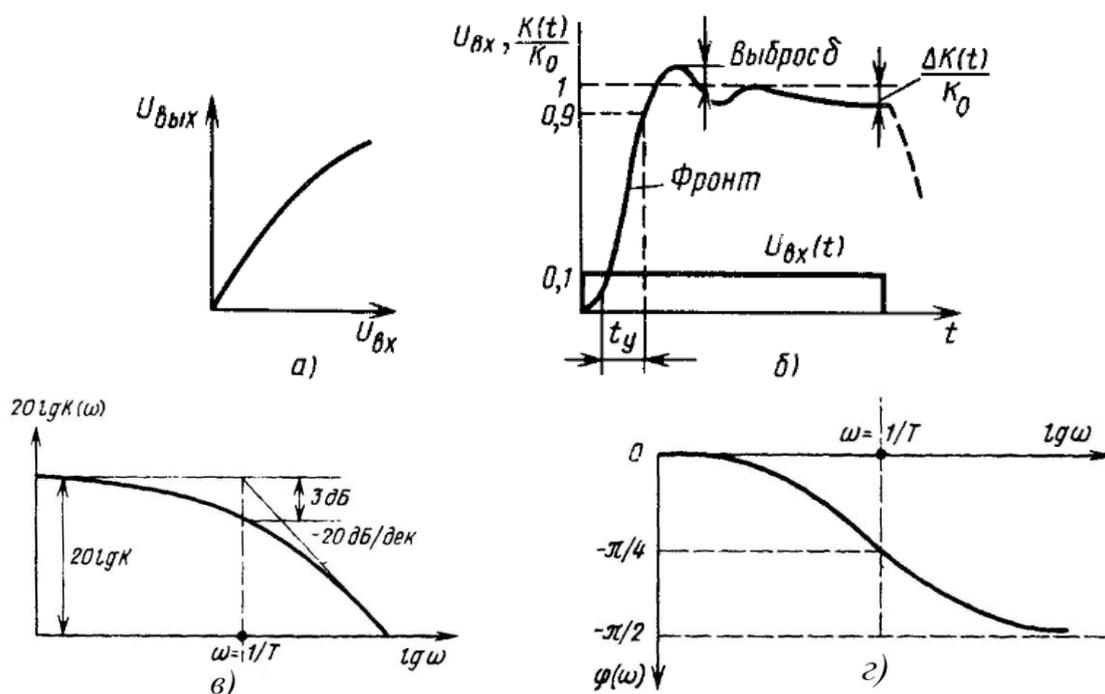


Рисунок 2.40 – Амплитудная (а), переходная (б), логарифмическая амплитудно-частотная (в) и логарифмическая фазочастотная (г) характеристики усилителя

В области больших времен искажается вершина импульса. Эти искажения оценивают относительным значением спада плоской вершины $\lambda = \frac{\Delta K t}{K_0}$ к моменту окончания импульса.

Переходные искажения вызваны наличием реактивных элементов в цепях усилителя и инерционностью активных компонентов.

В ряде случаев амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики удобнее строить в логарифмической системе координат (рисунки 2.40, в, г). При этом коэффициент усиления многокаскадного усилителя почти всегда может быть представлен как отношение полиномов в операторном виде (*не-*

редаточная функция). Передаточная функция в наиболее общем виде связывает между собой входной и выходной сигналы:

$$K(p) = K_0 \frac{\prod_{k=1}^m (1 + \tau_k p)}{\prod_{i=1}^s (1 + \tau_i p)}. \quad (2.16)$$

Здесь K_0 – коэффициент усиления на частоте, где выполняются условия $\tau_k \omega \ll 1$, $\tau_i \omega \ll 1$ (при замене p на $j\omega$); τ_k и τ_i – постоянные времени усилительного каскада; p – оператор Лапласа.

Прологарифмировав (2.16), получим:

$$\lg K(p) = \lg K_0 + \sum_{k=1}^m \lg (1 + \tau_k p) - \sum_{i=1}^s \lg (1 + \tau_i p). \quad (2.17)$$

Построение логарифмической АЧХ (ЛАЧХ) сводится к построению зависимости модуля каждого слагаемого выражения (2.17) от частоты, а затем к суммированию их ординат.

Для упрощения операции суммирования ЛАЧХ каждого звена представляют в виде отрезков сопрягающихся друг с другом прямых. При этом вместо оператора p подставляют $j\omega$.

Логарифмические характеристики применяют при анализе устойчивости усилителей с обратной связью (ОС).

Рабочий диапазон частот (полоса пропускания, диапазон пропускаемых частот и т.д.) – полоса частот от нижней рабочей частоты f_H до высшей рабочей частоты f_B , в пределах которой коэффициент усиления или коэффициент преобразования усилителя не выходит за пределы заданных допусков. Это касается как модуля, так и фазы коэффициента усиления, так как последний обычно бывает комплексным из-за влияния реактивных элементов.

Если к усилителю не предъявляются какие-либо специальные требования, то рабочий диапазон частот определяют на уровне 3 дБ. Это диапазон от нижней частоты f_H , на которой коэффициент усиления уменьшается относительно своего значения на средней частоте на 3 дБ (в 1.41 раза), до высшей f_B , на которой коэффициент усиления также уменьшается на 3 дБ.

Частотные искажения обусловлены отклонениями частотных характеристик от идеальных в рабочем диапазоне частот. Мерой частотных искажений является нормированное (относительное) усиление на границах рабочего диапазона частот.

Нормированное усиление на нижней (G_H) и высшей (G_B) частотах определяется как отношение коэффициента усиления на границах рабочего диапазона к коэффициенту усиления на средней рабочей частоте:

$$G_H = \frac{K_H}{K_0}; \quad G_H \text{ дБ} = 20 \lg \left(\frac{K_H}{K_0} \right); \quad (2.18)$$

$$G_B = \frac{K_B}{K_0}; \quad G_B \text{ дБ} = 20 \lg \left(\frac{K_B}{K_0} \right).$$

Часто используют величину, обратную нормированному усилению на границах рабочего диапазона, которая называется *коэффициентом частотных искажений*:

$$M_H = \frac{1}{G_H} = \frac{K_0}{K_H}; \quad M_H \text{ дБ} = 20 \lg \left(\frac{K_0}{K_H} \right); \quad (2.19)$$

$$M_B = \frac{1}{G_B} = \frac{K_0}{K_B}; \quad M_B \text{ дБ} = 20 \lg \left(\frac{K_0}{K_B} \right).$$

Для определенности K_0 обычно определяют на частоте $f_0 = \sqrt{f_H f_B}$.

В технических условиях (ТУ) на усилительные устройства часто задают неравномерность АЧХ. Под ней обычно понимают выраженное в процентах максимальное отклонение коэффициента усиления в заданной полосе частот (ΔK_{\max}) от того значения, которое задано в ТУ:

$$\delta \% = \frac{\Delta K_{\max}}{K_0} \cdot 100\%,$$

где $\Delta K_{\max} = K_m - K_0$, K_m – максимальное или минимальное значение коэффициента усиления в заданной полосе частот.

Частотные искажения при усилении приводят к искажениям формы сигналов, имеющих широкий спектр частот.

Фазовые искажения появляются вследствие отклонения ФЧХ реального усилителя от идеальной. Они вызваны неодинаковым сдвигом по фазе отдельных гармонических составляющих спектра сигнала сложной формы, что обусловлено наличием в цепях усилителя реактивных компонентов и инерционными свойствами активных приборов.

Рассмотрим их на примере усиления входного несинусоидального напряжения $u_1(t)$ (кривая 3 на рисунке 2.41, а), состоящего из двух гармонических составляющих с частотами f (кривая 1) и $2f$ (кривая 2).

Допустим, что в процессе прохождения составляющих сигнала через цепи усилителя фаза второй гармоники изменилась на четверть периода по отношению к составляющей основной частоты. Тогда, как видно из рисунка 2.41, б, форма выходного сигнала (кривая 3), полученного суммированием гармонических составляющих (кривые 1, 2), существенно изменится.

Форма кривой сигнала не искажается, если фазовый сдвиг, вносимый усилителем, изменяется прямо пропорционально частоте.

Действительно, если входное напряжение

$$u_1 = \sum_{n=1}^m U_n \sin n\omega t + \psi_n, \quad (2.20)$$

где ψ_n – сдвиг фазы соответствующей гармоники, а вносимый усилителем на частоте n -ой гармоники фазовый сдвиг прямо пропорционален частоте $\varphi_n = n\omega\tau$, то:

$$u_{\text{ВЫХ}} = K \sum_{n=1}^m U_n \sin[n\omega t + \tau + \psi_n]. \quad (2.21)$$

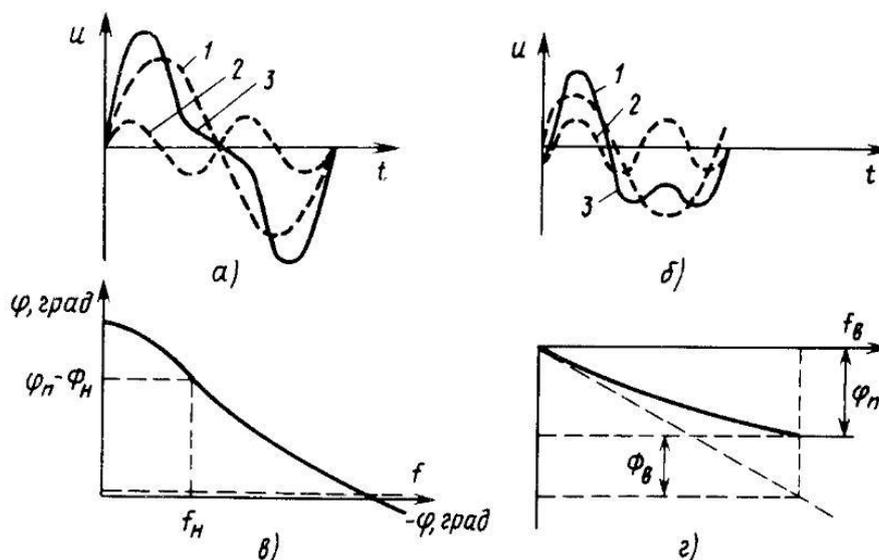


Рисунок 2.41 – Искажения выходного сигнала, вызванные временным сдвигом отдельных гармоник (а, б); определение фазовых искажений в области низких (в) и верхних частот (г)

Видно, что выходное напряжение отличается от входного лишь запаздыванием на время задержки τ , которое иногда называют *временем фазового пробега*, форма же сигнала на выходе идентична форме входного сигнала.

Можно показать также, что *постоянное значение фазового сдвига для различных частот имеет место в том случае, когда коэффициент усиления изменяется по линейному закону*.

Строго говоря, оба эти положения справедливы только для минимально-фазовых цепей, у которых между амплитудной и фазовой частотными характеристиками имеется однозначная связь. Математически это означает, что полиномы числителя и знаменателя передаточной функции (2.16) не имеют корней с положительной вещественной частью. Усилительные цепи в большинстве случаев можно рассматривать как минимально-фазовые.

Из сказанного выше ясно, что идеальной фазовой характеристикой является прямая, проходящая под любым углом к горизонтальной оси. Поэтому фазовые искажения, вносимые усилителем, оцениваются не абсолютным значением угла сдвига фаз, вносимого усилителем, а разностью ординат Φ фазовой характеристики и касательной к ней, проведенной через начало координат (φ_n). В области нижних частот (рисунок 2.41, в) касательная к фазовой характеристике совпадает с горизонтальной осью и соответственно мерой фазовых искажений Φ_H является абсолютное значение фазового сдвига, вносимого

усилителем. В области верхних частот при том же значении сдвига фаз фазовые искажения Φ_B значительно меньше, чем в области нижних частот. Поэтому даже при значительном фазовом сдвиге в области высоких частот фазовые искажения бывают сравнительно невелики.

Нелинейные искажения обусловлены нелинейностями амплитудной характеристики усилителя. Количественно их оценивают или коэффициентом нелинейных искажений $K_{НИ}$, или коэффициентом гармоник K_G .

Коэффициент нелинейных искажений определяется корнем квадратным из отношения мощностей всех высших гармоник выходного сигнала, появляющихся в результате нелинейных искажений, к полной выходной мощности:

$$K_{НИ} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + P_4 + \dots + P_n}{P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_n}} = \sqrt{\frac{I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + I_{4m}^2 + \dots + I_{nm}^2}{I_{1m}^2 + I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + \dots + I_{nm}^2}} =$$

$$= \sqrt{\frac{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + U_{4m}^2 + \dots + U_{nm}^2}{U_{1m}^2 + U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \dots + U_{nm}^2}}. \quad (2.22)$$

Коэффициент гармоник представляет собой корень квадратный из отношения мощностей всех высших гармоник выходного сигнала, появляющихся в результате нелинейных искажений, к мощности первой гармоники:

$$K_G = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + P_4 + \dots + P_n}{P_1}} = \sqrt{\frac{I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + I_{4m}^2 + \dots + I_{nm}^2}{I_{1m}^2}} =$$

$$= \sqrt{\frac{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + U_{4m}^2 + \dots + U_{nm}^2}{U_{1m}^2}}, \quad (2.23)$$

где P_n – мощность n -ой гармонической составляющей выходного сигнала; U_{nm} , I_{nm} – амплитуды напряжений и тока n -ой гармонической составляющей выходного сигнала.

2.7 Электронные усилители и генераторы

Усилительный каскад – конструктивное звено электронного усилителя – содержит один или более активных (усилительных) элементов и набор пассивных элементов. Активные (усилительные) элементы (транзисторы, электронные и газоразрядные лампы, тиристоры и др.), управляемые входным сигналом, преобразуют энергию источника питания в энергию выходного сигнала нагрузки, т.е. осуществляют усиление. Пассивные элементы – резисторы, конденсаторы, трансформаторы, дроссели, нелинейные элементы – обеспечивают заданный режим работы усилительного элемента.

На практике для большей наглядности сложные процессы часто исследуют на простых моделях [13]. Уподобим усилительный элемент символическому переменному резистору, выходное сопротивление которого автомати-

чески регулируется входным усиливаемым сигналом. Схема такой модели показана на рисунке 2.42.

Активный усилительный элемент УЭ последовательно с резистором R_K присоединен к источнику питания E . Из трех электродов активного элемента один является общим для входной и выходной цепей. Входная цепь состоит из источника сигнала e_C , конденсатора C_1 и подвижного контакта, выполняющего роль управляющего электрода. Выходную цепь образуют два электрода с регулируемой проводимостью и нагрузка R_H , подключенная к ним. Управляющим электродом может быть база (затвор) транзистора или сетка лампы. Напряжение, подведенное к этому электроду, воздействует на активный элемент, что в рассматриваемой на рисунке 2.42 модели эквивалентно перемещению подвижного контакта переменного резистора: при перемещении вверх сопротивление $R_{AЭ}$ возрастает, при движении вниз – уменьшается. Поскольку резистор $R_{AЭ}$ соединен последовательно с постоянным резистором R_K , то изменения сопротивления $R_{AЭ}$ сопровождаются синхронным перераспределением падений напряжений в выходной цепи, которая присоединена к внешнему источнику энергии E . Выходной сигнал (напряжение между точкой A и корпусом), который выделяется на нагрузке R_H , равен:

$$u_{\text{ВЫХ}} = E - i_{\text{ВЫХ}} R_K.$$

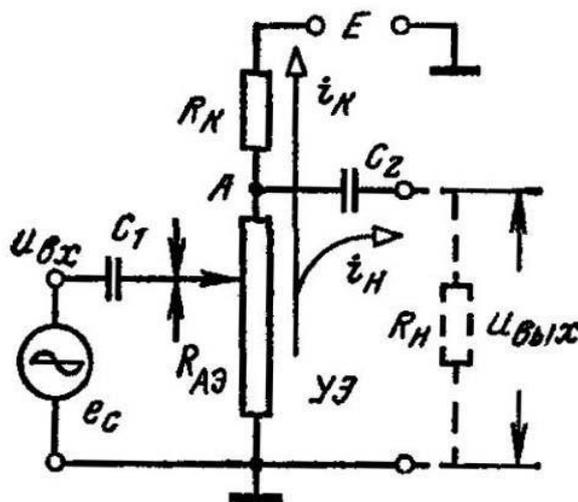


Рисунок 2.42 – Модель усилительного каскада

Когда входной сигнал отсутствует, в цепях УЭ протекают постоянные токи; при появлении переменного входного сигнала в цепях существуют и постоянные, и переменные токи. Пассивными элементами этой модели являются конденсаторы C_1 и C_2 , резисторы R_K и R_H . Конденсаторы отделяют цепи постоянного от цепей переменного тока, пропуская на вход и в нагрузку только переменные составляющие. Постоянный резистор R_K , являясь частью делителя напряжения, участвует в формировании выходного сигнала; его сопротивление во многих случаях должно быть соизмеримым с сопротивлением активного элемента УЭ в моменты его наибольшего и наименьшего значений.

Каскады подразделяются по многим признакам – по типу активного элемента (транзисторные, триодные, пентодные и т.д.), по назначению (усилители напряжения, тока или мощности), по виду связей между каскадами (резисторно-емкостные, трансформаторные) и т.д.

Один из вариантов транзисторного каскада для усиления переменного тока приведен на рисунке 2.43. Транзистор VT_1 $n-p-n$ типа включен по схеме с ОЭ. Входное напряжение база-эмиттер создается источником с ЭДС e_c и внутренним сопротивлением $R_{и}$. В цепи базы установлены резисторы R_1 и R_2 . Коллектор транзистора соединен с отрицательным зажимом источника E_K через R_K и R_{ϕ} . Выходной сигнал снимается с выводов коллектора и эмиттера и через конденсатор C_2 поступает в нагрузку R_H .

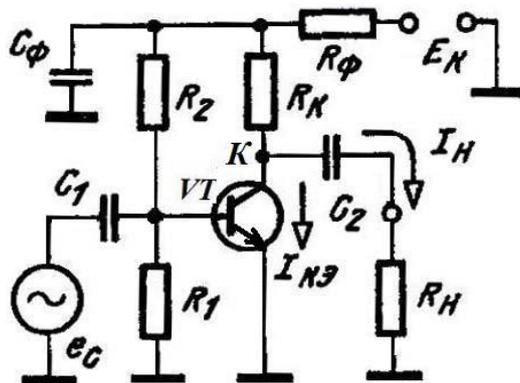


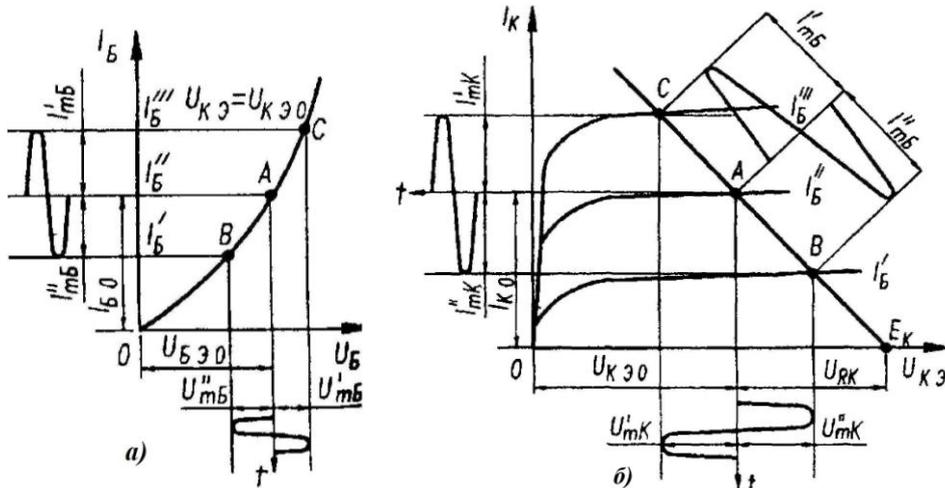
Рисунок 2.43 – Транзисторный усилительный каскад с резисторно-конденсаторными связями

Принцип работы каскада поясняется графиками на рисунке 2.44. На рисунке 2.44, *а* представлена идеализированная входная характеристика транзистора с кривыми входного тока и напряжения, а на рисунке 2.44, *б* – линия нагрузки на координатных осях выходных сигналов – тока и напряжения – и графики их изменения. В исходном состоянии транзистор открыт смещающим напряжением $U_{БЭ0}$, уровень которого определяется точкой покоя A . Во входной и выходной цепях транзистора протекают постоянные токи покоя $I_{Б0}$, $I_{К0}$. Положительные полупериоды напряжения сигнала $U_{мБ}$ складываются с положительным напряжением смещения $U_{БЭ0}$, что приводит к увеличению коллекторного тока $I_{мК}$. Потенциал точки K (на рисунке 2.43) приближается к потенциалу корпуса, и выходной ток $I_{ВЫХ} = I_K$ растет в соответствии с формулой:

$$I_{ВЫХ} = I_K = \frac{E_K - U_{КЭ}}{R_K}. \quad (2.24)$$

Отрицательный полупериод входного сигнала понижает положительное напряжение смещения $U_{БЭ0}$, транзистор плавно закрывается, его сопротивление значительно увеличивается ($r_{КЭ} \gg R_K$), в точке K (на рисунке 2.43) возникает потенциал ϕ_K , который стремится к E_K . Ток в выходной цепи согласно (2.24) стремится к нулю (проекция точки B на вертикальную ось, рисунок 2.44, *б*). Таким образом, в состоянии покоя при отсутствии входного сигнала

через УЭ каскада проходит постоянный номинальный ток покоя I_{K0} ; при наличии входного сигнала токи в цепях, ограниченных конденсаторами C_1 и C_2 , содержат и переменную и постоянную составляющие. В каскаде с транзистором, включенным по схеме с ОЭ (рисунок 2.44), отчетливо видно, что выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ изменяется в противофазе с входным (см. синусоидальные сигналы внизу рисунков).



a – входная характеристика; *б* – выходная характеристика

Рисунок 2.44 – Графики, поясняющие процесс усиления колебаний

Поскольку при входном сигнале в десятки милливольт (или микроампер) выходной сигнал достигает нескольких вольт (или миллиампер), то в каскаде имеет место усиление сигнала.

Благодаря конденсатору C_1 переменное напряжение входного сигнала свободно проходит в базовую цепь, а постоянное напряжение смещения $U_{БЭ0}$ в цепь источника входного сигнала проникнуть не может. Такую же роль выполняет и конденсатор C_2 ; он разделяет выходную цепь и ветвь нагрузки по постоянной составляющей коллекторного напряжения. Конденсатор C_{Φ} совместно с резистором R_{Φ} образует RC -звено фильтра, который требуется, в частности, для сглаживания пульсаций питающего напряжения (при мало-мощном источнике E_K с большим внутренним сопротивлением). Резисторы R_1 и R_2 (см. рисунок 2.43) служат для установки рабочей точки и для стабилизации режима работы транзистора при изменениях температуры или при замене одного экземпляра другим.

В зависимости от соотношения амплитуды входного сигнала и напряжения смещения различают несколько режимов работы усилительных элементов, которые называют варианты или классы усиления сигналов. На практике широко применяются режимы A , AB , B , BC , C и D . Их особенности отражены на рисунке 2.45 в виде временных графиков входных и выходных сигналов относительно идеализированной характеристики усиления.

Выходные сигналы смещены, как и входные, на соответствующие уровни. В результате в выходной цепи может произойти отсечка части сигнала по уровню. Применительно к синусоидальному сигналу глубина отсечки

оценивается углом отсечки сигнала. Половина длительности токового импульса в выходной цепи, выраженная в угловой (радианной) мере, называется углом отсечки (рисунок 2.45).

Смещение осуществляется введением в управляющую цепь УЭ напряжения смещения $U_{см}$, действующего совместно с усиливаемым – входным сигналом $U_{вх}$.

Режим *A* (иногда называют режимом усиления класса *A*) характеризуется тем, что напряжение смещения превышает амплитуду входного сигнала $\theta = \pi$. Работа каскада в этом режиме уже рассмотрена и подробно иллюстрирована на рисунке 2.44. Каждая полуволна сигнала усиливается одинаково, и на выходе каскада переменная составляющая тока имеет также синусоидальную форму. При отсутствии входного синусоидального сигнала каскад потребляет от источника такую же мощность, как и при его наличии. Этот режим применяется, как правило, в маломощных каскадах предварительного усиления, в усилителях звуков (речи, музыки), в измерительных и других усилителях с малым коэффициентом искажений. Во многих практических случаях не требуется высокая точность воспроизведения входных сигналов, и важным фактором становится экономичность усилителей. При этом уменьшается их масса и габаритные размеры, повышается надежность. Компромиссное решение достигается благодаря применению других режимов усиления.

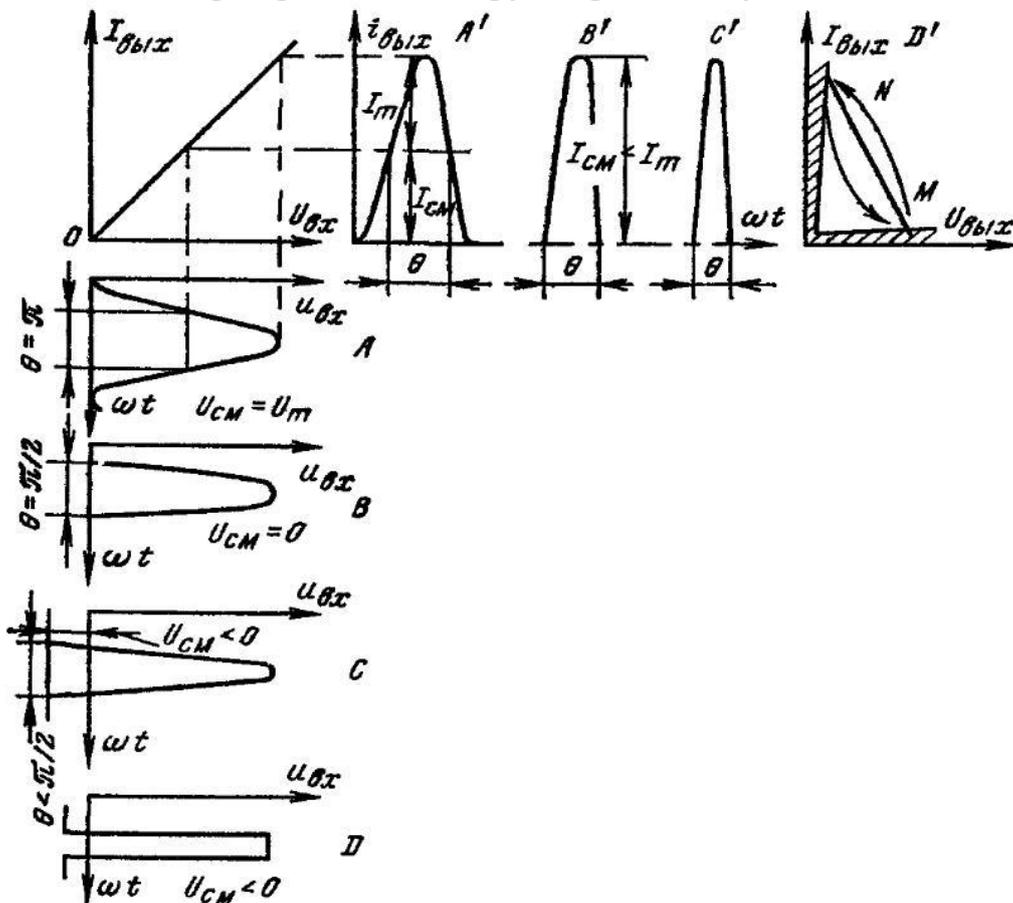


Рисунок 2.45 – Режимы работы усилительного каскада (*A*, *B*, *C*, *D*) в зависимости от угла отсечки

В режиме B напряжение смещения $U_{\text{см}}$ выбирают таким, чтобы точка покоя находилась почти в самом начале идеализированной характеристики (в точке O , рисунок 2.45, графики B и B'). При наличии входного сигнала ток в выходной цепи имеет пульсирующий характер и протекает в течение половины периода; постоянная составляющая выходного тока равна нулю при отсутствии сигнала и равна среднему значению тока однополупериодного выпрямления при прохождении сигнала. При отсутствии сигнала каскад почти не потребляет мощность от источника питания. При усилении КПД достигает 70%. Однако выходной сигнал сильно искажается, так как содержит много четных гармонических составляющих с относительно большими амплитудами. Этот режим используется в так называемых двухтактных усилительных каскадах и в усилителях с резонансными свойствами. В режиме B $\theta = \pi/2$.

Режим AB характеризуется углом отсечки $\pi/2 < \theta < \pi$, он занимает промежуточное положение между режимами A и B ; в этом режиме коэффициент нелинейных искажений значительно меньше, чем в режиме B , а КПД достигает 60%.

Режим C ($\theta < \pi/2$, графики C и C') отличается высокой экономичностью и значительным уровнем нелинейных искажений. Этот режим пригоден для резонансных усилителей, эффективно отфильтровывающих высшие гармоники, и для электрических приводов автоматических систем.

Режим D ($\theta < 10^\circ$, графики D и D') часто применяется в переключающих устройствах, работающих в ключевом режиме, например в усилителях для электроприводов автоматических систем; в ключевом режиме работают многие блоки ЭВМ и измерительно-информационных систем. В этом режиме усилительный элемент поочередно то открыт и рабочая точка находится в зоне насыщения, то заперт и рабочая точка перемещается в зону отсечки. Скорость перехода из состояния отсечки в состояние насыщения характеризует быстроедействие усилительного элемента. В состоянии отсечки n - p - n транзистор поддерживается входным сигналом отрицательной полярности (рисунок 2.45, график D' на горизонтальной оси). Переброс транзистора в состояние насыщения производится импульсом значительной величины (для n - p - n транзистора – положительной полярности), и рабочая точка переходит в зону насыщения – точку N . В цепях транзистора устанавливается коллекторный ток насыщения $I_{\text{к.н}} \approx \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к}}}$ и ток насыщения базы $I_{\text{б.н}} \approx \frac{I_{\text{к.н}}}{\beta}$, где β – коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ.

В режиме D транзистор потребляет очень малую мощность, поскольку в состоянии отсечки при высоком напряжении на коллекторе очень мал коллекторный ток, а в состоянии насыщения при большом коллекторном токе напряжение значительно меньше 1 В .

Электронным генератором сигналов называют устройство, посредством которого энергия сторонних источников питания преобразуется в электрические колебания требуемой формы, частоты и мощности. Электронные

генераторы входят составной частью во многие электронные приборы и системы [12]. Так, например, генераторы гармонических или других форм колебаний используются в универсальных измерительных приборах, осциллографах, микропроцессорных системах (МПС), в различных технологических установках и др. В телевизорах с ЭЛТ генераторы строчной и кадровой разверток используются для формирования светящегося экрана.

Классификация генераторов выполняется по ряду признаков: форме колебаний, их частоте, выходной мощности, назначению, типу используемого активного элемента, виду частотно-избирательной цепи ОС и др. Независимо от формы выходного напряжения любой генератор может работать в одном из двух режимов: режим автоколебаний; режим запуска внешними импульсами.

Генератор, работающий в режиме автоколебаний, обычно называют *автогенератором*. Выходное переменное напряжение формируется на его выходе сразу после подключения напряжения питания и не требует для начала работы подачи внешнего управляющего воздействия.

Автогенераторы можно разделить на генераторы импульсов и генераторы синусоидальных колебаний. *Генераторы импульсов* в зависимости от формы выходного напряжения делят на генераторы: напряжения прямоугольной формы (ГПН); напряжения экспоненциальной формы; линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН); напряжения треугольной формы; ступенчато изменяющегося напряжения; импульсов, вершина которых имеет колоколообразную форму (блокинг-генератор).

Генераторы синусоидальных колебаний классифицируют по типу колебательной системы и подразделяют на: *LC*-автогенераторы; *RC*-автогенераторы; генераторы с кварцевой стабилизацией частоты; генераторы с электромеханическими резонансными системами стабилизации частоты.

Генераторы, работающие в режиме запуска внешними импульсами, после подключения источника питания могут сколь угодно долго находиться в устойчивом состоянии, не формируя выходное переменное напряжение. При подаче управляющего сигнала на вход такого генератора, на его выходе формируется выходной сигнал, параметры которого полностью определяются собственными характеристиками устройства. Такой режим работы часто называют ждущим или заторможенным.

В соответствии со сказанным, автогенераторный режим работы применяется в устройствах, используемых в основном в качестве генераторов, а ждущий – в устройствах, преобразующих форму импульсов к требуемому виду.

По выходной мощности генераторы делят на маломощные (менее 1 Вт), средней мощности (ниже 100 Вт) и мощные (свыше 100 Вт). По частоте генераторы можно разделить на следующие группы: инфранизкочастотные (менее 10 Гц), НЧ (от 10 Гц до 100 кГц), ВЧ (от 100 кГц до 100 МГц) и СВЧ (выше 100 МГц).

По используемым активным элементам генераторы делят на ламповые, транзисторные, на ОУ, на туннельных диодах, или динисторах. ОС в генераторах может быть внешней или внутренней.

Генератор является нелинейным устройством, которое преобразует, как уже сказано, энергию постоянного напряжения от источников питания в энергию колебаний. Обобщенная структурная схема автогенератора синусоидальных колебаний с внешней ОС приведена на рисунке 2.46, *а*. Она содержит усилитель с коэффициентом усиления \dot{K} , частотно-избирательную цепь положительной ОС (ПОС) с коэффициентом передачи $\dot{\beta}$ и цепь отрицательной ОС (ООС) с коэффициентом передачи \dot{m} .

Функционирование автогенератора можно разделить на два этапа: этап возбуждения генератора и этап стационарного режима. На этапе возбуждения в генераторе появляются колебания, и амплитуда их постепенно нарастает. На втором этапе амплитуда колебаний стабилизируется, и автогенератор переходит в стационарный режим. Форма колебаний на обоих этапах показана на рисунке 2.46, *б*.

На этапе возбуждения колебаний основную роль играет цепь ПОС. Эта цепь определяет условие возбуждения колебаний, их частоту и скорость нарастания амплитуды. После возникновения колебаний их амплитуда нарастает до тех пор, пока действие нелинейной ООС не ограничит их рост.

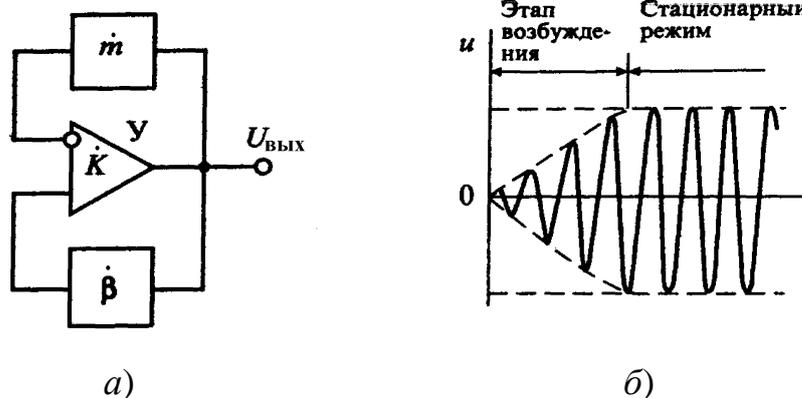


Рисунок 2.46 – Обобщенная структурная схема автогенератора (а) и процесс установления колебаний в автогенераторе (б)

Поскольку на этапе возбуждения цепь ООС не работает, рассмотрим более простую схему автогенератора, изображенную на рисунке 2.47, *а*. Цепь ПОС $\dot{\beta}$ обычно выполняется на пассивных элементах и потому имеет потери. Затухание сигнала в цепи ОС компенсируется усилением, которое обеспечивает усилитель У. Рассмотрим условия, при которых в схеме, приведенной на рисунке 2.47, *а* могут возникнуть колебания.

При включении питания в схеме возникают колебания, обусловленные нестационарными процессами – зарядом емкостей и индуктивностей, переходными процессами в транзисторах или ОУ. Эти колебания поступают на

вход усилителя в виде сигнала $\dot{U}_{\text{ВХ.СУМ}}$ и, пройдя усилитель, появляются на его выходе в виде сигнала:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \dot{U}_{\text{ВХ.СУМ}} \dot{K}, \quad (2.25)$$

где \dot{K} – комплексное значение коэффициента усиления.

С выхода усилителя колебания через цепь ПОС вновь поступают на вход усилителя, поэтому:

$$\dot{U}_{\text{ВХ.СУМ}} = \dot{U}_{\text{ВХ0}} + \dot{\beta} \dot{U}_{\text{ВЫХ}}, \quad (2.26)$$

где $\dot{\beta}$ – коэффициент передачи цепи ОС.

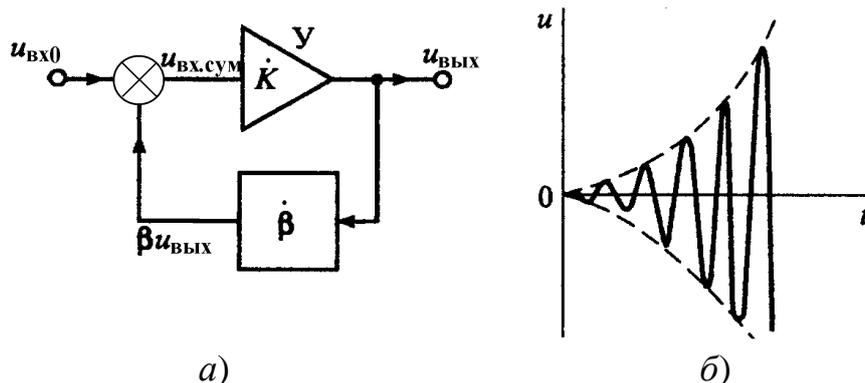


Рисунок 2.47 – Структурная схема генератора без ООС (а) и форма выходного напряжения на начальной стадии возбуждения колебаний (б)

Подставив (2.26) в (2.25), получим выражение:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВХ.0}} \dot{K}}{1 - \dot{\beta} \dot{K}}. \quad (2.27)$$

Анализ уравнения (2.27) позволяет сделать вывод: если для некоторой частоты ω выполняется условие $1 - \dot{\beta} \dot{K} = 0$ или $\dot{\beta} \dot{K} = 1$, то амплитуда выходного напряжения $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ с частотой ω будет стремиться к бесконечности независимо от того, насколько было мало начальное значение $\dot{U}_{\text{ВХ.0}}$. Следовательно, условие возбуждения колебаний:

$$\dot{K} \dot{\beta} = 1, \quad (2.28)$$

где произведение $\dot{K} \dot{\beta}$ называется петлевым усилением усилителя с ОС.

Условие возникновения колебаний (2.28) распадается на два условия, которые принято называть *условиями баланса амплитуд и фаз*:

$$\begin{cases} |\dot{K} \dot{\beta}| = 1, \\ \arg \dot{K} \dot{\beta} = \varphi_K + \varphi_\beta = 0. \end{cases} \quad (2.29)$$

Первое из условий (2.29) означает, что в стационарном режиме полное петлевое усиление на рабочей частоте генератора должно быть равно единице, т.е. модуль коэффициента усиления усилителя должен быть равен модулю обратной величины коэффициента передачи звена ПОС $|\dot{K}| = |\dot{\beta}^{-1}|$. Иначе го-

вора, насколько сигнал ослабляется при передаче через цепь ОС $\dot{\beta}$, настолько же он должен усиливаться усилителем.

Если коэффициент усиления усилителя $|K| < |\dot{\beta}^{-1}|$, то колебания в схеме генератора будут затухающими, и наоборот, при $|K| > |\dot{\beta}^{-1}|$ колебания будут нарастающими, как показано на рисунке 2.47, б. Для точного выполнения условия баланса амплитуд в схему генератора вводится ООС, посредством которой изменяется петлевое усиление $K\dot{\beta}$. Возможны различные способы регулирования петлевого усиления: изменением коэффициента усиления усилителя, изменением коэффициента передачи цепи ПОС, изменением коэффициента передачи цепи ООС. В качестве элементов, регулирующих петлевое усиление, используются либо пассивные нелинейные элементы: термисторы, варисторы, позисторы, лампы накаливания и др., либо транзисторы в режиме регулируемого сопротивления.

Второе условие (2.29), называемое условием баланса фаз, означает, что полный фазовый сдвиг в замкнутом контуре генератора должен быть равен $2n\pi$, где n – любое целое число. Условие баланса фаз позволяет определить частоту генерируемых колебаний. Если условие баланса фаз выполняется только на одной частоте, то при выполнении условия баланса амплитуд колебания будут гармоническими. Если условие баланса фаз выполняется для ряда частот, то колебания будут негармоническими.

Кроме рассмотренных генераторов с внешней ОС, существуют генераторы с внутренней ОС, у которых ПОС обусловлена устройством используемого активного элемента. К таким элементам относятся некоторые типы полупроводниковых диодов, имеющих участки с отрицательным сопротивлением: динисторы, тиристоры, туннельные диоды, а также электронные лампы с вторичной эмиссией. В таких генераторах отрицательное сопротивление активного элемента используется для компенсации положительного сопротивления потерь в пассивных элементах. Эти генераторы могут использоваться как при синусоидальной форме выходного напряжения, так и при негармонических выходных напряжениях. Для формирования гармонических напряжений в таких генераторах обычно используются различные резонансные контуры.

В общем случае, если в цепи усилителя или цепи ОС нет элемента, накапливающего электрическую энергию, то усилитель с ПОС превращается в *триггер* и имеет устойчивые состояния. При наличии в петле «усилитель - цепь ОС» элемента, накапливающего энергию, например конденсатора, усилитель с ПОС не имеет ни одного устойчивого состояния и генерирует периодически изменяющееся напряжение.

Генераторы импульсов, состоящие из широкополосных электронных усилителей, охваченных ПОС, глубина которой остается почти постоянной в широкой полосе частот, и имеющие в петле ОС элементы, накапливающие энергию, называются *мультивибраторами*.

Широкополосность цепи ОС является характерным признаком всех генераторов импульсов, причем во всех случаях на частоте $\omega \rightarrow 0$ выполняется условие $K\beta < 1$. В противном случае устройство превратится в триггер. Это условие свидетельствует о наличии накопителя энергии, уменьшающего петлевое усиление на низких или инфранизких частотах до уровня, при котором невозможно появление устойчивого состояния.

Генераторы синусоидального напряжения отличаются тем, что у них цепь ОС имеет резонансные свойства. Поэтому условия возникновения колебаний выполняются только на одной частоте, а не в полосе частот, как у генераторов импульсов. В качестве резонаторов, обеспечивающих получение резонансных свойств, используют LC -контур, RC -цепи определенного вида, кварцевые резонаторы, электромеханические колебательные системы и др.

2.8 Элементы импульсной техники

Раздел электроники, в котором рассматриваются вопросы формирования и преобразования электрических колебаний, имеющих форму импульсов, называется *импульсной техникой*.

Главным элементом импульсных устройств радиотехники, автоматики и вычислительной техники являются *электронные ключи* [10, 19]. На их основе создаются триггеры, мультивибраторы, коммутаторы, блокинг-генераторы и т.д. Электронный ключ (ЭК) (аналог металлического контакта) – это активный элемент (транзистор, тиристор, электровакуумная лампа), включенный в цепь нагрузки и осуществляющий ее коммутацию, т.е. замыкание или размыкание, при воздействии внешнего управляющего сигнала. Ключ может находиться в двух стационарных состояниях: замкнутом и разомкнутом. Время перехода ключа из одного состояния в другое определяется инерционностью переходных процессов, протекающих в ключе при изменении его состояния. Переход ключа из разомкнутого состояния в замкнутое характеризуется его временем включения, а из замкнутого в разомкнутое – временем выключения.

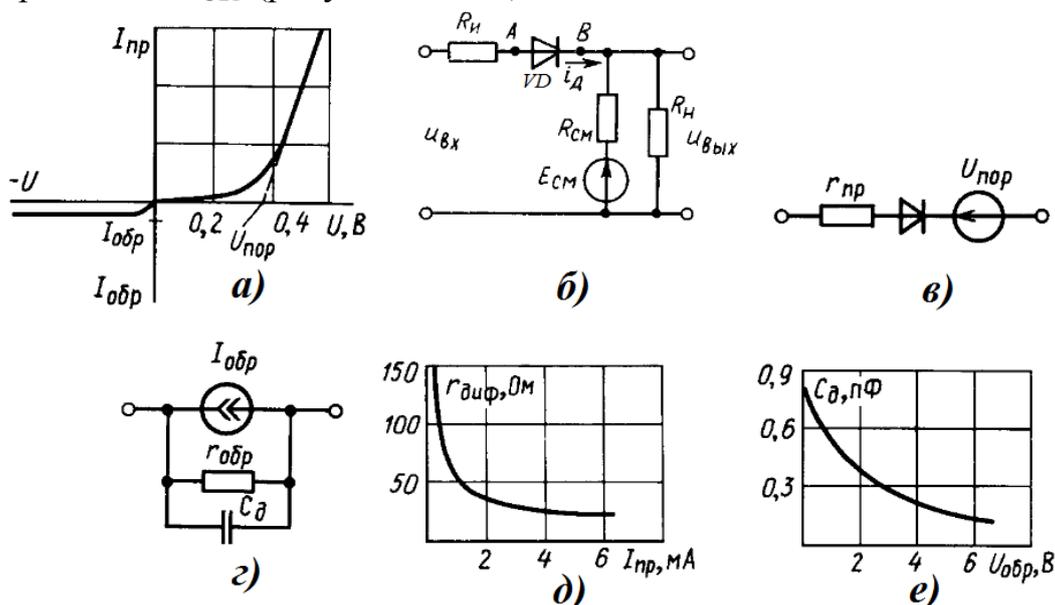
Дискретность выходного сигнала ключа позволяет использовать ключ не только как коммутатор цепи нагрузки, но и в качестве основного элемента логических схем, реализующих функции булевой алгебры.

В *диодных ЭК* используют полупроводниковые диоды, имеющие барьерную емкость 0.5...2 пФ и высокое быстродействие. Широко применяются кремниевые, микросплавные и эпитаксиально-планарные структуры, а также арсенид-галлиевые диоды с барьером Шоттки.

Статические характеристики ключевой цепи полностью определяются ВАХ диода, показанной на рисунке 2.48, *а*.

В случае, приведенном на рисунке 2.48, *б*, диод VD открыт, если напряжение между точками A и B превышает пороговое значение $U_{\text{пор}}$. Для его

нахождения проводят касательную к ВАХ на участке, где невелико изменение ее наклона. В качестве $U_{\text{пор}}$ берут напряжение в точке пересечения касательной с осью абсцисс. Эквивалентные схемы диода, смещенного в прямом и обратном направлениях, приведены на рисунке 2.48, в, г. При *прямом* напряжении на диоде его статическое сопротивление существенно отличается от дифференциального $r_{\text{диф}}$, причем значение $r_{\text{диф}}$ уменьшается при увеличении прямого тока (рисунок 2.48, д). При *обратном* смещении через диод протекает ток $I_{\text{обр}}$ (рисунок 2.48, г). Для учета увеличения обратного тока при повышении напряжения введено сопротивление $r_{\text{обр}}$. Барьерная емкость $C_{\text{д}}$ учитывает эффект накопления зарядов на p - n -переходе. Значение ее уменьшается при возрастании $U_{\text{обр}}$ (рисунок 2.48, е).



а – ВАХ; *б* – схема диодного ключа; *в* – эквивалентная схема открытого диода; *г* – эквивалентная схема закрытого диода; *д* – характеристика дифференциального сопротивления; *е* – вольт-фарадная характеристика

Рисунок 2.48 – Диодный ключ

В тех случаях, когда диодные ключи применяются для коммутации быстроизменяющихся сигналов, их характеристики отличаются от статических. Это связано с наличием переходных процессов накопления неосновных носителей заряда в базе и зависимостью напряжения на p - n -переходе от пространственного заряда и его распределения в области базы и p - n -перехода.

Так, если через диод протекал ток I_1 и заряд в базе $Q_1 = I_1 \tau_{\text{б}}$, где $\tau_{\text{б}}$ – время жизни неосновных носителей заряда в базе, то при резком изменении тока заряд мгновенно измениться не может. Его новое значение $Q_2 = I_2 \tau_{\text{б}}$ будет получено по истечении конечного промежутка времени. В этот промежуток изменяется сопротивление базы и падение напряжения на диоде. Сопротивление базы $r_{\text{б}}$ при токе I и заряде в ней $Q_{\text{б}}$ можно найти из уравнения:

$$r_{\text{б}} = r_{\text{б0}} / (1 + \chi Q_{\text{б}}),$$

где $r_{\text{б0}}$ – сопротивление базы при $Q_{\text{б}} = 0$; χ – коэффициент накопления заряда.

В связи с тем, что сопротивление базы диода зависит от времени и тока, протекающего через диод, а также вследствие наличия нелинейной барьерной емкости при отпирании и запираии диодного ключа наблюдаются переходные процессы. Их приходится учитывать при проектировании быстродействующих устройств.

Если диод подключить к источнику импульсных сигналов с внутренним сопротивлением $R_{\text{и}}$ (рисунок 2.49, а), удовлетворяющему условиям $U_{m1} \gg U_{pn}$ и $R_{\text{и}} \gg r_{\text{д}}$, где U_{m1} – высота импульса; U_{pn} – напряжение на p - n -переходе; $r_{\text{д}}$ – сопротивление диода, то максимальный прямой ток будет определяться параметрами источника сигнала:

$$I_{\text{пр}} \approx \frac{U_{m1} - U_{pn}}{R_{\text{и}} + r_{\text{д}}} \approx \frac{U_{m1}}{R_{\text{и}}}.$$

Диаграммы изменений тока и напряжения на диоде в этом случае показаны на рисунке 2.49, б, г.

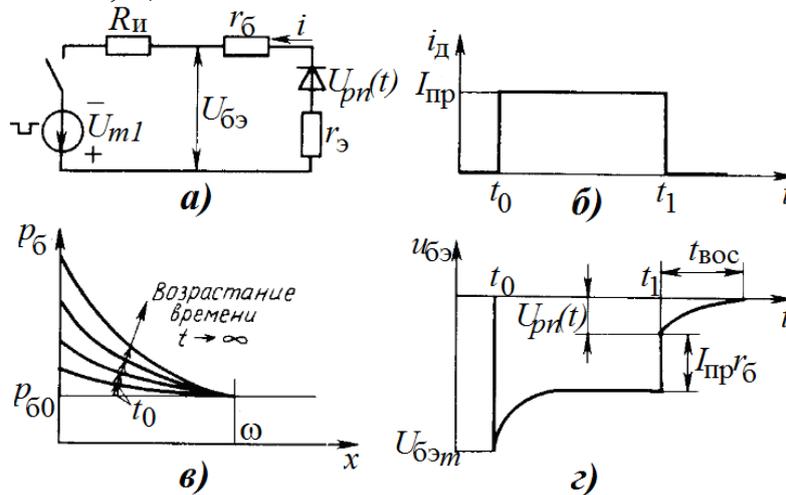


Рисунок 2.49 – Схема диодного ключа, включенного в прямом направлении (а); прямоугольный импульс (б); зависимость распределения зарядов от времени (в); изменение напряжения в диодном ключе (г)

В первый момент, когда $t = t_0$, напряжение на диоде изменяется скачком на $U_{\text{БЭм}}$. Этот скачок обусловлен напряжением на p - n -переходе и падениями напряжения на сопротивлениях $r_{\text{б}}$ и $r_{\text{э}}$. Так как $r_{\text{б0}} \gg r_{\text{э}}$, то начальное сопротивление диода прямому току:

$$r_{\text{ИМПmax}} = \frac{U_{\text{БЭм}}}{I_{\text{пр}}} \approx r_{\text{б0}} + r_{\text{э}} \approx r_{\text{б0}}.$$

Оно называется *импульсным сопротивлением*.

Распределение концентрации дырок $p_{\text{б}}(x)$ в области базы в первый момент после скачка отпирания тока характеризуется нижней кривой для t_0 (рисунок 2.49, в).

Под действием отпирания импульса тока дырки диффундируют в сторону омического контакта, и соответственно кривая распределения концентраций перемещается вверх, как показано на рисунке 2.49, в. При этом

следует подчеркнуть, что градиент концентрации $p_B(x)$ пропорционален току $I_{\text{ПР}}$ и для p - n -перехода остается неизменным.

Заряд носителей в базе, пропорциональный площади, заключенной между уровнем p_{B0} и соответствующей кривой $p_B(x)$, с течением времени увеличивается. Это приводит к уменьшению сопротивления r_B . В итоге при постоянном токе диода $I_{\text{ПР}}$ падение напряжения на нем $u_{BЭ}(t)$ уменьшается по экспоненциальному закону.

Через промежуток времени $t_y \approx 3\tau_B$, называемый *временем установления*, напряжение на диоде достигает установившегося значения $U_{BЭ}$, и сопротивление диода становится равным статическому значению, соответствующему данному току $I_{\text{ПР}}$.

При этом в базе будет находиться дополнительный заряд, пропорциональный площади, заключенной между уровнем p_{B0} и кривой для $t \rightarrow \infty$, который равен $Q_B = I_{\text{ПР}}\tau_B$.

Если в момент времени $t = t_1$ диод отключить от источника питания, то его ток скачком уменьшится до нуля (рисунок 2.49, б).

В этот момент скачок напряжения на диоде $\Delta U = I_{\text{ПР}}r_B$. Однако на диоде останется напряжение U_{pn} , обусловленное наличием дополнительного заряда в базе. А так как ток диода равен нулю, то этот заряд будет исчезать только за счет рекомбинации, причем уменьшение его будет происходить по экспоненциальному закону. Измеряя промежуток времени, в течение которого происходит рассасывание заряда, и считая, что длительность рассасывания (восстановления исходного состояния) $t_{\text{ВОС}} \approx (3 \dots 5)\tau_B$, можно вычислить время жизни неосновных носителей заряда:

$$\tau_B \approx \frac{t_{\text{ВОС}}}{3 \dots 5}.$$

Таким образом, *при отпирании и запираании диодного ключа напряжения и токи в цепи устанавливаются не мгновенно, а в течение промежутка времени, значение которого зависит от параметров диода и его режимов работы.*

Транзисторные ключи (ТК) являются одним из наиболее распространенных элементов импульсных устройств. В зависимости от целевого назначения ТК и особенностей его работы схема ТК может несколько видоизменяться. Но несмотря на это, в основе всех модификаций лежит изображенная на рисунке 2.50, а транзисторная ключевая схема.

В ТК транзисторы работают в нескольких качественно различных режимах, которые характеризуются полярностями напряжений на переходах транзистора.

Принято различать следующие режимы работы ключа: *режим отсечки; нормальный активный; инверсный активный; режим насыщения.*

Транзисторный ключ по своей схеме подобен транзисторному усилителю с ОЭ. Однако по выполняемым функциям и соответственно режимам ра-

боты активного элемента он существенно отличается от усилительного каскада.

ТК выполняет функции быстродействующего ключа и имеет два основных состояния: разомкнутое, которому соответствует режим отсечки транзистора (транзистор заперт), и замкнутое, которое характеризуется режимом насыщения транзистора или режимом, близким к нему. В течение процесса переключения транзистор работает в активном режиме. Процессы в ключевом каскаде носят нелинейный характер.

Поведение ТК в статическом режиме полностью определяется статическими характеристиками транзистора. При их анализе обычно используют семейство выходных коллекторных характеристик $I_K = f(U_{KЭ})$ и семейство входных характеристик $I_B = f(U_{БЭ})$ (рисунок 2.50, б, в).

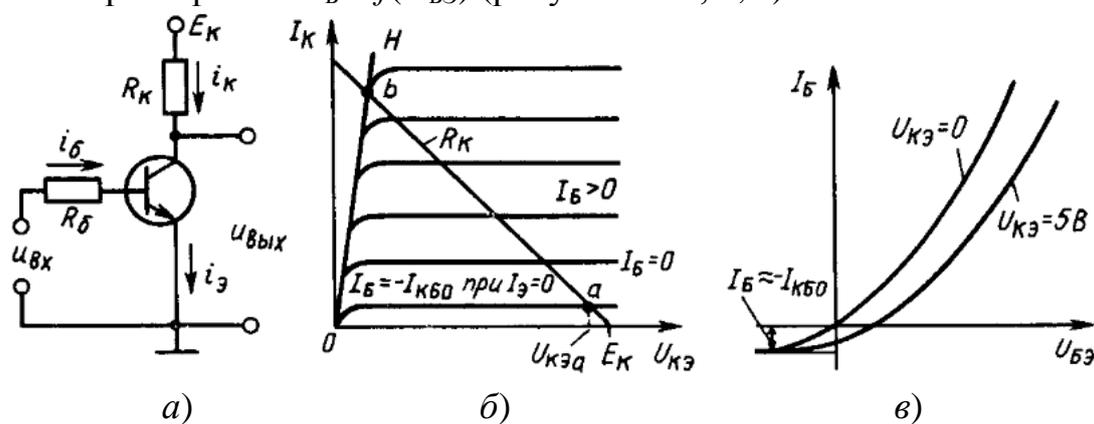


Рисунок 2.50 – Схема простейшего ТК (а), его выходные (б) и входные (в) характеристики

В режиме отсечки оба перехода биполярного транзистора смещены в обратном направлении. На практике в зависимости от реального напряжения на эмиттерном переходе различают две разновидности режима отсечки:

- режим глубокой отсечки, характеризующийся тем, что эмиттерный переход внешним источником смещен в обратном направлении ($U_{БЭ} < 0$), а ток базы транзистора равен току обратного смещенного коллекторного перехода, т.е. $I_B = -I_{КБ0}$;

- режим пассивного запираения, характеризующийся неравенством:

$$0 < U_{БЭ} < U_{БЭ.пор},$$

где $U_{БЭ.пор}$ – пороговое напряжение на переходе база-эмиттер, при котором переход открывается.

Очевидно, что при пассивном запираении мощность, рассеиваемая в биполярном транзисторе больше, чем в режиме глубокой отсечки.

Характеристика отсечки снимается при разорванной цепи эмиттера ($I_Э = 0$), когда ток коллектора $I_K = I_{КБ0} = -I_B$. Из уравнения нагрузочной прямой (2.24) для биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ, можно вывести выражение для напряжения $U_{KЭ}$ в закрытом состоянии (точка а на рисунке 2.50, б):

$$U_{KЭa} = E_K - I_{КБ0}R_K \approx E_K.$$

Тогда сопротивление транзистора:

$$R_T = \frac{U_{КЭ.а}}{I_{КБО}} \approx \frac{E_K}{I_{КБО}}.$$

Оно, как правило, достаточно велико (не менее 100 кОм).

В быстродействующих ключах сопротивление R_K берут небольшим (порядка нескольких кОм) для уменьшения задержки, связанной с перезарядкой барьерной емкости C_K и паразитных емкостей. Поэтому выходное сопротивление рассматриваемого цифрового ключа определяется сопротивлением R_K :

$$R_{ВЫХ} = \frac{R_K R_T}{R_K + R_T}.$$

Важно подчеркнуть, что *глубина отсечки, а также токи эмиттера и коллектора зависят от значения сопротивления, включенного в цепь базы.* Это обусловлено тем, что в базовой цепи протекает ток обратных смещенных переходов транзистора, который создает дополнительное падение напряжения на сопротивлении R_B . В итоге напряжение, приложенное между базой и эмиттером транзистора, отличается от напряжения $U_{ВХ}$:

$$U_{БЭ} = U_{ВХ} - I_{КБО} R_B.$$

В режиме насыщения оба $p-n$ -перехода транзистора смещены в прямом направлении. При этом падение напряжения $U_{КЭ}$ мало и при малом токе I_K составляет десятки милливольт.

На коллекторных характеристиках транзистора область насыщения характеризуется линией насыщения $ОН$ (рисунок 2.50, б). Каждой точке этой линии соответствует некоторое значение напряжения $U_{КЭ} = U_{К.нас}$ и тока $I_K = I_{К.нас}$. Ток $I_{К.нас}$ называется коллекторным током насыщения. Как видно из характеристик, эти величины связаны между собой линейной зависимостью:

$$R_{НАС} = R_T = \frac{U_{К.нас}}{I_{К.нас}},$$

где $R_{НАС}$ – сопротивление насыщенного транзистора.

Значения $R_{НАС}$ определяются крутизной линии насыщения. Обычно оно достаточно мало (десятки - сотни Ом).

Каждой точке линии $ОН$ соответствует некоторое граничное значение тока базы $I_B = I_{Б.нас}$, при котором транзистор входит в насыщение. Этот режим появляется вследствие того, что максимальный ток коллектора транзистора ограничен напряжением источника питания и параметрами внешних цепей. В рассматриваемом случае:

$$I_{Кmax} \leq \frac{E_K}{R_K}.$$

Если ток базы задать таким, что $I_K = I_B h_{21Э} > I_{Кmax}$ (где $h_{21Э}$ – коэффициент передачи тока базы в схеме с ОЭ), то при данном источнике напряжения и параметрах внешней цепи такой ток I_K получить нельзя. Транзистор откроется полностью, но и через него будет протекать ток $I_{Кmax}$, который меньше I_K .

Это максимальное значение тока коллектора и называют *коллекторным током насыщения*. Значение его обычно оценивают приближенно с помощью уравнения:

$$I_{\text{К.нас}} = I_{\text{Кmax}} \approx \frac{E_{\text{К}}}{R_{\text{К}}}.$$

Из сказанного следует, что в режиме насыщения нарушаются соотношения между точками электродов транзистора, характерные для активного режима. Поэтому критерием насыщения является неравенство:

$$I_{\text{Б}} > I_{\text{Б.нас}} = \frac{I_{\text{К.нас}}}{h_{21Э}}$$

или

$$I_{\text{К.нас}} < I_{\text{К}} = I_{\text{Б}} h_{21Э}.$$

Для количественной оценки глубины насыщения вводят параметр *степень насыщения*. Степень насыщения определяется как относительное превышение базовым током $I_{\text{Б}}$ того значения тока $I_{\text{Б.нас}}$, которое характерно для границы насыщения:

$$N = \frac{I_{\text{Б}} - I_{\text{Б.нас}}}{I_{\text{Б.нас}}} = \frac{h_{21Э} I_{\text{Б}} - I_{\text{К.нас}}}{I_{\text{К.нас}}}.$$

Иногда оценку глубины насыщения производят с помощью *коэффициента насыщения*, который показывает, во сколько раз ток, протекающий в цепи базы, больше базового тока, при котором транзистор входит в насыщение:

$$S = \frac{I_{\text{Б}} + I_{\text{КБО}}}{I_{\text{Б.нас}} + I_{\text{КБО}}} \approx \frac{I_{\text{Б}}}{I_{\text{Б.нас}}} \gg 1.$$

При насыщении сопротивление транзистора минимально и практически не зависит от значений $I_{\text{Б}}$ и $R_{\text{К}}$. Оно и является выходным сопротивлением ТК в стационарном замкнутом состоянии.

С увеличением базового тока напряжение на эмиттерном переходе $U_{\text{БЭ}}$ меняется мало. Напряжение на коллекторном переходе и модуль напряжения $U_{\text{КЭ.нас}}$ уменьшаются. Значение $U_{\text{КЭ.нас}}$ зависит от типа транзисторов и обычно находится в пределах 0.08...1 В.

При изменении температуры окружающей среды напряжения $U_{\text{КБ}}$ и $U_{\text{ЭБ}}$ изменяются приблизительно так же, как и в диодах. В то же время напряжение $U_{\text{КЭ.нас}}$, являющееся разностью этих двух напряжений, изменяется мало. ТКН ключа обычно порядка 0.15 мВ/°С.

Следует подчеркнуть, что, начиная от значений степени насыщения $N = 3...5$ и выше, межэлектродные напряжения транзистора мало зависят от тока базы. Поэтому более высокую степень насыщения применять нецелесообразно.

Важным преимуществом режима насыщения является практическая независимость тока коллектора от температуры окружающей среды и параметров конкретного транзистора.

Рассмотренный ключ (рисунок 2.50, *a*) при его коммутации обеспечивает получение двух уровней выходного напряжения и относится к числу цифровых. На его основе можно создавать ключевые цепи, которые будут коммутировать аналоговые, в том числе и разнополярные, сигналы.

Ключи на полевых транзисторах используются для коммутации как аналоговых, так и цифровых сигналов, причем коммутаторы аналоговых сигналов обычно выполняют на полевых транзисторах с управляющим *p-n*-переходом или «металл-оксид-полупроводник» (МОП) транзисторах с индуцированным каналом. В цифровых схемах применяются только МОП-транзисторы с индуцированным каналом.

Для ключей на полевых транзисторах характерно: 1) малое остаточное напряжение на ключе, находящемся в проводящем состоянии; 2) высокое сопротивление в непроводящем состоянии и, как следствие, малый ток, протекающий через транзистор, канал которого перекрыт; 3) малая мощность, потребляемая от источника управляющего напряжения; 4) хорошая электрическая развязка между цепью управления и цепью коммутируемого сигнала, что позволяет обойтись без трансформатора в цепи управления; 5) возможность коммутации электрических сигналов очень малого уровня (порядка микровольт).

По быстродействию ключи на полевых транзисторах обычно уступают ключам на биполярных транзисторах. Кроме того, у них наблюдается проникновение в коммутируемую цепь дополнительных импульсов, параметры которых зависят от управляющего сигнала. Причиной их появления является наличие емкостей затвор-сток $C_{зс}$ и затвор-исток $C_{зи}$.

Простейшие схемы ключей на полевых транзисторах с управляющим *p-n*-переходом и МОП-транзисторах с индуцированным каналом приведены на рисунке 2.51.

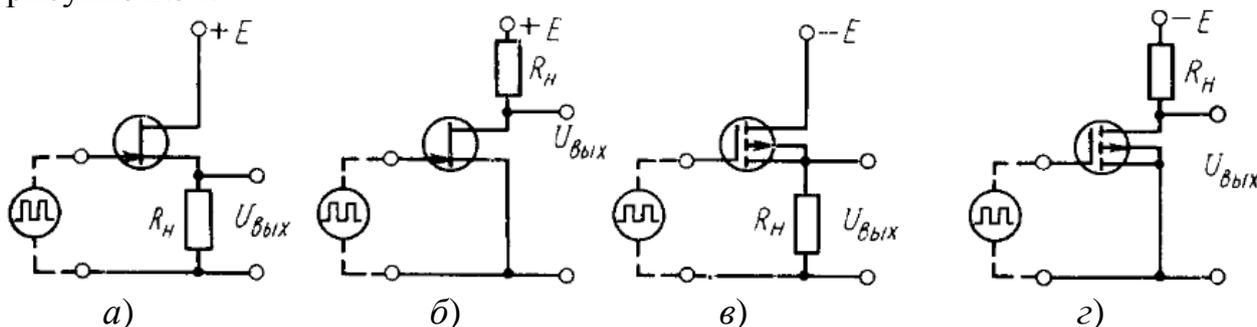


Рисунок 2.51 – Ключи на полевых транзисторах с управляющим *p-n*-переходом и нагрузкой в цепи истока (*a*) и стока (*б*); на МОП-транзисторах и нагрузкой в цепи истока (*в*) и стока (*г*)

Для запираания ключей, выполненных на полевых транзисторах с управляющим *p-n*-переходом и МОП-транзисторах с технологически встроенным каналом, к их затворам должно быть приложено запирающее напряжение $U_{з\text{ап}}$, которое превышает напряжения стока и истока на значение, большее напряжения отсечки $U_{з\text{и.отс}}$. Напряжение отсечки это напряжение между за-

твором и истоком, при котором ток стока достигает заданного низкого значения ($I_C \rightarrow 0$). Строго говоря, при напряжении отсечки транзистор должен закрываться полностью, но наличие утечек заставляет считать напряжением отсечки то напряжение, при котором ток достигает определенного малого значения. Так как в ТУ на транзистор $U_{\text{ЗИ.отс}}$ указывается для определенного значения тока канала, запирающее напряжение должно быть выше $U_{\text{ЗИ.отс}}$ на 1...3 В.

При выборе запирающего напряжения следует помнить, что при его большом значении в цепи p - n -перехода может возникнуть *лавинный пробой*. Поэтому всегда должны выполняться неравенства:

$$|U_{\text{ЗАП}}| \leq |U_{\text{ЗСmax}}|; \quad |U_{\text{ЗАП}}| \leq |U_{\text{ЗИmax}}|,$$

где $U_{\text{ЗСmax}}$ и $U_{\text{ЗИmax}}$ – максимально допустимые напряжения затвор-сток и затвор-исток.

Для МОП-транзисторов напряжения $U_{\text{ЗСmax}}$ и $U_{\text{ЗИmax}}$ ограничены электрической прочностью диэлектрика под затвором.

МОП-транзисторы с индуцированным каналом закрыты до тех пор, пока напряжение между затвором и электродами истока или стока меньше эффективного порогового напряжения $U_{\text{ЗИ.пор.эф}}$. *Пороговое напряжение* это напряжение на затворе, при котором индуцируется канал. Так как канал возникает постепенно, по мере увеличения напряжения на затворе, то для исключения неоднозначности в его определении обычно задается определенное значение тока стока, при превышении которого считается, что потенциал затвора достиг порогового напряжения $U_{\text{ЗИ.пор}}$. Эффективное пороговое напряжение отличается от порогового $U_{\text{ЗИ.пор}}$ только при наличии дополнительного напряжения на подложке, которая может выполнять функции второго управляющего электрода:

$$U_{\text{ЗИ.пор.эф}} = U_{\text{ЗИ.пор}} - \eta U_{\text{ПИ}},$$

где $\eta = -\frac{\partial U_{\text{ЗИ}}}{\partial U_{\text{ПИ}}}$ – коэффициент влияния на подложке; $U_{\text{ПИ}}$ – напряжение подложка-исток.

Ток в цепи затвора полевого транзистора с управляющим p - n -переходом равен обратному току p - n -перехода и изменяется в зависимости от температуры транзистора. Он нормируется в виде полного тока затвора I_3 . Часть этого тока протекает через электрод стока, а часть – через электрод истока. В цепях затворов МОП-транзисторов протекают только токи утечек, имеющие малое значение.

Входное сопротивление (по цепи затвора) ключей на полевых транзисторах с управляющим p - n -переходом при малой частоте коммутации составляет около $10^8 \dots 10^9$ Ом, у МОП-транзисторов – $10^{12} \dots 10^{14}$ Ом. С повышением частоты оно уменьшается вследствие влияния емкостей $C_{\text{ЗС}}$, $C_{\text{ЗИ}}$. Электрическая мощность, затрачиваемая на управление ТК, сравнительно невелика. Поэтому во многих случаях ее можно не учитывать.

Сопротивление закрытого ключа на полевом транзисторе достаточно велико и характеризуется остаточным током стока $I_{C.ост}$ (ток стока закрытого транзистора). У полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом $I_{C.ост}$ зависит от сопротивления канала $R_{СИ}$ и тока $p-n$ -перехода, смещенного в обратном направлении:

$$I_{C.ост} = \frac{U_{СИ}}{R_{СИ.зак}} + I_{ЗС.обр},$$

где $R_{СИ.зак}$ – сопротивление закрытого канала; $I_{ЗС.обр}$ – ток перехода затвор-сток, смещенного в обратном направлении; $U_{СИ}$ – напряжение между стоком и истоком.

В связи с малым током затвора и большим сопротивлением $R_{СИ}$ сопротивление закрытого ключа обычно не менее 10^8 Ом в области низких частот. У МОП-транзисторов остаточный ток зависит от обратного тока перехода между стоком и подложкой:

$$I_{C.ост} = \frac{U_{СИ}}{R_{СИ}} + I_{СП.обр},$$

где $I_{СП.обр}$ – обратный ток $p-n$ -перехода между стоком и подложкой.

Вследствие малого значения $I_{СП.обр}$ эквивалентное сопротивление запертого ключа на МОП-транзисторе может достигнуть значения $10^9 \dots 10^{11}$ Ом.

С повышением частоты изменения напряжения (при работе ключей на переменном токе) их сопротивление в запертом состоянии уменьшается из-за влияния емкостей $C_{СИ}$ и $C_{СП}$. Это имеет значение для устройств, в которых коммутируются аналоговые сигналы.

2.9 Импульсные и автогенераторные устройства

Во всех импульсных устройствах приходится иметь дело, как правило, только с двумя уровнями сигнала. Поэтому в основе их построения лежат рассмотренные в разделе 2.8 электронные ключи. Общим для всех электронных ключей является работа полупроводниковых приборов в ключевом режиме. Это предполагает возможность минимизации рассеиваемой в них мощности и, следовательно, использование при изготовлении методов гибридной и полупроводниковой технологий. Последнее является главной причиной широкого использования устройств импульсной электроники, позволяющих разрабатывать на своей основе надежные, экономичные, малогабаритные системы, предназначенные для решения различных практических задач [10, 19].

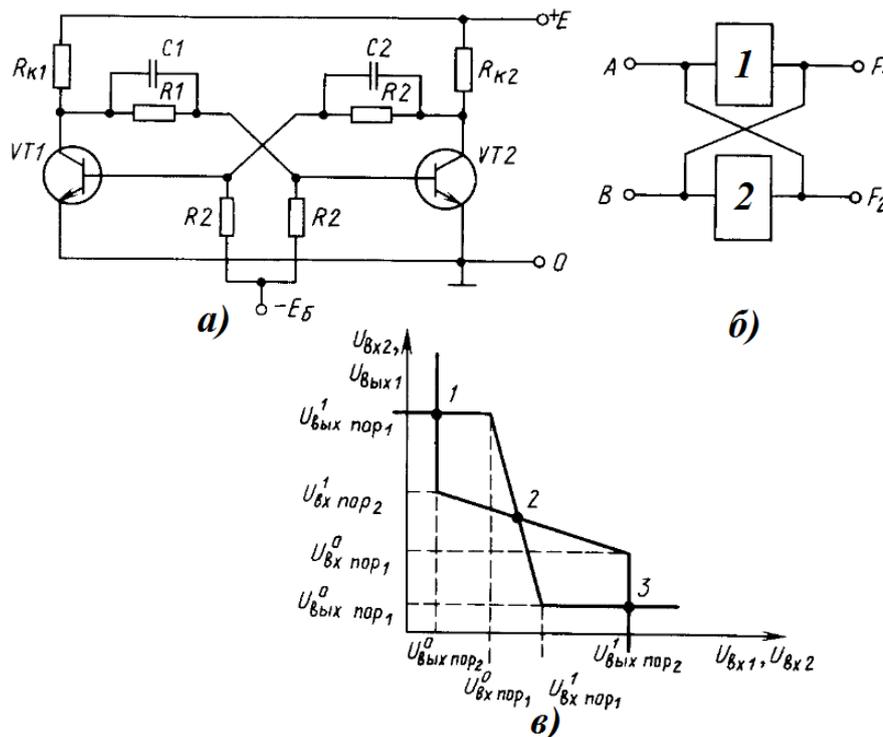
Основные принципы работы и построения импульсных устройств рассмотрим на примере нескольких наиболее типичных схем, выполненных на биполярных транзисторах.

Триггер – бесконтактное электронное устройство с двумя устойчивыми состояниями равновесия, способное под воздействием внешнего управляющего сигнала переходить скачком из одного устойчивого состояния в другое.

Применительно к электронной схеме под устойчивым состоянием равновесия понимают такой режим ее работы, при котором токи и напряжения в любом ее элементе неизменны во времени (постоянны). При этом возникающие изменения (переменные составляющие), обусловленные действием внешних ограниченных по величине и длительности возмущений с течением времени стремятся к нулю. Следовательно, если устройство имеет устойчивое состояние равновесия, оно может находиться в нем произвольно длительное время.

В настоящее время разработано большое число различных триггерных схем, основное отличие которых заключается в типе используемого усилителя и способе введения в этот усилитель цепи ПОС. По этим признакам можно выделить два основных класса триггеров: с коллекторно-базовыми связями и с эмиттерной связью.

Рассмотрим принцип работы триггера с коллекторно-базовыми связями (симметричного триггера), схема которого приведена на рисунке 2.52, а. Триггер представляет собой два усилителя на транзисторах $VT1$ и $VT2$. Выход каждого усилителя соединен с входом другого. ОС, получаемая в результате такого соединения усилителей, является положительной.



**Рисунок 2.52 – Схема с триггера с коллекторно-базовыми связями (а);
представление его в виде двух элементов (б);
переключательные характеристики элементов триггера (в)**

В принципе в приведенной схеме возможно состояние электрического равновесия, при котором оба транзистора $VT1$ и $VT2$ открыты и находятся в активной области. В этом случае коллекторные токи транзисторов I_{K1} и I_{K2} равны между собой, и падения напряжений на элементах схемы не изменяются в течение времени. Однако такое состояние является неустойчивым и лю-

бые флуктуации тока или напряжения приведут к лавинообразному процессу нарастания тока одного и убывания тока другого транзисторов. Например, увеличение коллекторного тока I_{K1} приведет к уменьшению коллекторного напряжения U_{K1} транзистора $VT1$. Это в свою очередь, приведет к уменьшению напряжения U_{B2} и тока I_{B2} транзистора $VT2$. Последнее вызовет уменьшение тока I_{K2} и увеличение напряжений U_{K2} , U_{B1} . Следовательно, произойдет дальнейшее увеличение тока I_{K1} . Процесс носит лавинообразный характер и продолжается до тех пор, пока не прекратится действие ПОС. Это возможно при запираии одного транзистора (например, $VT2$) или насыщении другого ($VT1$). В обоих случаях триггер будет находиться в состоянии устойчивого равновесия.

Если параметры схемы выбраны так, что когда один из транзисторов закрыт, другой открыт и насыщен, то такой триггер называют *насыщенным*. Если открытый транзистор находится на границе активной области и не входит в режим насыщения, то триггер называется *ненасыщенным*.

В одном из устойчивых состояний триггер может находиться как угодно долго до момента, пока не поступит сигнал от источника внешнего управляющего напряжения. Пусть оно вводится в цепь базы запертого транзистора $VT2$. Как только напряжение управляющего сигнала достигнет уровня, при котором $VT2$ откроется, появится коллекторный ток I_{K2} и уменьшится ток базы I_{B1} . Транзистор $VT1$ выйдет в активную область и будет восстановлена петля ПОС. Возникающий при этом регенеративный процесс совершенно аналогичен описанному выше. Он приведет к опрокидыванию триггера. В итоге транзистор $VT1$ закроется, а транзистор $VT2$ откроется и окажется в области насыщения. Триггер перейдет во второе устойчивое состояние. В процессе опрокидывания триггера на коллекторах транзисторов формируются положительные и отрицательные перепады токов и напряжений.

Конденсаторы $C1$ и $C2$ включены для ускорения процесса переключения и носят название *ускоряющих*. Они также выполняют роль элементов памяти о предыдущем состоянии триггера и обеспечивают четкость его переключения в новое состояние.

Работу триггера можно рассматривать более укрупненно, представляя каждый транзистор с соответствующими соединениями как элемент. В этом случае выход одного элемента соединен с входом второго элемента, и схема триггера имеет вид, показанный на рисунке 2.52, б. Если на выходе одного элемента, например F_1 , имеется сигнал высокого напряжения, то на входе другого будет также высокое напряжение. На выходе второго и входе первого элемента будет сигнал низкого напряжения. Низкое напряжение на входе первого элемента обеспечивает получение высокого напряжения на его выходе. Следовательно, состояние триггера устойчиво. Изменение сигналов на выходах триггера приводит к тому, что схема принимает новое устойчивое состояние, в котором может находиться как угодно долго.

Поскольку входной сигнал одного элемента является выходным сигналом другого, т.е. $U_{ВХ1} = U_{ВЫХ2}$; $U_{ВХ2} = U_{ВЫХ1}$, анализ свойств такой укрупнен-

ной цепи удобно проводить с помощью передаточных (переключательных) характеристик элементов (рисунок 2.52, в). Состояния равновесия триггера определяются точками пересечения передаточных характеристик элементов. У триггера таких точек три (1, 2, 3), причем только 1, 3 характеризуют устойчивое состояние, так как в них транзисторы элементов находятся или в состоянии насыщения, или в состоянии отсечки и ПОС отсутствует. Точка 2 характеризует неустойчивое состояние равновесия. В ней транзисторы обоих элементов находятся в активной области, и действует цепь ПОС. При петлевом усилении $K\beta \geq 1$ (см. раздел 2.6) малейшее отклонение от точки 2 вызывает регенеративный процесс, в результате которого выходные сигналы триггера определяются положениями точек 1 или 3.

Для возникновения регенеративного процесса на входы элементов, например второго, должны быть поданы сигналы, которые выведут транзисторы обоих элементов в активную область $U_{\text{ВХ.пор}}^1, U_{\text{ВХ.пор}}^0$. При этом обеспечится восстановление цепи ПОС, появится регенерация и триггер перейдет в другое устойчивое состояние.

Триггер с эмиттерной связью, схема которого приведена на рисунке 2.53, отличается от симметричного триггера с коллекторно-базовыми связями несимметричностью связей между транзисторами.

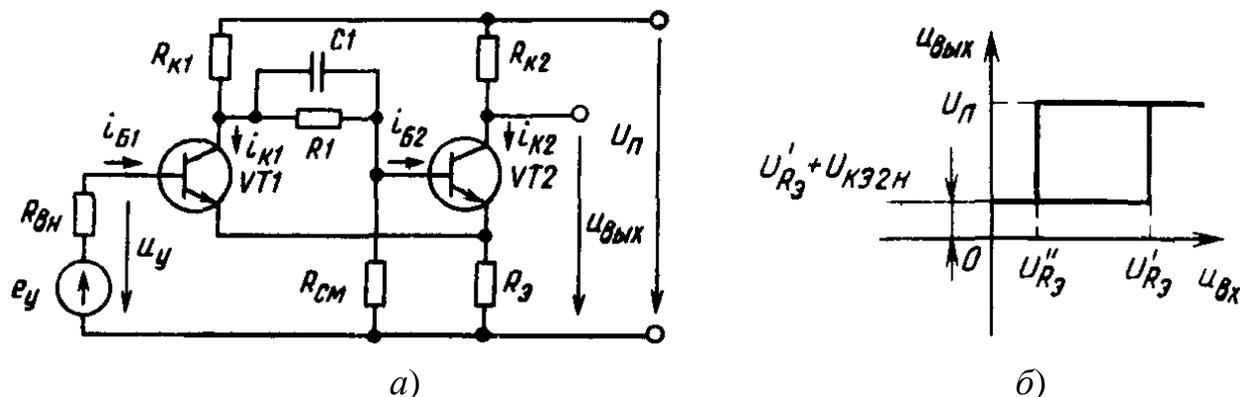


Рисунок 2.53 – Схема триггера с эмиттерной связью (а) и его передаточная характеристика (б)

Если для связи выхода транзистора $VT1$ первой схемы коммутации с входом транзистора $VT2$ (управляющим входом второй схемы коммутации), как и ранее, используется резистивно-емкостная форсирующая цепь $R1C1$, то цепь ПОС образована включением в эмиттерные цепи транзисторов общего резистора $R_Э$.

В исходном состоянии ($u_y = 0$) транзистор $VT2$ открыт (режим насыщения) и на его входе протекает $I_{\text{Б2.нас}}$ от источника питания $+U_П$ через последовательно соединенные резисторы R_{K1} и R_1 . На резисторе $R_Э$ присутствует падение напряжения $U = I_{Э2}R_Э$, которое надежно запирает транзистор $VT1$. Конденсатор $C1$ заряжен до напряжения $U_{C1} \approx I_{\text{Б2.нас}}R_1$.

При увеличении входного напряжения u_y транзистор $VT1$ начинает открываться. Напряжение заряженного конденсатора $C1$ начинает смещать эмиттерный переход транзистора $VT2$ в обратном направлении, способствуя уменьшению его тока базы I_{B2} .

Допустим, что оба транзистора находятся в активном режиме работы, и ток I_{B1} получил некоторое положительное приращение ΔI_{B1} . Это приращение вызовет пропорциональное изменение коллекторного тока $\Delta I_{K1} = \Delta I_{B1} h_{21Э1}$. Так как напряжение конденсатора $C1$ в силу законов коммутации не может измениться скачком, то в первом приближении можно считать, что $\Delta U_{KЭ1} = \Delta U_{BЭ2} \approx 0$. Следовательно, изменение коллекторного тока транзистора $VT1$ может произойти только за счет уменьшения базового тока транзистора $VT2$, т.е. $\Delta I_{K1} = -\Delta I_{B2}$, и не сопровождается изменением напряжений на резисторах R_{K1} и $R_Э$. Уменьшение базового тока транзистора $VT2$ на ΔI_{B2} приводит к соответствующему уменьшению как его эмиттерного тока $\Delta I_{Э2}$, так и падению напряжения на резисторе ОС $R_Э$.

Напряжение, приложенное к эмиттерному переходу транзистора $VT1$, $U_{BЭ1} = u_y - U_{R_Э}$ при неизменной величине u_y получит положительное приращение $\Delta U_{BЭ} = \Delta U_{R_Э}$, что повлечет дальнейшее увеличение тока базы транзистора $VT1$ и уменьшение тока базы транзистора $VT2$. Этот процесс, протекая лавинообразно, завершится насыщением транзистора $VT1$ и запирающим транзистора $VT2$.

Обычно в схеме выполняется условие $R_{K1} > R_{K2}$, поэтому после переключения напряжение $U''_{R_Э} = I_{Э1} R_Э < U'_{R_Э}$. Следовательно, передаточная характеристика схемы имеет гистерезис (рисунок 2.53, б).

В отличие от симметричного триггера, в рассмотренной схеме нагрузка, подключаемая к коллектору транзистора $VT2$, практически не оказывает влияния на режим работы триггера. Поэтому данная схема характеризуется большей, чем симметричный триггер, нагрузочной способностью и может устойчиво работать при любом виде нагрузки, включая емкостную.

Рассмотренная схема, называемая *триггером Шмитта*, находит широкое применение в качестве порогового устройства, реагирующего на уровень входного напряжения.

Отметим общую особенность обеих рассмотренных схем. Конденсаторы, применяемые в триггерах, служат лишь для ускорения процессов переключения транзисторов, а поэтому могут отсутствовать. Следовательно, схема триггера может быть выполнена только с использованием резисторов и полупроводниковых элементов, что важно с точки зрения применения современных методов технологии при изготовлении электронных устройств.

Для получения синусоидального выходного напряжения широко применяются генераторы, использующие в цепи ПОС колебательный контур. Рассмотрим работу таких устройств.

Пусть имеется реальный RLC -контур с предварительно заряженным до напряжения U_0 конденсатором C (рисунок 2.54, а). Как известно, электромаг-

нитные процессы в RLC -контуре описываются дифференциальным уравнением второго порядка. При относительно малом активном сопротивлении, что соответствует используемым в генераторах колебательным контурам высокой добротности, изменение тока i имеет почти синусоидальный характер с плавным уменьшением амплитуды колебаний (рисунок 2.54, б). Коэффициент затуханий этих колебаний $\alpha = \frac{R}{2L}$, а частота $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

Включая колебательный контур в цепь ОС транзисторного усилительного каскада, и обеспечивая в системе баланс амплитуд и фаз, получаем автогенератор синусоидальных колебаний. На рисунке 2.55, а приведена схема простейшего автогенератора с колебательным $L_K C_K$ -контуром и взаимноиндуктивной ОС. В колебательном контуре, включенном в коллекторную цепь транзистора VT , под действием напряжения питания возникают затухающие синусоидальные колебания (см. рисунок 2.54, б). Взаимоиндуктивная связь дросселей L_{CB} и L_K обеспечивает передачу сигнала ОС с дополнительным сдвигом фаз (входного и выходного сигналов) на угол $\varphi = \pi$, что позволяет обеспечить в схеме баланс фаз. Если параметры транзисторного каскада выбрать с учетом выражения (2.29), то в данной схеме будет выполнено и условие баланса амплитуд, что приведет к установлению устойчивых синусоидальных колебаний выходного напряжения.

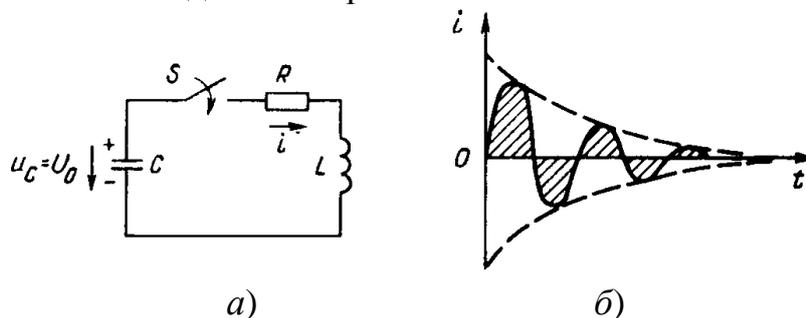


Рисунок 2.54 – Схема последовательного колебательного контура (а) и переходный процесс изменения тока в нем (б)

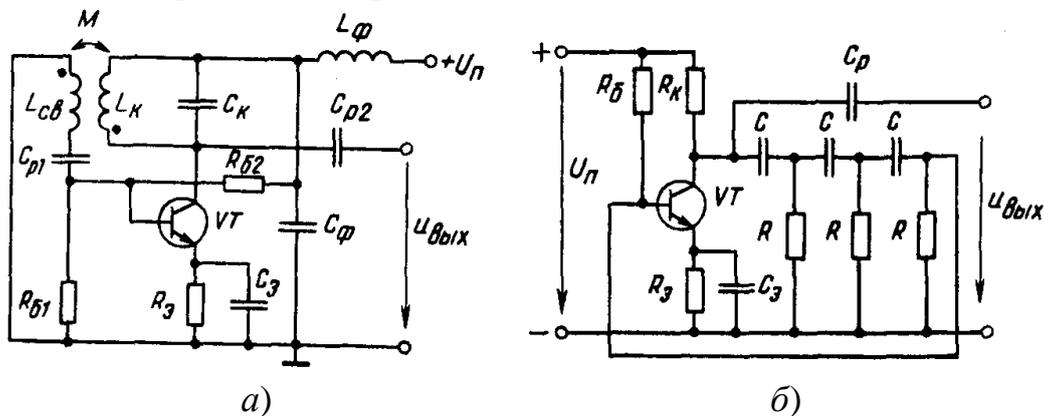


Рисунок 2.55 – Схема автоколебательного LC -генератора (а) и RC -генератора (б)

Элементы L_Φ и C_Φ , включенные в цепь питания транзистора VT обеспечивают протекание переменной составляющей его коллекторного тока, минуя источник питания $U_{П}$.

Рассмотренный выше LC -генератор оказываются малоэффективным при низких частотах из-за необходимости применения в колебательном контуре катушки индуктивности и конденсатора с большими номиналами L и C . Поэтому при низких частотах более предпочтительны автогенераторы RC -типа.

На рисунке 2.55, б приведена простейшая схема автогенератора RC -типа. Трехзвенная RC -цепь в контуре ОС обеспечивает в схеме баланс фаз, способствующий генерации в выходной цепи транзистора VT гармонических колебаний. Следует отметить, что роль $R_{Б1}$ в делителе напряжения на входе транзистора VT в данном случае выполняет правый (третий) резистор R в фазосдвигающей цепи схемы на рисунке 2.55, б.

Мультивибратор – это релаксационный генератор импульсов почти прямоугольной формы, выполненный в виде усилительного устройства с цепью ПОС. Как было указано ранее (см. раздел 2.7), различают два вида вибраторов: *автоколебательные* (не обладают состоянием устойчивого равновесия) и *ждущие* (обладают одним состоянием устойчивого равновесия и поэтому часто называются *одновибраторы*).

Принцип функционирования мультивибраторов рассмотрим на примере схемы с коллекторно-базовыми связями. Схема автоколебательного мультивибратора данного типа приведена на рисунке 2.56, а. Нетрудно заметить, что она фактически повторяет схему симметричного триггера (см. рисунок 2.52, а). Отличие состоит лишь в том, что связи между схемами коммутации, как прямая, так и обратная, выполнены не по постоянному, а по переменному току. Это качественно меняет свойства устройства, так как в отличие от симметричного триггера у схемы нет устойчивых состояний равновесия, в которых она находится сколь угодно длительное время. Вместо этого существуют два состояния квазиустойчивого равновесия, в каждом из которых схема может находиться строго фиксированное время. Это время зависит от переходных процессов, протекающих в схеме. Поэтому в состоянии квазиустойчивого равновесия токи и напряжения элементов схемы в общем случае не остаются постоянными. Работа устройства сводится к постоянной смене этих состояний, что сопровождается формированием на выходе напряжения, близкого по форме к прямоугольному.

Работу мультивибратора рассмотрим с использованием временных диаграмм, приведенных на рисунке 2.56, б. При этом транзистор будем считать безынерционным элементом, а схему мультивибратора – симметричной ($R_{К1} = R_{К2} = R_K$; $C1 = C2 = C$; $R_{Б1} = R_{Б2} = R_B$).

Предположим, что в момент времени t_0 происходит очередное переключение мультивибратора, и транзистор $VT1$ попадает в режим насыщения, а $VT2$ – в режим отсечки. С этого момента в схеме начинают протекать два самостоятельных процесса, связанные с перезарядом емкостей $C1$ и $C2$.

К моменту $t = t_0$, конденсатор $C2$ полностью разряжен и после насыщения транзистора $VT1$ начинается заряд этого конденсатора через резистор R_{K2} :

$$u_{C2} = U_{\Pi} \left(1 - \exp \left[-\frac{t}{R_{K2} C2} \right] \right).$$

Так как конденсатор $C2$ через эмиттерный переход насыщенного транзистора $VT1$ шунтирует коллекторно-эмиттерные выводы транзистора $VT2$, то процесс его заряда определяет скорость изменения коллекторного напряжения транзистора $VT2$.

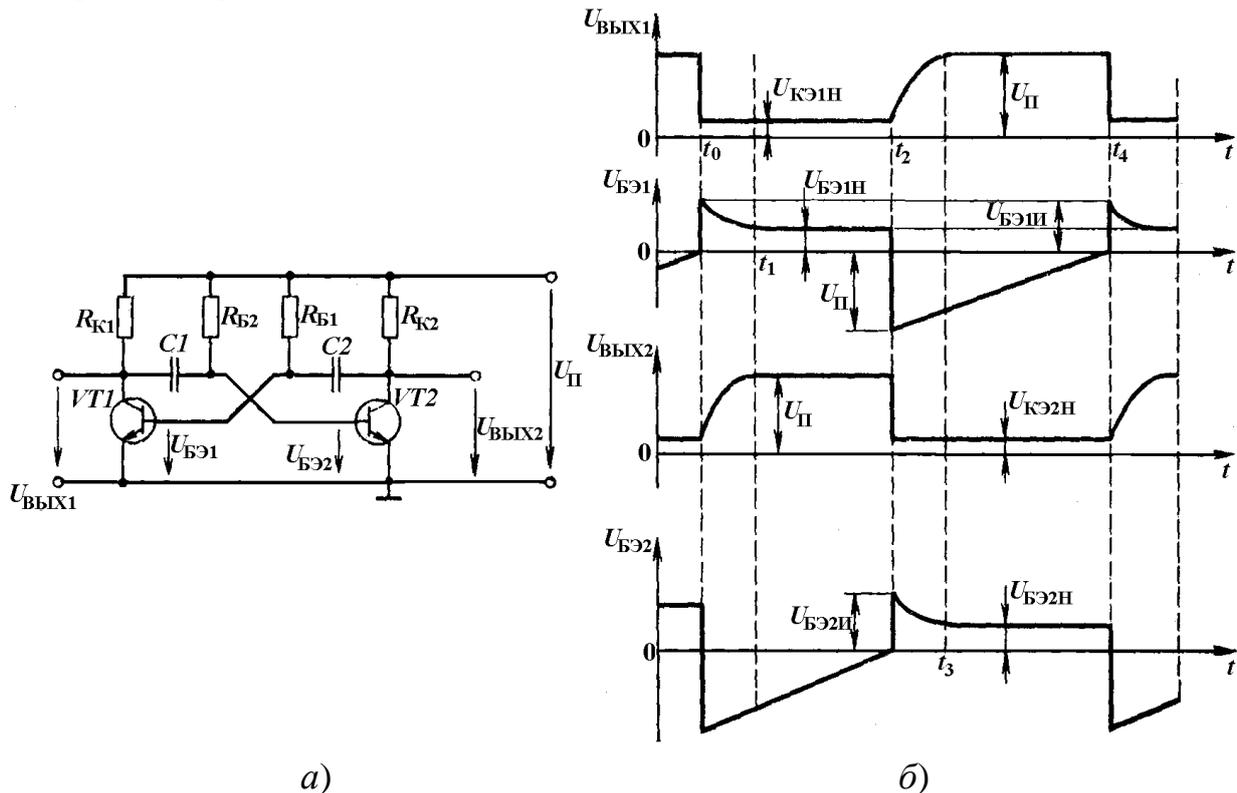


Рисунок 2.56 – Схема симметричного мультивибратора (а) и временные диаграммы, поясняющие его работу (б)

В момент t_0 ток базы транзистора $VT1$ складывается из постоянного тока резистора R_{B1} и импульсного тока заряда конденсатора $C2$. Поэтому сразу после насыщения ток базы транзистора $VT1$ существенно больше необходимого для его насыщения, и напряжение эмиттерного перехода транзистора $VT1$ имеет максимальное значение $U_{БЭ1и}$. По мере заряда конденсатора $C2$, напряжение $U_{БЭ1}$ падает до величины $U_{БЭ1н}$, определяемой только током резистора R_{B1} .

Второй процесс в схеме связан с разрядом ранее заряженного почти до напряжения питания U_{Π} конденсатора $C1$. Этот разряд происходит через насыщенный транзистор $VT1$, источник питания U_{Π} и резистор R_{B2} . Так как $VT1$ насыщен, то $U_{БЭ2} \approx U_{C1}$ и $VT2$ надежно заперт.

Процесс разряда конденсатора $C1$ описывается выражением:

$$u_{C1} = U_{\Pi} \left(2 \exp \left[-\frac{t}{R_{B2} C1} \right] - 1 \right).$$

Этот процесс заканчивается в момент, когда $U_{C1} = 0$. В момент t_2 произойдет очередное переключение транзисторов. Транзистор $VT1$ запирается, а транзистор $VT2$ насыщается. Далее процесс пойдет аналогично описанному.

Таким образом, длительность нахождения схемы в квазистойчивом состоянии определяется процессами разряда, а длительность фронта коллекторного напряжения – процессами заряда конденсатора связи.

В рассматриваемом случае выходное напряжение автоколебательного мультивибратора близко к прямоугольному, причем длительности импульса $t_{И}$ и паузы $t_{П}$ выходного напряжения равны между собой ($t_2 - t_0 = t_4 - t_2$).

Если симметрия схемы нарушена, то на выходах формируется напряжение, для которого $t_{И} \neq t_{П}$. Частота выходного напряжения симметричного автоколебательного мультивибратора не зависит от напряжения питания и полностью определяется параметрами его элементов [19]:

$$f_{\text{КОМ}} \approx \frac{0.715}{R_{\text{Б}} C}.$$

Для перевода рассмотренной схемы в режим ждущего мультивибратора необходимо, чтобы одно из его квазистойчивых состояний равновесия стало устойчивым. Этого можно добиться, если, например, хотя бы одну связь между схемами коммутации по переменному току заменить связью по постоянному току. Схема такого устройства приведена на рисунке 2.57, а.

Устойчивым является состояние, при котором транзистор $VT1$ насыщен током, протекающим через резистор R_{B1} . При этом конденсатор $C2$ заряжен практически до напряжения питания $U_{C2} = U_{\Pi} - I_{K2} R_{K2} - U_{BЭ1} \approx U_{\Pi}$, а конденсатор $C1$ разряжен. Транзистор $VT2$ заперт, что обеспечивается подачей на его эмиттерный переход через резистор $R_{СМ}$ напряжения смещения ($U_{СМ}$). Очевидно, что это состояние может сохраняться сколь угодно долго, так как при этом токи и напряжения всех элементов схемы неизменны во времени.

Запуск ждущего мультивибратора осуществляется подачей на эмиттерный переход транзистора $VT2$ через резистор $R_{ВХ}$ импульса положительной полярности. Параметры этого импульса (амплитуда и длительность) выбираются из условия кратковременного приоткрывания транзистора $VT2$. Возникающее при этом уменьшение напряжения $u_{КЭ2} = u_{ВЫХ2}$ приводит к появлению на базе транзистора $VT1$ отрицательного смещения ($u_{BЭ1} = u_{ВЫХ2} - u_{C2}$) и, вследствие действия механизма ПОС, его форсированному запираению. Увеличение напряжения $u_{КЭ1} = u_{ВЫХ1}$ переводит транзистор $VT2$ в режим насыщения. При этом его базовый ток по мере заряда конденсатора $C1$ падает от

$I_{B2И} \approx \frac{U_{\Pi}}{R_{K1}}$ до установившегося значения $I_{B2Н} \approx \frac{U_{\Pi}}{R_{K1}} + R_{B2}$. Новое состояние

схемы является квазистойчивым, так как оно поддерживается лишь до тех

пор, пока на базе транзистора $VT1$ присутствует запирающее напряжение, т.е. пока не разрядится конденсатор $C2$.

Как следует из схемы мультивибратора (рисунок 2.57, а), скорость изменения напряжения $u_{\text{ВЫХ1}}$ при запираии $VT1$ определяется процессом заряда конденсатора $C1$ (рисунок 2.57, б). Существует приближенная формула для вычисления времени нарастания фронта напряжения $u_{\text{ВЫХ1}}$ [19]:

$$t_{\phi} \approx \frac{2.3R_{\text{Б2}}R_{\text{К1}}C1}{R_{\text{Б2}} + R_{\text{К1}}}.$$

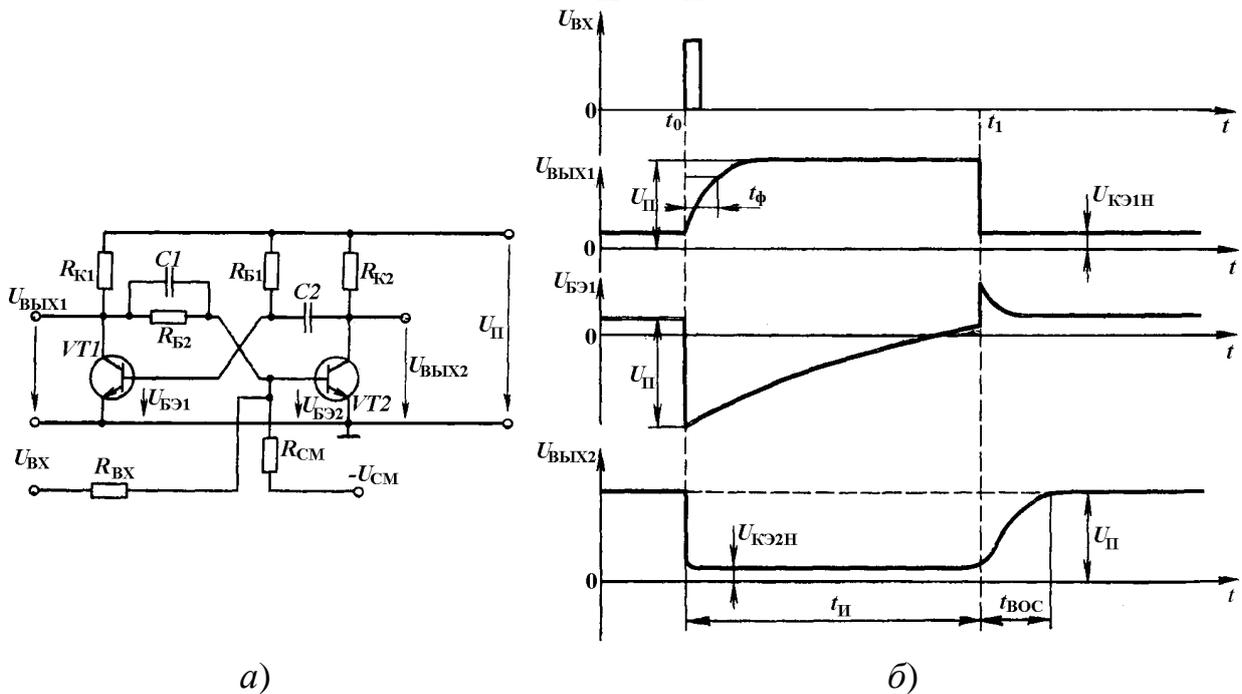


Рисунок 2.57 – Схема ждущего мультивибратора (а) и временные диаграммы, поясняющие его работу (б)

После насыщения транзистора $VT1$ и формирования среза импульса $u_{\text{ВЫХ1}}$ процессы в схеме не завершаются. Это объясняется тем, что токи и напряжения ее элементов не соответствуют устойчивому состоянию равновесия. Поэтому для возвращения схемы в исходное состояние необходимо некоторое время, называемое временем восстановления $t_{\text{ВОС}}$. Это время определяется процессом заряда конденсатора $C2$ до напряжения питания и определяется выражением [19]:

$$t_{\text{ВОС}} \approx 4R_{\text{К2}}C2.$$

Если следующий запускающий импульс появится на входе схемы раньше, чем закончится интервал восстановления, на выходе мультивибратора будет сформирован импульс длительностью меньшей, чем $t_{\text{И}}$, определенной в соответствии с (2.33).

Проведенный анализ показывает, что в ждущем мультивибраторе конденсатор $C2$, как и в автогенераторной схеме, выполняет роль времязадающего конденсатора, определяющего длительность выходного импульса всего устройства. Конденсатор $C1$ является форсирующим. Он, как и конденсаторы

в триггере, лишь ускоряет процесс переключения транзисторов схемы и, поэтому может отсутствовать.

2.10 Цифровые (дискретные) цепи и их характеристики

Цифровые (дискретные) цепи – это электрические цепи, содержащие цифровые логические элементы и предназначенные для преобразования и обработки цифровых (дискретных) сигналов.

Логические элементы – это электронные устройства, реализующие простейшие логические операции (функции) над входными сигналами и выдающие сигналы, соответствующие значениям реализуемых функций.

Логическая операция – это преобразование по правилам булевой алгебры (алгебры логики) входной цифровой информации в выходную. Логическими операциями являются, например, логическое сложение – дизъюнкция (ИЛИ), умножение – конъюнкция (И), отрицание – инвертирование (НЕ).

Цифровые сигналы разделяют на две категории. Цифровые сигналы, формируемые из аналоговых, называют *цифровыми эквивалентами (цифровыми образами)*. Такие сигналы несут в себе всю информацию о численном значении параметров физических величин (о температуре, напряжении, механическом усилии и т.д.), заложенную в аналоговом сигнале. Цифровые сигналы, появление которых связано с наступлением или ненаступлением того или иного события, называют *логическими сигналами*. По устоявшейся терминологии сигналы обеих категорий часто называют одинаково – цифровыми или дискретными сигналами [19, 20]. Во избежание путаницы далее под цифровыми или дискретными сигналами будут пониматься логические сигналы.

Булева алгебра (алгебра логики) является одним из разделов математики, которая основывается на взаимообусловленности истинных (достоверных) и ложных суждений или высказываний. Простые суждения представляются элементарными функциями, состоящими из двух аргументов (переменных): либо *истинно – ложно*, либо *да – нет*, которые могут быть обозначены различными условными математическими символами. Общепринятыми знаками считаются 1 – для записи истинного и 0 – для ложного суждений. Из элементарных логических функций могут быть составлены сложные логические функции.

В теории булевой алгебры разработаны теоремы, по которым производятся преобразования логических функций на основе законов переместительного, сочетательного, инверсии и др.

Двузначные суждения легко реализуются двухпозиционными элементами с двумя устойчивыми состояниями – реле, триггерами, логическими элементами и др. При помощи функций булевой алгебры описываются операции счета в ЭВМ, действие блоков управления многих автоматических устройств (например, автоматических манипуляторов); принципы булевой

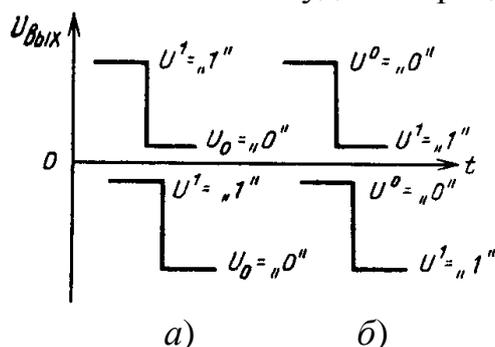
алгебры широко применяются в телемеханических системах связи, контроля и измерений и т.д.

Значениям логических функций и аргументов в цифровых цепях могут быть поставлены в соответствие различные характеристики токов или напряжений. Это могут быть как их некоторые установившиеся величины, так и параметры электрических импульсов. В соответствии с этим различают потенциальный и импульсный способы представления логических переменных.

При *потенциальном способе представления* значениям логического нуля 0 и логической единицы 1 ставят в соответствие два различных уровня напряжения или тока. В зависимости от того, какой именно из этих уровней конкретно ставят в соответствие значениям 0 и 1 , различают положительную и отрицательную логики.

В *положительной логике* значению логической 1 ставят в соответствие большее, а значению логического 0 – меньшее значение напряжения или тока. В *отрицательной логике* наоборот – большим значениям электрического сигнала соответствуют значения логического 0 , меньшим – значения логической 1 . Это определение справедливо для любой полярности используемого напряжения или любых направлениях протекания токов.

Из рисунка 2.58, *а* видно, что при положительной логике и условии $U_{\text{ВЫХ}} \geq 0$ значению логической 1 соответствует большее по абсолютному значению напряжение, в то время как при $U_{\text{ВЫХ}} < 0$ большее абсолютное напряжение соответствует значению логического 0 . Однако с учетом знака уровни, показанные на рисунке 2.58, *а*, *б* полностью соответствуют данному выше определению типов логики. Важно отметить, что если некоторое логическое устройство относительно положительной логики реализует операцию И, то относительно отрицательной логики это будет операция ИЛИ и наоборот.



а – положительная логика; *б* – отрицательная логика

Рисунок 2.58 – Потенциальный способ представления логического 0 и логической 1

При *импульсном способе* представления значению логической 1 , например, может быть поставлен в соответствие сам факт наличия импульса или его положительный перепад, а значению логического 0 – отсутствие импульса или его отрицательный перепад.

Следует отметить, что при потенциальном способе представления значение логической переменной может быть определено в любой произвольный момент времени. При импульсном же представлении это может быть сделано только в строго определенные дискретные моменты времени. Другими словами, при потенциальном представлении возможен как синхронный, так и асинхронный съем информации. При импульсном же представлении возможен только синхронный съем информации. Последнее определяет преимущества и недостатки указанных методов представления логических переменных.

В дальнейшем остановимся, в основном, на потенциальном способе представления логических переменных, использующем положительную логику, который получил наибольшее распространение на практике.

Любое сложное высказывание в булевой алгебре или сложное событие (например, описание функционирования устройства, события на его выходе и т.д.), можно описать, используя три логические операции: сложение (дизъюнкцию), умножение (конъюнкцию) и отрицание (инверсию), которыми могут быть связаны простые высказывания. Этот набор логических функций называют *функционально полным набором* или *базисом*.

Дизъюнкция является функцией (y) переменных (x_1, x_2, \dots, x_n) и фиксирует наступление сложного события ($y = 1$), если наступило хотя бы одно простое событие ($x_1 = 1$ ИЛИ $x_2 = 1$... ИЛИ $x_n = 1$). Отсюда следует еще одно название рассматриваемой операции – операция ИЛИ.

Дизъюнкция записывается в виде:

$$y = x_1 + x_2 + \dots + x_n.$$

Значение $y = 0$ имеет место только при $x_1 = x_2 = \dots = x_n = 0$.

Наступление всех простых событий ($x_1 = 1, x_2 = 1, \dots, x_n = 1$) тоже, естественно, приводит к наступлению сложного события, т.е. при любом числе логических слагаемых, равных единице, их логическая сумма равна единице.

Таблица 2.1 представляет собой таблицу истинности операции ИЛИ двух переменных. В каждой ее строке записаны значения переменных x_1 и x_2 и соответствующее им значение функции y . Кроме знака «+», дизъюнкция обозначается знаком \vee :

$$y = x_1 \vee x_2 \vee \dots \vee x_n.$$

Таблица 2.1 – Таблица истинности операции ИЛИ двух переменных

x_1	x_2	y
1	1	1
1	0	1
0	1	1
0	0	0

Элемент, выполняющий дизъюнкцию, называют дизъюнктором или элементом ИЛИ (рисунок 2.59, а). Электрическая реализация операции ИЛИ представлена на рисунке 2.60, а. Замкнутое состояние ключа будем представ-

лять (кодировать) логической единицей ($Kл = 1$), разомкнутое – логическим нулем ($Kл = 0$). Лампочка будет светить ($Л = 1$), если выполняются условия: ключ $Kл1$ замкнут, ключ $Kл2$ разомкнут (первое простое высказывание) – $Kл1 = 1, Kл2 = 0$ ИЛИ ключ $Kл1$ разомкнут, ключ $Kл2$ замкнут (второе простое высказывание) ИЛИ ключ $Kл1$ замкнут, ключ $Kл2$ замкнут (третье простое высказывание).

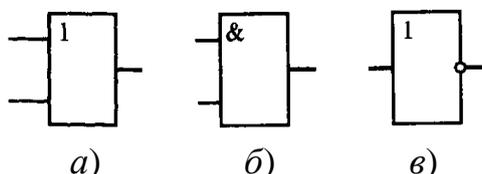


Рисунок 2.59 – Условные графические обозначения логических элементов ИЛИ (а), И (б), НЕ (в)

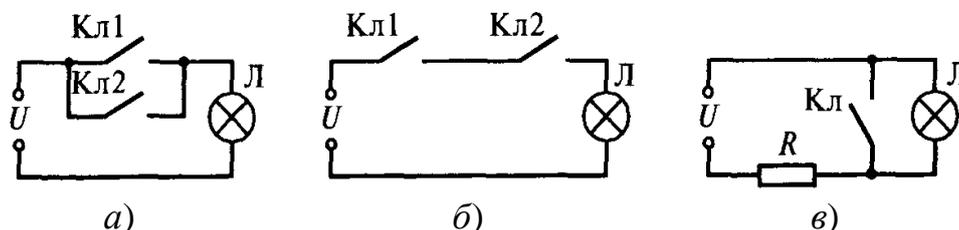


Рисунок 2.60 – Электрическая реализация операций ИЛИ (а), И (б), НЕ (в)

Событие «Лампочка светит, если ...» можно представить состояниями ключей в операции ИЛИ: $Л = Kл1 + Kл2$ или в привычной алгебраической форме: $y = x_1 + x_2$, где x_1 соответствует состоянию ключа $Kл1$, x_2 – состоянию ключа $Kл2$, а y – состоянию лампочки.

Конъюнкция переменных фиксирует наступление сложного события, если имеет место наступление всех простых событий, определяющих данное сложное событие. Конъюнкция записывается в виде:

$$y = x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \cdot x_n.$$

Если хотя бы одно из простых событий не наступило (хотя бы одна из логических переменных равна нулю), то сложное событие не наступает – функция равна нулю. Только в том случае, когда $x_1 = 1$, $x_2 = 1$, и ..., и $x_n = 1$ $y = 1$. Поэтому данная операция называется также операцией И. Таблица 2.2 представляет собой таблицу истинности операции И двух переменных.

Кроме приведенной, используют и другую форму записи конъюнкции:

$$y = x_1 \wedge x_2 \wedge \dots \wedge x_n.$$

Элемент, выполняющий конъюнкцию, называется конъюнктором или элементом И (рисунок 2.59, б).

На рисунке 2.60, б показана электрическая реализация операции И. Лампочка светит ($y = 1$), если замкнут ключ $Kл1$ ($x_1 = 1$) И замкнут ключ $Kл2$ ($x_2 = 1$).

Логическое уравнение, выражающее состояние лампочки, имеет вид: $Л = Kл1 \cdot Kл2$ или $y = x_1 \cdot x_2$.

Таблица 2.2 – Таблица истинности операции И двух переменных

x_1	x_2	y
1	1	1
1	0	0
0	1	0
0	0	0

Инверсия записывается в виде:

$$y = \bar{x}.$$

Она называется также операцией НЕ. Таблица 2.3 представляет собой таблицу истинности операции НЕ. Элемент, выполняющий инверсию, называется инвертором или элементом НЕ (рисунок 2.59, в). Электрическая реализация операции НЕ показана на рисунке 2.60, в. Если ключ Кл замкнут (Кл = 1), то лампочка НЕ светит (Л = 0), при Кл = 0 Л = 1.

Таблица 2.3 – Таблица истинности операции НЕ

x	y
1	0
0	1

В реальных цифровых устройствах электрические сигналы, отображающие значения логических переменных, проходят через большое число последовательно соединенных однотипных цифровых цепей, реализующих их преобразование в соответствии с аксиомами основных логических операций. Для надежного функционирования таких цепей необходимо, чтобы каждый отдельный логический элемент (ЛЭ), независимо от своего расположения в цепи и различных комбинаций входных сигналов и выходных нагрузок, безошибочно выполнял заданную логическую функцию. При этом должна гарантироваться передача неискаженного сигнала, соответствующего требуемому значению логической переменной. Возникшие в процессе преобразования искажения, во-первых, не должны влиять на работу устройства, если они лежат в пределах некоторых допустимых зон изменения этого сигнала, и, во-вторых, самоустраняться по мере дальнейшего преобразования сигнала.

Функциональная сложность реальных логических устройств, множество различных сочетаний входных сигналов и нагрузок, а также использование при их изготовлении гибридной и полупроводниковой технологий, не позволяют рассчитывать на индивидуальную регулировку и настройку каждого отдельного элементарного электронного блока. Поэтому для надежной работы реальных цифровых устройств необходимо, чтобы цифровые цепи обладали рядом фундаментальных свойств [19], к основным из которых относятся:

- совместимость уровней входных и выходных сигналов;

- нагрузочная способность;
- формирующее свойство (свойство квантования сигнала);
- помехоустойчивость;
- быстродействие.

Рассмотрим более подробно каждое из этих свойств.

Совместимость уровней входных и выходных сигналов. Для местного использования большого числа логических элементов, выполненных, например, в виде ИС, должно гарантироваться согласование уровней сигналов, отображающих значения логических переменных. Это означает, что установившиеся отклонения выходного напряжения ЛЭ, вызванные действием различных внешних дестабилизирующих факторов и собственным разбросом параметров, входящих в его состав субэлементов, не должны превышать некоторые наперед заданные значения (рисунок 2.61). Таким образом, должны выполняться неравенства:

$$\begin{cases} U_{\min}^1 \leq U_t^1 \leq U_{\max}^1; \\ U_{\min}^0 \leq U_t^0 \leq U_{\max}^0, \end{cases} \quad (2.30)$$

где U_t – текущее значение выходного напряжения ЛЭ.

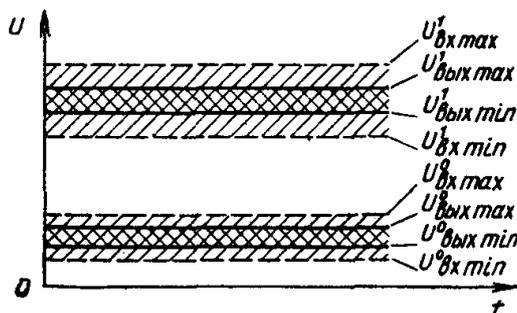


Рисунок 2.61 – Области отображения входных и выходных сигналов

Следовательно, формирование на выходе сигнала:

$$U_{\max}^0 < U_t < U_{\min}^1,$$

не удовлетворяющего системе неравенств (2.30), недопустимо.

Для повышения надежности работы цифровых цепей допустимая область изменения входного сигнала ЛЭ, распознаваемая как соответствующий логический уровень, должна быть шире выходной:

$$\begin{cases} U_{\text{ВЫХ max}}^{1,0} < U_{\text{ВХ max}}^{1,0}; \\ U_{\text{ВЫХ min}}^{1,0} > U_{\text{ВХ min}}^{1,0}. \end{cases} \quad (2.31)$$

Таким образом, допустимая область изменения входных сигналов ЛЭ должна включать область изменения выходных сигналов (рисунок 2.61).

Нагрузочная способность ЛЭ характеризует его способность получать сигнал от нескольких источников информации и одновременно быть источником информации для ряда других элементов. При этом его входные и выходные сигналы должны удовлетворять неравенствам (2.30) и (2.31). Для чис-

ленной характеристики нагрузочной способности ЛЭ используются два коэффициента: коэффициент объединения по входу и коэффициент разветвления по выходу.

Коэффициент объединения по входу $K_{\text{ОБ}}$ численно равен максимальному числу выходов одностипных ЛЭ, которые могут быть подключены ко входу данного ЛЭ, не вызывая при этом искажений формы и амплитуды его сигнала, выходящих за границы зон отображения уровней логического 0 и логической 1.

Коэффициент разветвления по выходу $K_{\text{РАЗ}}$ численно равен максимальному числу входов одностипных ЛЭ, которые могут быть подключены к выходу данного ЛЭ, не вызывая при этом искажений формы и амплитуды его сигнала, выходящих за границы зон отображения уровней логического 0 и логической 1.

Типовые значения коэффициентов $K_{\text{ОБ}} = 2 \dots 8$, $K_{\text{РАЗ}} = 4 \dots 10$. В выпускаемых сериях ИС существуют элементы с повышенной нагрузочной способностью, для которых $K_{\text{РАЗ}} = 20 \dots 30$.

Квантование сигнала. При прохождении электрического сигнала по цепи последовательно включенных ЛЭ его амплитуда и форма не должны претерпевать недопустимых изменений. Для этого каждый ЛЭ должен обладать формирующими свойствами.

Сигнал, установившийся после прохождения по цепи последовательно включенных ЛЭ (рисунок 2.62, а), называют *стандартным или асимптотическим*.

Формирующее свойство ЛЭ определяется видом его амплитудной передаточной характеристики, под которой понимают зависимость его выходного напряжения от входного: $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$. Рассмотрим формирующее свойство ЛЭ с использованием амплитудной передаточной характеристики инвертора, приведенной на рисунке 2.62, б.

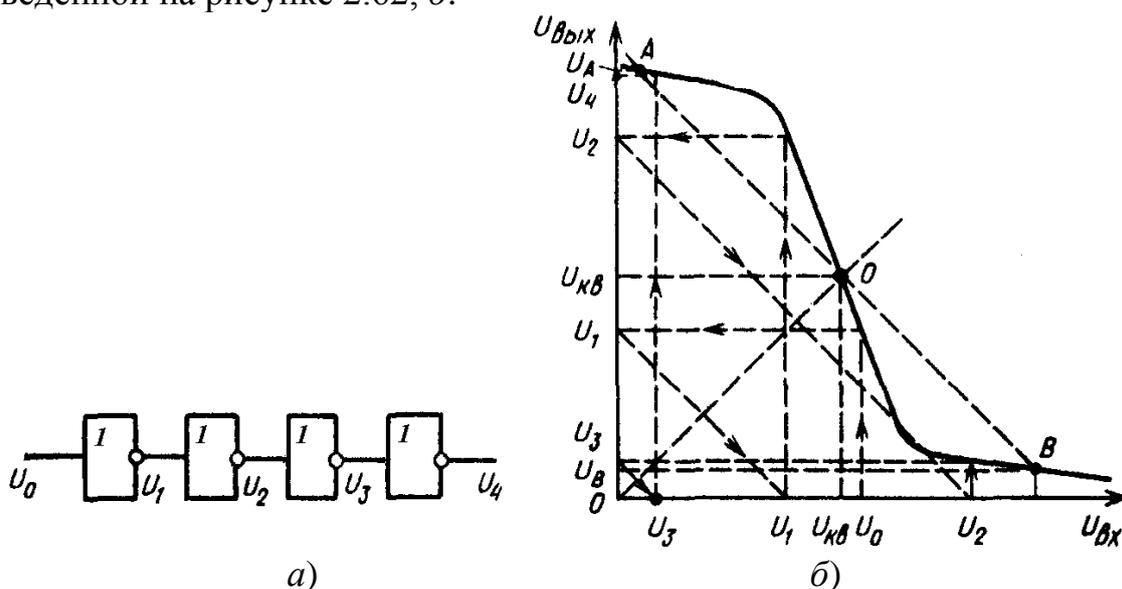


Рисунок 2.62 – Цепь последовательно соединенных ЛЭ (а) и формирование сигнала на ее выходе (б)

Точка O (в центре плоскости) данной характеристики соответствует пересечению характеристики ЛЭ с прямой $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}$. Точки A и B получены как пересечения характеристики ЛЭ с прямой, перпендикулярной к зависимости $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}$ в точке O . Следует отметить, что полученные в результате такого построения значения напряжений U_A и U_B являются асимптотическими.

Предположим, что на вход первого ЛЭ цепи (рисунок 2.62, а) подан сигнал U_0 . Используя приведенную на рисунке 2.62, б амплитудную передаточную характеристику, найдем значение сигнала U_4 , которое установится на выходе четвертого ЛЭ цепи. При этом $U_4 > U_0$. Очевидно, что с увеличением числа последовательно включенных ЛЭ ($n \rightarrow \infty$) выходное напряжение U_n , снимаемое с выхода последнего в цепи элемента будет стремиться к значениям U_A или U_B .

Следовательно, исходный искаженный сигнал, пройдя через цепь из последовательно включенных ЛЭ, стремится к своему асимптотическому значению.

Напряжение, соответствующее точке O амплитудной передаточной характеристики ЛЭ называют напряжением порога квантования $U_{\text{КВ}}$. Если $U = U_{\text{КВ}}$, то сигнал, пройдя через цепь последовательно включенных ЛЭ, строго говоря, не претерпит никаких изменений. Таким образом, $U_{\text{КВ}}$ делит характеристику ЛЭ на две области, соответствующие зонам отображения сигналов логического 0 и логической 1. Если $U > U_{\text{КВ}}$, то этот сигнал воспринимается как сигнал логической 1, если $U < U_{\text{КВ}}$ – то как сигнал логического 0. Следует заметить, что точка O является точкой неустойчивого равновесия и любое сколь угодно малое отклонение напряжения от значения $U_{\text{КВ}}$ приведет к формированию на выходе цепи элементов сигнала U_A или U_B .

Амплитудная передаточная характеристика реального ЛЭ существенно нелинейна, что обеспечивает быстрое формирование асимптотических значений логических сигналов.

Помехоустойчивость ЛЭ. По принципу действия все логические устройства делятся на два класса: комбинационные и последовательностные.

Комбинационными устройствами называют логические устройства, выходные сигналы которых однозначно определяются только действующей в настоящий момент на входе комбинацией переменных и не зависят от значений переменных, действовавших на входе ранее.

Последовательностными устройствами называют логические устройства, выходные сигналы которых определяются не только действующей в настоящий момент на входе комбинацией переменных, но и всей последовательностью входных переменных, действовавших в предыдущие моменты времени.

Очевидно, что даже кратковременное искажение логических сигналов в силу формирующих свойств ЛЭ может привести к потере истинности получа-

емых результатов. Поэтому ЛЭ должны обладать высокой помехоустойчивостью.

Под помехоустойчивостью понимается свойство нечувствительности ЛЭ к отклонениям его входных сигналов от асимптотических значений. Эти отклонения обычно вызываются действием различных помех на логическое устройство. Степень их влияния во многом определяется типом используемых схемотехнических решений.

Помехи в цифровых устройствах носят, как правило, характер кратковременных импульсов. Принято различать внешние и внутренние помехи.

К первым относятся помехи, вызванные внешними воздействиями: электромагнитное воздействие промышленной сети электропередачи, силовых переключателей и электродвигателей, городского транспорта и т.п. Уменьшить влияние этих помех можно как конструктивными, так и схемотехническими средствами, например экранированием или соответствующим выбором уровней логического 0 и логической 1.

Ко вторым относятся помехи, амплитуда и длительность которых зависит от амплитуды и длительности перепадов напряжений на выходах самих ЛЭ, а также видом и длиной соединительных линий между ними.

Зона помехоустойчивости ЛЭ определяется по его амплитудной передаточной характеристике. Уровень допустимой входной помехи для комбинационных устройств задается как разность между порогом квантования и соответствующим асимптотическим уровнем сигналов логического 0 и логической 1. В соответствии с этим различают уровни помехи по сигналам логического 0 и логической 1, которые находятся из соотношений:

$$\begin{cases} U_{\text{ПОМ.К}}^0 = |U_{\text{КВ}} - U_B|; \\ U_{\text{ПОМ.К}}^1 = |U_{\text{КВ}} - U_A|. \end{cases} \quad (2.32)$$

Если $U(t)_{\text{ПОМ}} < U_{\text{ПОМ.К}}$, то на выходе ЛЭ появится сигнал, амплитуда помехи в котором меньше, чем на входе, и в силу формирующих свойств при прохождении по цепи последовательно включенных ЛЭ сигнал помехи быстро затухнет.

Последовательностные устройства содержат внутренние цепи ОС. Поэтому для их надежного функционирования необходимо, чтобы в процессе работы модуль коэффициента передачи разомкнутого контура не превышал единицу. В противном случае возможно лавинообразное переключение устройства в новое устойчивое состояние, что приведет к потере информации. Поэтому в таких устройствах допустимая амплитуда помехи меньше, чем в комбинационных, и определяется выражениями (рисунок 2.63, а):

$$\begin{cases} U_{\text{ПОМ.П}}^0 = |U_{\text{П}}^0 - U_B|; \\ U_{\text{ПОМ.П}}^1 = |U_{\text{П}}^1 - U_A|, \end{cases} \quad (2.33)$$

где U_{Π}^0 и U_{Π}^1 – входные напряжения, соответствующие точкам характеристики, для которых $\frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dU_{\text{ВХ}}} = -1$ (см. рисунок 2.63, а).

Следует отметить, что допустимая амплитуда помехи также зависит от ее длительности. Эту зависимость определяет *характеристика импульсной помехоустойчивости*, связывающая допустимую амплитуду помехи с ее длительностью (рисунок 2.63, б).

Из приведенной зависимости следует, что для ЛЭ существует некоторая граничная длительность $t_{\text{ПОМ}} = t_2$, начиная с которой ЛЭ перестает быть чувствительным к сигналу помехи любой амплитуды. При очень малых длительностях $t_{\text{ПОМ}} \leq t_1$ допустимая амплитуда сигнала помехи начинает увеличиваться относительно уровней, рассчитанных с использованием выражений (2.32) и (2.33).

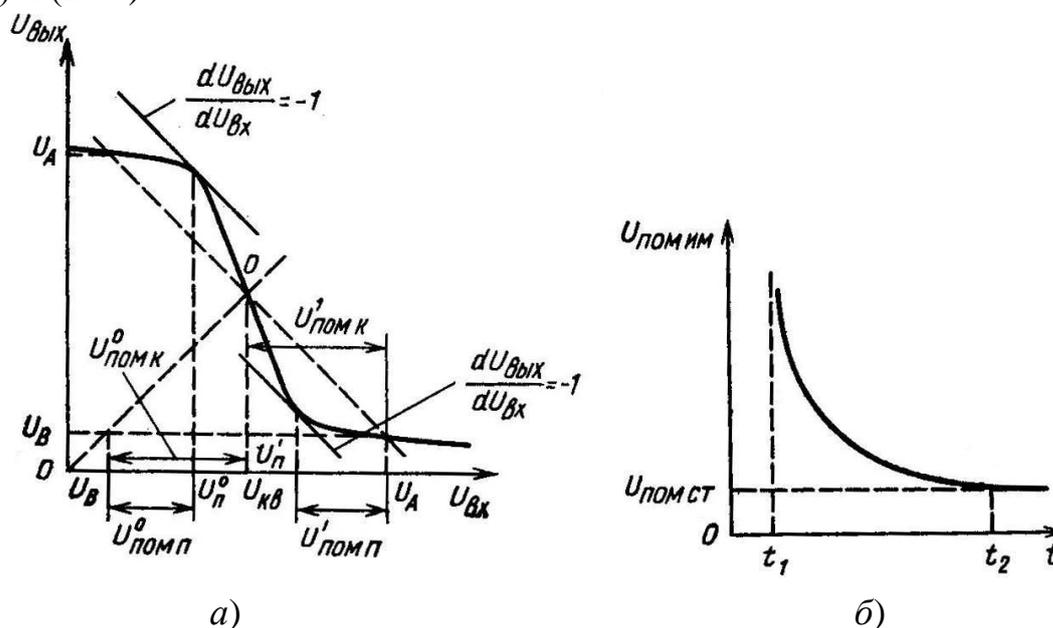


Рисунок 2.63 – Зона импульсной помехоустойчивости (а) и характеристика импульсной помехоустойчивости (б)

Быстродействие. Быстродействие характеризуется временем задержки распространения сигналов. Обычно различают время задержки распространения сигнала при включении логического элемента $t_{\text{ЗДР}}^{1,0}$, время задержки распространения сигнала при выключении логического элемента $t_{\text{ЗДР}}^{0,1}$ и среднее время задержки распространения $t_{\text{ЗДР.СР}}$.

Под временем задержки распространения сигнала при включении логического элемента понимают интервал времени между входным и выходным импульсами при переходе выходного напряжения от уровня логической единицы к уровню логического нуля, измеренный на уровне 0.5 (рисунок 2.64).

Временем задержки распространения сигнала при выключении считают интервал времени между входными и выходными импульсами при переходе

выходного напряжения от уровня логического нуля к уровню логической единицы, измеренный на уровне 0.5.

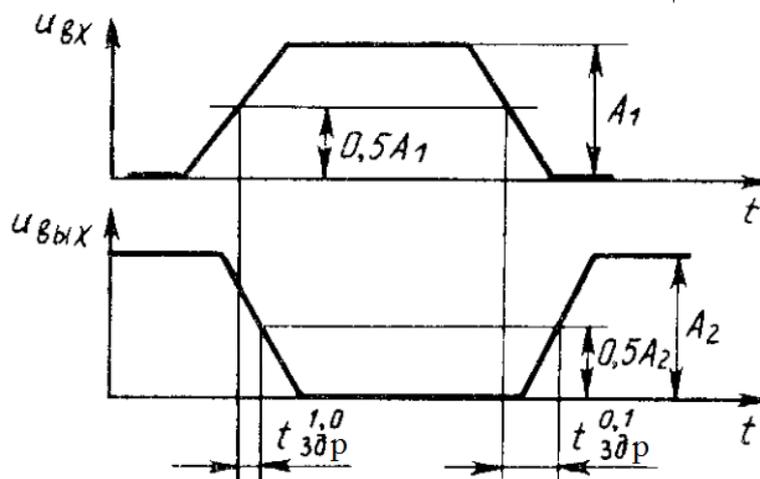


Рисунок 2.64 – Диаграмма для определения времени задержки распространения

Средним временем задержки распространения называют интервал времени, равный полусумме времен задержки распространения сигнала при включении и выключении логического элемента:

$$t_{здр.ср} = \frac{t_{здр}^{1,0} + t_{здр}^{0,1}}{2}.$$

2.11 Основы цифровой схемотехники и микроэлектроники

На начальном этапе развития цифровой электроники было разработано большое число всевозможных схемотехнических решений реализующих основные логические операции. Однако широкое практическое использование получили только некоторые из них [19, 20]. Эти решения наилучшим образом сочетают ряд важных как для потребителя, так и для изготовителя характеристик.

Логическая операция И-НЕ представляет собой совокупность операций И и НЕ (рисунок 2.65, а), а функция ИЛИ-НЕ – совокупность операций ИЛИ и НЕ (рисунок 2.65, б). Покажем, что операциями И-НЕ (ИЛИ-НЕ) можно реализовать операции И, ИЛИ, НЕ. Этим будет доказано, что рассматриваемые операции являются базисами, также как базисом является совокупность элементов И, ИЛИ, НЕ (см. раздел 2.10). Для этого запишем функцию, которую нужно реализовать, и преобразуем ее так, чтобы в окончательный результат входили конъюнкция и инверсия (при использовании элементов И-НЕ) или дизъюнкция и инверсия (при использовании элементов ИЛИ-НЕ). Результаты преобразований сведем в таблицу 2.4.

При записи правых частей приведенных в таблице 2.4 функций учтено: для y_1 – тождество $xx\dots x = x$; для y_4 – тождество $x + x + \dots + x = x$; для y_2 и y_6 – тождество $x = \overline{\overline{x}}$, для y_3 и y_5 – теорема де Моргана:

$$\overline{x_1 + x_2} = \overline{x_1} \overline{x_2};$$

$$\overline{x_1 x_2} = \overline{x_1} + \overline{x_2}.$$

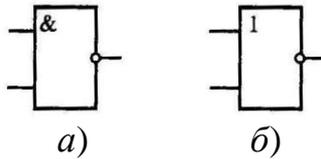


Рисунок 2.65 – Условные графические обозначения элементов И-НЕ (а) и ИЛИ-НЕ (б)

Таблица 2.4 – Преобразование в базисы И-НЕ, ИЛИ-НЕ

Базисы	Реализация элементов базиса И, ИЛИ, НЕ		
	НЕ	И	ИЛИ
И-НЕ	$y_1 = \overline{x} = \overline{xx}$	$y_2 = x_1 x_2 = \overline{\overline{x_1 x_2}}$	$y_3 = x_1 + x_2 = \overline{\overline{x_1 + x_2}} = \overline{\overline{x_1} \overline{x_2}}$
ИЛИ-НЕ	$y_4 = \overline{x} = \overline{x + x}$	$y_5 = x_1 x_2 = \overline{\overline{x_1 x_2}} = \overline{\overline{x_1} + \overline{x_2}}$	$y_6 = x_1 + x_2 = \overline{\overline{x_1 + x_2}}$

Таким образом, в соответствии с правой частью приведенных равенств операции И, ИЛИ, НЕ могут быть выполнены элементами И-НЕ, а также элементами ИЛИ-НЕ. На рисунке 2.66, а приведена схемная реализация операций НЕ, И, ИЛИ на элементах И-НЕ, а на рисунке 2.66, б – тех же операций на элементах ИЛИ-НЕ.

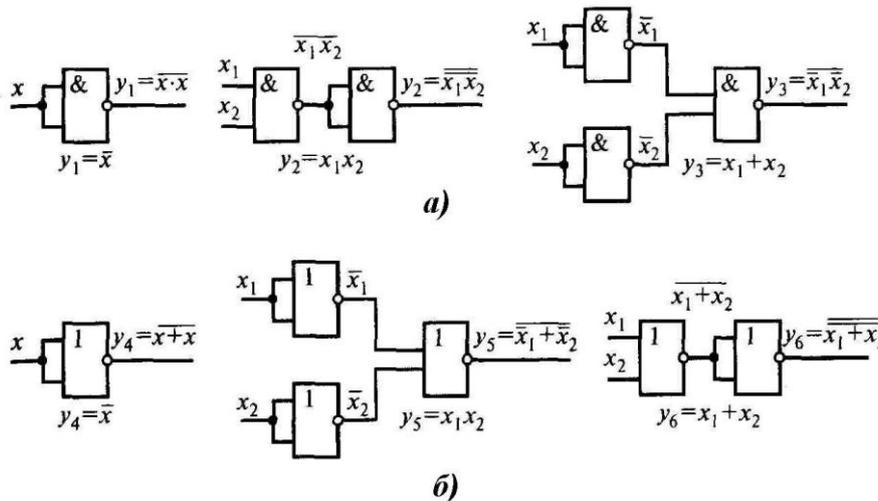


Рисунок 2.66 – Схемная реализация в базисе И-НЕ (а) и ИЛИ-НЕ (б)

Функцию И-НЕ называют функцией Шеффера (штрихом Шеффера) и обозначают в виде $y = x_1 | x_2$, а функцию ИЛИ-НЕ – функцией Пирса (стрел-

кой Пирса) и обозначают в виде $y = x_1 \downarrow x_2$. Базис И-НЕ называют базисом Шеффера, а базис ИЛИ-НЕ – базисом Пирса.

Логическое устройство, реализованное в базисе И-НЕ (ИЛИ-НЕ), имеет преимущества по сравнению с устройством, реализованным в базисе И, ИЛИ, НЕ:

- уменьшение номенклатуры элементов до одного типа, что повышает унификацию, стандартизацию, технологичность изготовления;

- наличие в каждом элементе инвертора, который компенсирует затухание потенциалов при передаче их через конъюнктор или дизъюнктор элемента. Благодаря этому не накапливается затухание сигнала при прохождении его через цепь последовательно включенных элементов, что могло бы вызвать снижение уровня логической 1 (см. раздел 2.10 – квантование сигнала). Кроме того, инвертор увеличивает нагрузочную способность элемента: подключение допустимого числа других элементов к его выходу не вызывает заметного уменьшения на нем уровней потенциалов (что важно для уровня логической 1), а наличие емкости на выходе не вызывает длительного переходного процесса при смене потенциалов.

Цифровая ИС, реализующая сложную логическую функцию, по существу, представляет собой совокупность элементов И-НЕ или ИЛИ-НЕ. По схемотехнической структуре эти элементы и составляемые ими более сложные микросхемы делят на ряд серий (семейств, типов). В каждую серию входит ряд микросхем, выполняющих различные функции, но имеющие аналогичные схемотехнические решения и конструктивное исполнение [12].

Наиболее распространены микросхемы следующих серий: ТТЛ (транзисторно-транзисторная логика), КМОП-логика (на дополняющих или комплементарных металл-оксид-полупроводник транзисторах), ЭСЛ (эмиттерно-связанная логика). Внутри каждой серии промышленность выпускает микросхемы малой, средней, большой и сверхбольшой степени интеграции.

В ИС, выполненных по технологии ТТЛ, в качестве базового элемента используется многоэмиттерный транзистор (МЭТ). Упрощенная схема логического элемента И-НЕ с МЭТ $VT1$ приведена на рисунке 2.67. МЭТ отличается от обычного транзистора тем, что он имеет несколько эмиттеров, расположенных так, что прямое взаимодействие между ними исключается. Благодаря этому переходы база-эмиттеры МЭТ можно рассматривать как параллельно включенные диоды.

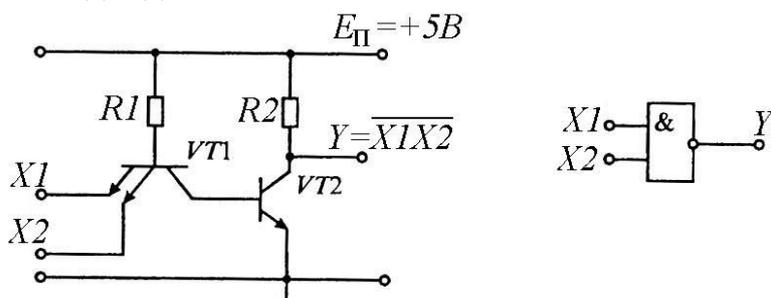


Рисунок 2.67 – Упрощенная схема логического элемента 2И-НЕ (ТТЛ)

Второй транзистор VT_2 является инвертором сигнала, выполняющим функцию НЕ. Если хотя бы на один эмиттер МЭТ подан низкий уровень, то ток базы VT_2 равен нулю и на коллекторе VT_2 будет высокий уровень. Для того чтобы напряжение на коллекторе VT_2 имело низкий уровень, необходимо на все эмиттеры МЭТ подать высокий уровень. Благодаря этому алгоритму реализуется операция И-НЕ.

В более поздних сериях ИС, выполненных по технологии ТТЛ, использовался сложный инвертор с двуполярным ключом, а для исключения насыщения МЭТ применялись диоды Шоттки с малым падением напряжения в прямом направлении (ТТЛШ). ИС серии ТТЛ (ТТЛШ) работают при напряжении питания $+5V \pm 5\%$.

В ИС, выполненных по технологии ЭСЛ, в качестве базового элемента используется дифференциальный усилитель. Упрощенная схема логического элемента ИЛИ-НЕ с дифференциальным усилителем приведена на рисунке 2.68. Большое быстродействие ИС ЭСЛ обусловлено тем, что в этих элементах транзисторы работают в ненасыщенном (линейном) режиме. На выходе элемента применяем эмиттерный повторитель, который обеспечивает быстрый заряд емкости нагрузки.

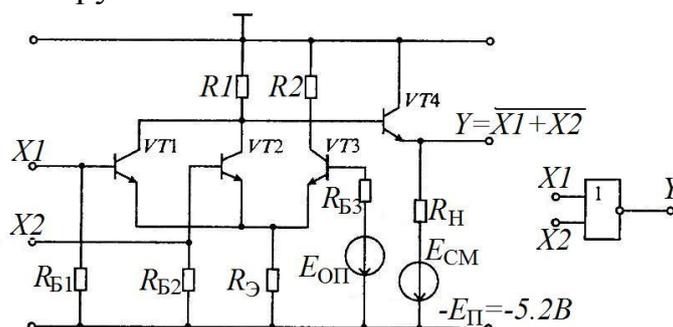


Рисунок 2.68 – Упрощенная схема логического элемента 2ИЛИ-НЕ (ЭСЛ)

На рисунке 2.68 дифференциальный усилитель выполнен на транзисторах $VT_1 \dots VT_3$, а эмиттерный повторитель на транзисторе VT_4 . Выходной сигнал можно снимать с инверсного выхода дифференциального усилителя, как приведено на рисунке 2.68, что обеспечивает операцию НЕ, так и с неинверсного выхода (с коллектора VT_3), что обеспечивает выполнение операции ИЛИ без инверсии.

Повышение быстродействия в этих элементах достигается также ограничением перепада выходного напряжения, что связано с уменьшением помехоустойчивости ИС ЭСЛ. Для ограничения перепада выходного напряжения используются источники опорного напряжения $E_{ОП}$ и смещения $E_{СМ}$. Все входы дифференциального усилителя подключены через резисторы R_B к источнику питания, что позволяет неиспользуемые входы ИС оставлять неподключенными.

Микросхемы ЭСЛ могут иметь напряжение питания -5.2 В и -4.5 В, однако по уровням входных и выходных логических сигналов они совмести-

мы. Напряжение логического нуля равно -1.8 В, а напряжение логической единицы равно -0.9 В.

В ИС, выполненных по технологии КМОП, в качестве базового элемента используются ключевые схемы, построенные на комплементарных МОП-транзисторах. На рисунке 2.69 приведена схема логического элемента И-НЕ, выполненного по технологии КМОП. Эта схема состоит из двух групп ключей на полевых транзисторах $VT1$, $VT3$ и $VT2$, $VT4$. Каждая группа управляется одним сигналом X_1 и X_2 .

При подаче сигналов $X_1 = X_2 = 1$ ключи на транзисторах $VT1$ и $VT2$ размыкаются, а ключи на транзисторах $VT3$ и $VT4$ замыкаются. В результате сигнал на выходе $Y = \overline{X_1 X_2}$.

Применение полевых транзисторов с изолированным затвором обеспечивает высокое входное сопротивление микросхем КМОП. Благодаря малой входной емкости и высокому сопротивлению микросхемы КМОП чувствительны к статическому электричеству. Пробой изоляции под затвором происходит при напряжении около 30В, в результате чего транзистор выходит из строя. Защита входов ИС КМОП осуществляется с помощью встроенных диодов или стабилитронов, подключенных к линиям питания ИС.

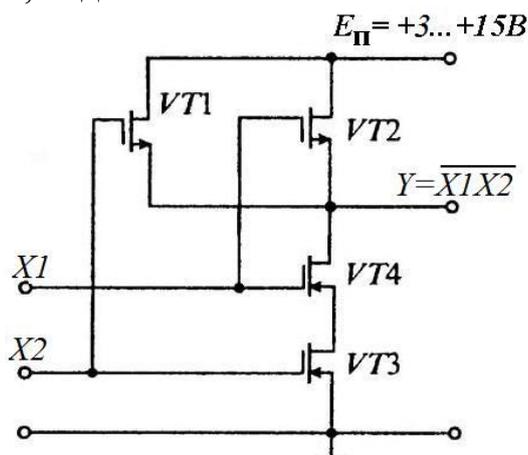


Рисунок 2.69 – Упрощенная схема логического элемента 2И-НЕ (КМОП)

По сравнению с ИС ТТЛ микросхемы КМОП имеют следующие достоинства:

- малая потребляемая мощность в диапазоне частот до 2 МГц (мощность в статическом режиме не превышает 1 мкВт);
- большой диапазон напряжений питания (от 3 до 15 В);
- очень высокое входное сопротивление (больше 1 МОм);
- большая нагрузочная способность (коэффициент разветвления больше 50).

К недостаткам ИС КМОП относятся:

- большие времена задержки (до 100 нс);
- повышенное выходное сопротивление (до 1 кОм);
- значительный разброс всех параметров.

Уровни выходных сигналов зависят от напряжения питания. Уровень логической 1 равен примерно $0.8E_{П}$, а уровень логического 0 – от 0.3 до 2.5 В.

Совершенствование технологии ИС КМОП привело в настоящее время к тому, что характеристики наиболее быстродействующих ИС КМОП практически сравнялись с характеристиками ТТЛ.

Микроэлектроника – это научно-техническое направление электроники, охватывающее проблемы исследования, конструирования и изготовления высоконадежных и экономичных микроминиатюрных электронных схем и устройств с помощью комплекса физических, химических, схемотехнических и других методов [10, 14].

Первой задачей микроэлектроники является создание максимально надежных электронных схем и устройств. Эта задача решается в основном путем использования качественно новых принципов изготовления электронной аппаратуры, т.е. путем отказа от использования дискретных элементов электронной аппаратуры и создания ИС, в которых формирование активных элементов (транзисторов, диодов), пассивных элементов (резисторов, конденсаторов) и соединительных элементов электронной схемы происходит на поверхности или в объеме полупроводникового кристалла или на поверхности диэлектрической подложки в едином технологическом цикле. Минимальное количество внутрисхемных соединений дает возможность резко повысить надежность микроэлектронной аппаратуры. Именно этим преодолеваются сложные противоречия между возросшими требованиями к надежности электронной аппаратуры и ее стремительным усложнением.

Второй задачей микроэлектроники является снижение стоимости электронных схем и устройств. Эта задача решается путем формирования за единый технологический цикл структур различных элементов, межэлементных соединений и контактных площадок для многих ИС на относительно большой полупроводниковой пластине или на диэлектрической подложке с последующим разделением соответственно на кристаллы или на платы ИС. При этом удается исключить много нерациональных технологических операций, сократить число внутрисхемных соединений, исключить отдельную герметизацию отдельных элементов и существенно сократить число сборочных операций, которые необходимы при изготовлении дискретных элементов и при их сборке в схему. Эти преимущества ИС становятся более значительными по мере их усложнения и возрастания в них числа элементов.

Наряду с решением этих двух важнейших задач микроэлектроники создание и использование ИС приводит к резкому уменьшению массы и объема электронной аппаратуры по сравнению с массой и объемом аппаратуры на дискретных элементах, а также к уменьшению потребляемой мощности.

Следует подчеркнуть, что в микроэлектронике используются те же теоретические положения, что и в электронных узлах, выполненных на дискретных компонентах. Однако с ее развитием изменился подход к схемотехническому решению отдельных ФУ и устройств. При интегральной технологии значительное увеличение числа активных компонентов существенно не изме-

няет стоимости изделий. Поэтому используют возможность улучшения каких-либо параметров путем введения дополнительных активных или пассивных элементов.

Принципиальные схемы ИС значительно сложнее своих аналогов, выполненных на дискретных компонентах.

Терминология в микроэлектронике упорядочена нормативными документами. В соответствии с этими документами применяются следующие термины.

Интегральная микросхема (микросхема) – это микроэлектронное изделие, выполняющее определенную функцию преобразования, обработки сигнала и (или) накопления информации и имеющее высокую плотность упаковки электрически соединенных элементов, которое с точки зрения требований к испытаниям, приемке, поставке и эксплуатации рассматривается как единое целое.

Элемент – это часть ИС, в которой реализуется функция какого-либо радиоэлемента (транзистора, диода, резистора, конденсатора и т.д.), и которую нельзя отделить от кристалла и рассматривать как самостоятельное изделие с точки зрения измерения параметров, упаковки и эксплуатации.

Компонент – это часть ИС, с помощью которой можно реализовать функцию какого-либо радиоэлемента. Однако с точки зрения измерения параметров, эксплуатации и упаковки это самостоятельное изделие, которое может быть отделено от изготовленной ИС и заменено на другое, например бескорпусной транзистор, навесной конденсатор в гибридной ИС (ГИС) и т.д.

При разработке технической документации в ИС используются термины «корпус», «подложка», «плата», «полупроводниковая пластина», «кристалл», «контактная площадка» и др.

Корпус – это часть конструкции ИС, которая защищает кристалл от внешних воздействий. Типы и размеры корпусов, а также число выводов и их расположение стандартизованы. На корпусе имеется «ключ» или корпус выполняется несимметричной формы, что эквивалентно ключу, который необходим для правильного нахождения выводов микросхемы.

Подложка ИС – это заготовка, предназначенная для изготовления на ней элементов ГИС и пленочных ИС, межэлементных и межкомпонентных соединений, контактных площадок.

Плата ИС – это часть подложки (или вся подложка), на поверхности которой выполнены пленочные элементы, контактные площадки и линии соединений элементов и компонентов.

Полупроводниковая пластина – это заготовка, используемая для создания ИС (иногда пластина с выполненными на ней элементами).

Кристалл ИС – это часть пластины, полученная после ее резки, когда на одной пластине выполнено несколько функциональных устройств.

Контактные площадки – это металлизированные участки на кристалле, предназначенные для присоединения к выводам корпуса ИС.

Бескорпусная микросхема – это ИС, содержащая кристалл и выводы (применяется для создания микросборок).

Микросборка – это ФУ или блок РЭА в микроминиатюрном исполнении, реализующий, как правило, частную целевую функцию (например, генерирование, либо усиление электрических колебаний определённого вида). Представляет собой конструктивно законченное изделие частного применения типа ГИС, обычно содержит бескорпусные ИС, миниатюрные дискретные электро- и радиокомпоненты (резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности и др.), размещённые на подложке.

Степень сложности ИС характеризуется *степенью интеграции* $K = \lg N$, где N – число элементов и компонентов, входящих в ИС.

Коэффициент K обычно округляют до ближайшего целого большего значения. В соответствии с этой формулой ИС первой степени интеграции содержат до 10 элементов и компонентов; второй – от 11 до 100; третьей – от 101 до 1000; четвертой – от 1001 до 10000; пятой – от 10001 до 100000; шестой – от 100001 до 10^6 и т.д.

Распространены следующие качественные оценки степени сложности ИС: малая (МИС), средняя (СИС), большая (БИС), сверхбольшая (СБИС).

Особо быстродействующие ИС называют сверхскоростными интегральными микросхемами (ССИС). Под ССИС обычно понимают ИС, скорость установления которых для цифровых сигналов менее 2.5 нс, или ИС, имеющие границу рабочего диапазона не менее 300 МГц.

ИС по конструктивно-технологическим признакам подразделяют на монолитные, пленочные, гибридные, совмещенные ИС.

В полупроводниковых *монолитных* ИС все элементы схемы (диоды, транзисторы, резисторы и т.д.) выполнены на основе одного кристалла полупроводникового материала, так называемой активной подложки (обычно монокристалл кремния).

Основными активными элементами полупроводниковых ИС могут быть либо биполярные транзисторы, либо полевые транзисторы, в качестве которых обычно используют МДП-транзисторы с индуцированным каналом. Поэтому различают биполярные и МДП ИС. Элементы биполярной ИС должны быть изолированы друг от друга для исключения паразитного взаимодействия. В связи с особенностями МДП-транзисторов элементы МДП ИС не нуждаются в специальной изоляции друг от друга.

Соединения отдельных элементов между собой, необходимые для функционирования схемы, осуществляют с помощью тонких металлических полосок, нанесенных на окисленную поверхность кристалла. Примеры структур биполярных ИС показаны на рисунке 2.70.

В *пленочных* ИС все элементы представляют собой пленки, нанесенные на диэлектрическое основание (пассивную подложку). Различают тонкопленочные и толстопленочные ИС. Пример топологии пленочной ИС показан на рисунке 2.71.

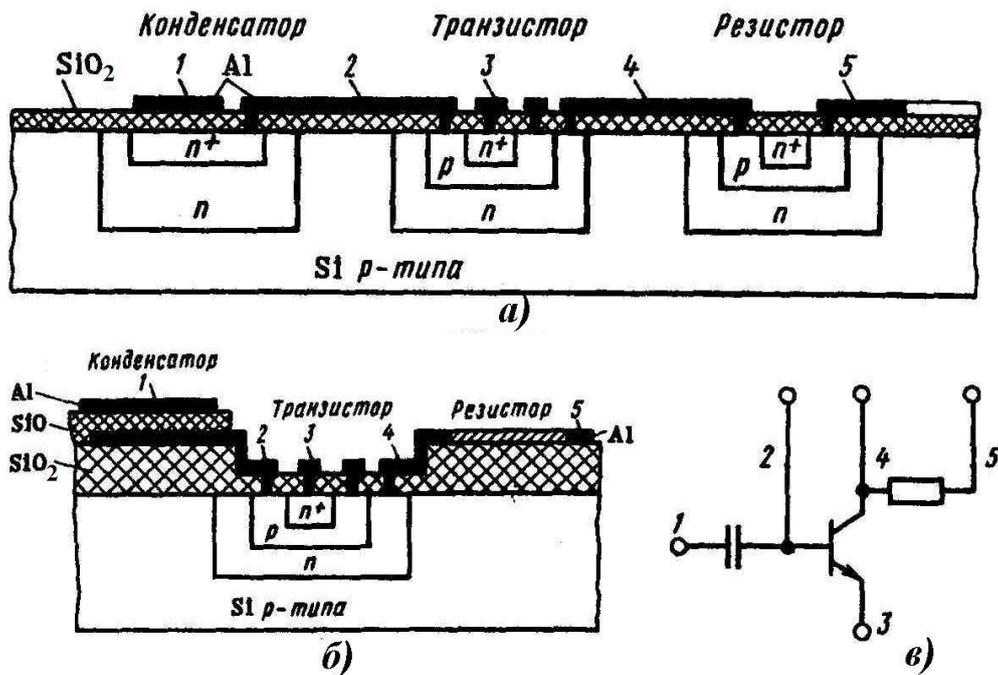


Рисунок 2.70 – Варианты структур полупроводниковых ИС с различным выполнением пассивных элементов (а, б) и эквивалентная схема этих структур (в)

В ГИС пассивные элементы выполнены в виде пленок, нанесенных на диэлектрическую подложку, а активные элементы (диоды, транзисторы и т.д.) являются навесными. Обычно это малогабаритные дискретные элементы или бескорпусные монокристаллические полупроводниковые ИС, соединенные с соответствующими выводами на подложке с помощью жестких проводников. Пример ГИС показан на рисунке 2.72.

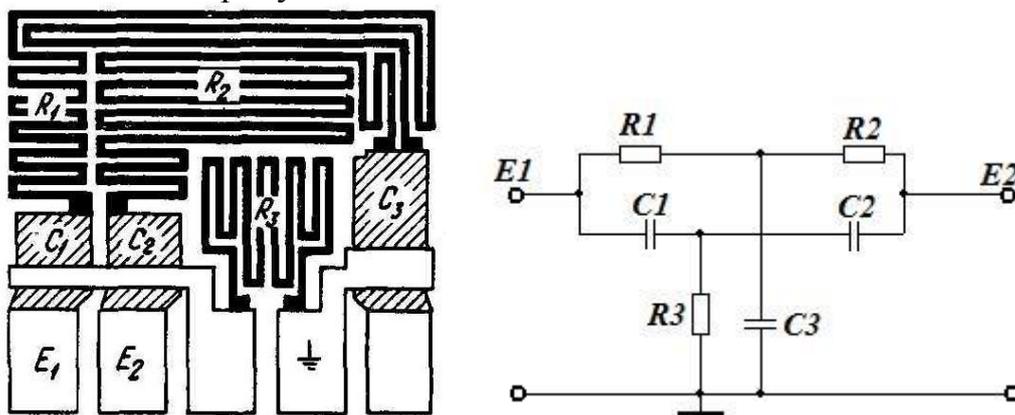


Рисунок 2.71 – Топология тонкопленочной микросхемы режекторного двойного Т-образного фильтра

Пассивные элементы ГИС изготавливают обычно на ситалловой, керамической или стеклянной подложке путем нанесения различных диэлектрических, резистивных и металлических пленок. На этой же подложке выполняют межэлементные и межкомпонентные соединения, а также контактные площадки.

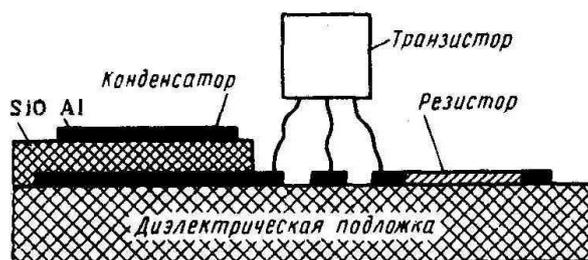


Рисунок 2.72 – Структура ГИС, эквивалентная схема которой показана на рисунке 2.70, в

Проектирование и изготовление ГИС целесообразно для решения специальных, частных задач при относительно малом количестве требуемых изделий. Проектирование пленочных резисторов и конденсаторов на диэлектрической подложке может быть проведено оперативно, а изготовление этих элементов не требует дорогостоящего оборудования.

Если же ГИС состоит из нескольких полупроводниковых ИС, то ее отличительной особенностью может быть, наоборот, многофункциональность. Производство таких ГИС должно быть массовым.

Совмещенные ИС изготавливают на основе технологии полупроводниковых и пленочных микросхем, т.е. транзисторы и диоды выполняют так же, как и в полупроводниковых ИС, а пассивные элементы и межсоединения наносят в виде пленок на ту же подложку. Подложка для обеспечения электрической изоляции перед этим окисляется.

По функциональному назначению все ИС принято делить на аналоговые и цифровые.

Аналоговая ИС – это интегральная микросхема, предназначенная для преобразования и обработки сигналов, изменяющихся по закону непрерывной функции.

Цифровая ИС – это интегральная микросхема, предназначенная для преобразования и обработки сигналов, изменяющихся по закону дискретной функции.

В настоящее время стандартные БИС/СБИС лидируют по уровню интеграции, т.к. высокая стоимость проектирования оптимизированных по плотности БИС/СБИС, достигающая сотен миллионов долларов, оказывается в данном случае приемлемой, поскольку раскладывается на большое число производимых микросхем.

Наряду со стандартными в РЭА обычно присутствуют и некоторые нестандартные части, специфичные для данной разработки. Это относится к схемам управления блоками, обеспечения их взаимодействия и др. Реализация нестандартной части РЭА исторически была связана с применением микросхем малого и среднего уровней интеграции. С одной стороны, применение МИС и СИС сопровождается резким ростом числа корпусов ИС, усложнении-

ем монтажа, снижением надежности РЭА и ее быстродействия. С другой стороны, заказать при разработке РЭА специализированные ИС высокого уровня интеграции затруднительно, т.к. это связано с очень большими затратами средств и времени на проектирование БИС/СБИС.

Возникшее противоречие нашло разрешение на путях разработки БИС/СБИС с программируемой и репрограммируемой структурой.

Первыми представителями указанного направления явились программируемые логические матрицы ПЛМ (PLA, Programmable Logic Array), программируемая матричная логика ПМЛ (PAL, Programmable Array Logic) и базовые матричные кристаллы БМК, называемые также вентиляными матрицами ВМ (GA, Gate Array).

PLA и PAL в английской терминологии объединяются также термином PLD, Programmable Logic Devices.

Развитие БИС/СБИС с программируемой и репрограммируемой структурой оказалось настолько перспективным направлением, что привело к созданию новых эффективных средств разработки цифровых систем, таких как CPLD (Complex PLD), FPGA (Field Programmable GA) и SPGA (System Programmable GA).

В рамках современных БИС/СБИС с программируемой и репрограммируемой структурой стала решаться и задача создания целой системы на одном кристалле.

2.12 Микропроцессорные средства

Микропроцессорная техника (МПТ) включает технические и программные средства, используемые для построения различных МПС, устройств и персональных микроЭВМ.

Микропроцессорная система представляет собой функционально законченное изделие, состоящее из одного или нескольких устройств, главным образом микропроцессорных: микропроцессора и/или микроконтроллера.

Микропроцессорное устройство (МПУ) представляет собой функционально и конструктивно законченное изделие, состоящее из нескольких микросхем, в состав которых входит микропроцессор; оно предназначено для выполнения определенного набора функций: получение, обработка, передача, преобразование информации и управление.

Микропроцессором (МП) называется программно-управляемое устройство для обработки цифровой информации и управления процессом обработки, реализованное в виде БИС или СБИС.

Большинство МПС имеет магистрально-модульную структуру (рисунок 2.73), в которой отдельные устройства (модули), входящие в состав системы, обмениваются информацией по общей системной шине – магистрали [21].

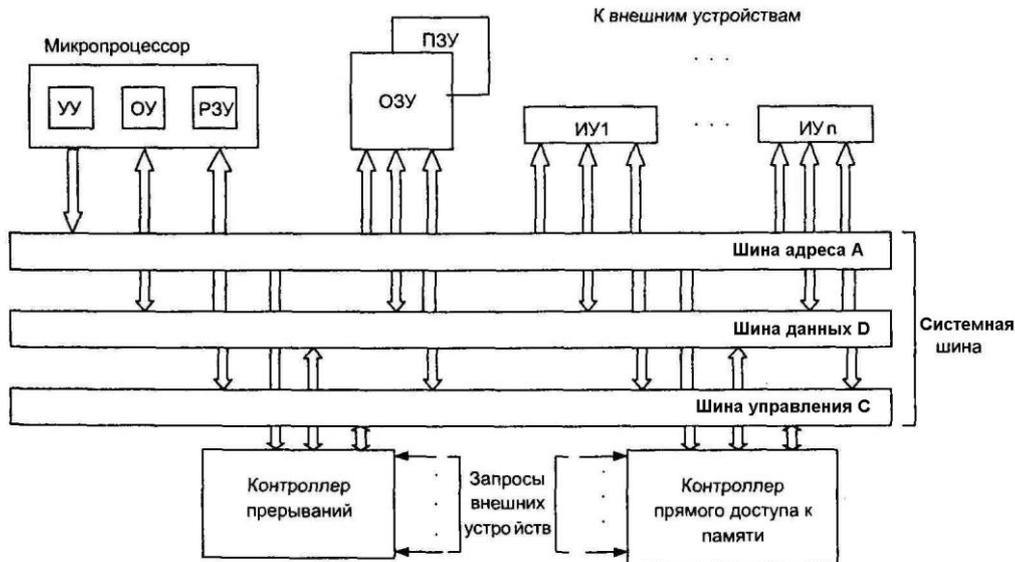


Рисунок 2.73 – Типовая структура МПС

Основным модулем системы является МП, который содержит устройство управления (УУ), операционное устройство (ОУ) и регистровое запоминающее устройство (РЗУ) – внутреннюю память, реализованную в виде набора регистров. Оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) служит для хранения выполняемой программы (или ее фрагментов) и данных, подлежащих обработке. В простейших МПС объем ОЗУ составляет десятки или сотни байт, а в современных персональных компьютерах, серверах и рабочих станциях он достигает единиц ГБайт и более. Так как обращение к ОЗУ по системной шине требует значительных затрат времени, в большинстве современных высокопроизводительных МП дополнительно вводится быстродействующая промежуточная память (кэш-память) ограниченного объема (от нескольких КБайт до сотен КБайт).

Постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) служит для хранения констант и стандартных (неизменяемых) программ. В ПЗУ обычно записываются программы начальной инициализации (загрузки) систем, тестовые и диагностические программы и другое служебное программное обеспечение, которое не меняется в процессе эксплуатации систем.

Остальные устройства являются внешними и подключаются к системе с помощью интерфейсных устройств (ИУ), реализующих определенные протоколы параллельного или последовательного обмена. Такими внешними устройствами могут быть клавиатура, монитор, внешние запоминающие устройства (ВЗУ), использующие гибкие или жесткие магнитные диски, оптические диски (CD-ROM, DVD-ROM), магнитные ленты и другие виды носителей информации, датчики и преобразователи информации (АЦП или ЦАП), разнообразные исполнительные устройства (индикаторы, принтеры, электродвигатели, реле и другие). Для реализации различных режимов работы к системе могут подключаться дополнительные устройства – контроллеры

прерываний, прямого доступа к памяти и другие, реализующие необходимые специальные функции управления.

Структура на рисунке 2.73 соответствует архитектуре Фон-Неймана, предложенной этим ученым в 40-х годах XX века для реализации первых моделей цифровых ЭВМ. Далее будут рассмотрены и другие варианты процессорных архитектур.

Системная шина содержит несколько десятков (в сложных системах более 100) проводников, которые в соответствии с их функциональным назначением подразделяются на отдельные шины – адреса А, данных D и управления С. Шина А служит для передачи адреса, который формирует МП и позволяет выбрать необходимую ячейку памяти ОЗУ (ПЗУ) или требуемое ИУ при обращении к внешнему устройству. Шина D служит для выборки команд, поступающих из ОЗУ или ПЗУ, и для пересылки обрабатываемых данных (операндов) между МП и ОЗУ или ИУ (внешним устройством). По шине С передаются разнообразные управляющие сигналы, определяющие режимы работы памяти (запись или считывание), интерфейсных устройств (ввод или вывод информации) и МП (запуск, запросы внешних устройств на обслуживание, информация о текущем режиме работы и другие сигналы).

Разрядность шины данных обычно соответствует разрядности операндов, обрабатываемых МП. Поэтому чаще всего шина D содержит 8, 16 или 32 линии для передачи соответствующих разрядов данных и команд. В ряде последних моделей МП используется шина D с расширенной разрядностью, чтобы обеспечить одновременную передачу нескольких команд или операндов. Например, 32-разрядные МП *Pentium* имеют 64-разрядную шину данных.

Разрядность шины адреса определяет максимальный объем адресуемой процессором внешней памяти. Например, 16-разрядная шина А обеспечивает адресацию памяти объемом до 64 КБайт, а 32-разрядная шина – до 4 ГБайт. Процессоры *Pentium II*, *Pentium III*, *Pentium IV* имеют 36-разрядную шину адреса, обеспечивающую обращение к памяти объемом до 64 ГБайт.

В некоторых системах для уменьшения числа необходимых линий связи и соответствующих выводов и контактов используется *мультиплексирование линий адреса и данных*. В таких системах для передачи адреса и данных используются одни и те же линии связи, на которые сначала выдается адрес, а затем поступают данные. Например, 16-разрядные микроконтроллеры (МК) семейства *MCS-196*, выпускаемые компанией *Intel*, имеют мультиплексированную 16-разрядную шину адреса и данных AD. Обмен информацией по мультиплексированной шине AD требует введения отдельного регистра для хранения адреса в процессе пересылки данных. При этом требуется также дополнительное время для реализации обмена, что несколько снижает производительность системы.

Разрядность шины управления С определяется организацией работы системы, возможностями реализации различных режимов ее функционирования, используемыми методами контроля МП и других устройств. Поэтому набор передаваемых по шине С управляющих сигналов является индивиду-

альным для каждой модели МП. Имеется ряд управляющих сигналов, которые используются в большинстве МПС. К ним относятся сигналы начального запуска (RESET), сигналы, задающие режим работы памяти (чтение – RD, запись – WR), сигналы, необходимые для реализации прерываний и ряд других. В простых системах для передачи управляющих сигналов может использоваться всего несколько линий, а в сложных системах число этих линий составляет несколько десятков.

Архитектурой процессора называется комплекс его аппаратных и программных средств, предоставляемых пользователю. В современных МП реализуются следующие варианты архитектур.

CISC (Complex Instruction Set Computer)-архитектура реализована во многих типах МП, выполняющих большой набор разноформатных команд с использованием многочисленных способов адресации. Эта классическая архитектура процессоров, которая начала свое развитие в 40-х годах XX века с появлением первых компьютеров. Типичным примером CISC-процессоров являются МП семейства *Pentium*. Они выполняют более 200 команд разной степени сложности, которые имеют размер от 1 до 15 байт и обеспечивают более 10 различных способов адресации. Такое большое многообразие выполняемых команд и способов адресации позволяет программисту реализовать наиболее эффективные алгоритмы решения различных задач. Однако при этом существенно усложняется структура МП, особенно его устройства управления, что приводит к увеличению размеров и стоимости кристалла, снижению производительности. В то же время многие команды и способы адресации используются достаточно редко. Поэтому, начиная с 80-х годов XX века, интенсивное развитие получила архитектура процессоров с сокращенным набором команд (*RISC-процессоры*).

RISC (Reduced Instruction Set Computer)-архитектура отличается использованием ограниченного набора команд фиксированного формата. Современные RISC-процессоры обычно реализуют около 100 команд, имеющих фиксированный формат длиной 4 байта. Также значительно сокращается число используемых способов адресации. Обычно в RISC-процессорах все команды обработки данных выполняются только с регистровой или непосредственной адресацией. При этом для сокращения количества обращений к памяти RISC-процессоры имеют увеличенный объем внутренних РЗУ – от 32 до нескольких сотен регистров, тогда как в CISC-процессорах число регистров общего назначения обычно составляет 8...16.

Обращение к памяти в RISC-процессорах используется только в операциях загрузки данных в РЗУ или пересылки результатов из РЗУ в память. При этом используется небольшое число наиболее простых способов адресации. В результате существенно упрощается структура МП, сокращаются его размеры и стоимость, значительно повышается производительность.

Указанные достоинства RISC-архитектуры привели к тому, что во многих современных CISC-процессорах используется RISC-ядро, выполняющее обработку данных. При этом поступающие сложные и разноформатные ко-

манды предварительно преобразуются в последовательность простых RISC-операций, быстро выполняемых этим процессорным ядром. Таким образом, работают, например, последние модели МП *Pentium* и *K7*, которые по внешним показателям относятся к CISC-процессорам. Использование RISC-архитектуры является характерной чертой многих современных МП.

VLIW (Very Large Instruction Word)-архитектура появилась относительно недавно – в 90-х годах XX века. Ее особенностью является использование очень длинных команд (до 128 бит и более), отдельные поля которых содержат коды, обеспечивающие выполнение различных операций. Таким образом, одна команда вызывает выполнение сразу нескольких операций параллельно в различных операционных устройствах, входящих в структуру МП. При трансляции программ, написанных на языке высокого уровня, соответствующий компилятор производит формирование «длинных» VLIW-команд, каждая из которых обеспечивает реализацию процессором целой процедуры или группы операций. Данная архитектура реализована в некоторых типах современных МП (*PA8500* компании *Hewlett-Packard*, *Itanium* – совместная разработка *Intel* и *Hewlett-Packard*) и является весьма перспективной для создания нового поколения сверхвысокопроизводительных процессоров.

Кроме набора выполняемых команд и способов адресации важной архитектурной особенностью МП является используемый вариант реализации памяти и организация выборки команд и данных. По этим признакам различаются процессоры с Принстонской и Гарвардской архитектурой. Эти архитектурные варианты были предложены в конце 40-х годов XX века специалистами соответственно Принстонского и Гарвардского университетов США для разрабатываемых ими моделей компьютеров.

Принстонская архитектура, которая часто называется архитектурой Фон-Неймана, характеризуется использованием общей оперативной памяти для хранения программ, данных, а также для организации стека. Для обращения к этой памяти используется общая системная шина, по которой в процессор поступают и команды, и данные. Эта архитектура имеет ряд важных достоинств. Наличие общей памяти позволяет оперативно перераспределять ее объем для хранения отдельных массивов команд, данных и реализации стека в зависимости от решаемых задач. Таким образом, обеспечивается возможность более эффективного использования имеющегося объема оперативной памяти в каждом конкретном случае применения МП. Использование общей шины для передачи команд и данных значительно упрощает отладку, тестирование и текущий контроль функционирования системы, повышает ее надежность. Поэтому Принстонская архитектура в течение долгого времени доминировала в вычислительной технике.

Однако ей присущи и существенные недостатки. Основным из них является необходимость последовательной выборки команд и обрабатываемых данных по общей системной шине. При этом общая шина становится «узким местом», которое ограничивает производительность цифровой системы. По-

стоянно возрастающие требования к производительности МПС вызвали в последние годы все более широкое применение Гарвардской архитектуры при создании многих типов современных МП.

Гарвардская архитектура характеризуется физическим разделением памяти команд (программ) и памяти данных. В ее оригинальном варианте использовался также отдельный стек для хранения содержимого программного счетчика, который обеспечивал возможности выполнения вложенных подпрограмм. Каждая память соединяется с процессором отдельной шиной, что позволяет одновременно с чтением-записью данных при выполнении текущей команды производить выборку и декодирование следующей команды. Благодаря такому разделению потоков команд и данных и совмещению операций их выборки реализуется более высокая производительность, чем при использовании Принстонской архитектуры.

Недостатки Гарвардской архитектуры связаны с необходимостью проведения большего числа шин, а также с фиксированным объемом памяти, выделенной для команд и данных, назначение которой не может оперативно перераспределяться в соответствии с требованиями решаемой задачи. Поэтому приходится использовать память большего объема, коэффициент использования которой при решении разнообразных задач оказывается более низким, чем в системах с Принстонской архитектурой. Однако развитие микроэлектронной технологии позволило в значительной степени преодолеть указанные недостатки, поэтому Гарвардская архитектура широко применяется во внутренней структуре современных высокопроизводительных МП, где используется отдельная кэш-память для хранения команд и данных. В то же время во внешней структуре большинства МПС реализуются принципы Принстонской архитектуры.

Хотя МП является универсальным средством для цифровой обработки информации, однако отдельные области применения требуют реализации определенных специфических вариантов их структуры и архитектуры. Поэтому по функциональному признаку выделяются два класса: *МП общего назначения* и *специализированные МП* (рисунок 2.74). Среди специализированных МП наиболее широкое распространение получили *МК*, предназначенные для выполнения функций управления различными объектами, и *цифровые процессоры сигналов* (DSP – Digital Signal Processor), которые ориентированы на реализацию процедур, обеспечивающих необходимое преобразование аналоговых сигналов, представленных в цифровой форме (в виде последовательности числовых значений).

МП общего назначения предназначены для решения широкого круга задач обработки разнообразной информации. Их основной областью использования являются персональные компьютеры, рабочие станции, серверы и другие цифровые системы массового применения. К этому классу относятся, например, CISC-процессоры: *Pentium* компании *Intel*; *K7* – компании *Advanced MicroDevices (AMD)*; *680x0* – компании *Motorola*; RISC-процессоры:

PowerPC, выпускаемые компаниями *Motorola* и *IBM*; *SPARC* – компании *Sun Microsystems* и ряд других изделий различных производителей.

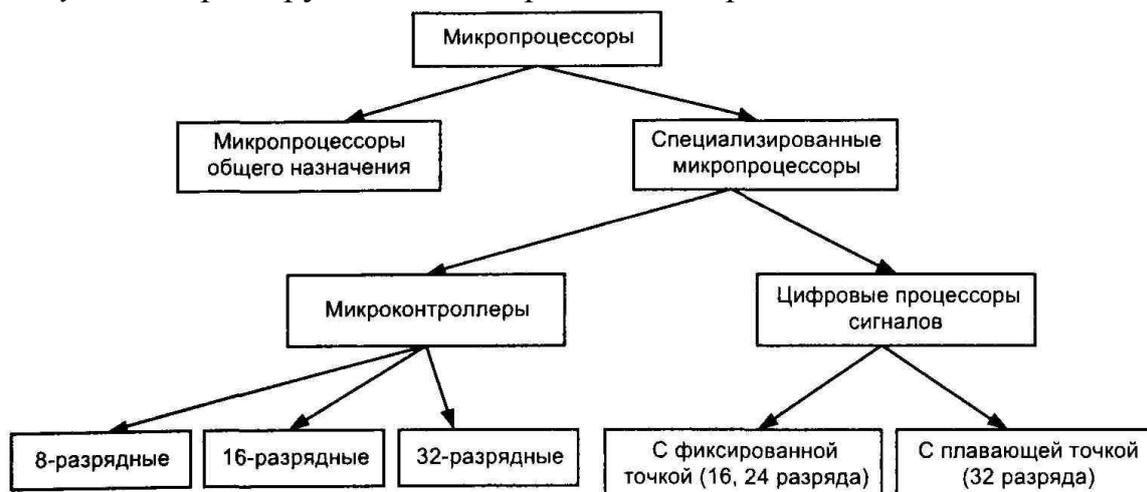


Рисунок 2.74 – Классификация современных МП по функциональному признаку

Расширение области применения таких МП достигается главным образом путем роста производительности, благодаря чему увеличивается круг задач, который можно решать с их использованием. Поэтому повышение производительности является магистральным направлением развития этого класса МП. Обычно это 32-разрядные МП (некоторые МП этого класса имеют 64-разрядную или 128-разрядную структуру), которые изготавливаются по самой современной промышленной технологии, обеспечивающей максимальную частоту функционирования.

Практически все современные МП этого класса используют Гарвардскую внутреннюю архитектуру, где разделение потоков команд и данных реализуется с помощью отдельных блоков кэш-памяти. В большинстве случаев они имеют суперскалярную структуру с несколькими исполнительными конвейерами (до 10 в современных моделях), которые содержат до 20 ступеней.

Благодаря своей универсальности МП общего назначения используются также в специализированных системах, где требуется высокая производительность. На их основе реализуются одноплатные компьютеры и промышленные компьютеры, которые применяются в системах управления различными объектами. *Одноплатные (встраиваемые) компьютеры* содержат на плате необходимые дополнительные микросхемы, обеспечивающие их специализированное применение, и предназначены для встраивания в аппаратуру различного назначения. *Промышленные компьютеры* размещаются в корпусах специальной конструкции, обеспечивающих их надежную работу в жестких производственных условиях. Обычно такие компьютеры работают без стандартных периферийных устройств (монитор, клавиатура, мышь) или используют специальные варианты этих устройств, модифицированные с учетом специфических условий применения.

Микроконтроллеры являются специализированными МП, которые ориентированы на реализацию устройств управления, встраиваемых в разнообразную аппаратуру. Ввиду огромного количества объектов, управление которыми обеспечивается с помощью МК, годовой объем их выпуска превышает 2 миллиарда экземпляров, на порядок превосходя объем выпуска МП общего применения. Весьма широкой является также номенклатура выпускаемых МК, которая содержит несколько тысяч типов.

Характерной особенностью структуры МК является размещение на одном кристалле с центральным процессором внутренней памяти и большого набора периферийных устройств. В состав периферийных устройств обычно входят несколько 8-разрядных параллельных портов ввода-вывода данных (от 1 до 8), один или два последовательных порта, таймерный блок, АЦП. Кроме того, различные типы МК содержат дополнительные специализированные устройства – блок формирования сигналов с ШИМ, контроллер жидкокристаллического дисплея и ряд других. Благодаря использованию внутренней памяти и периферийных устройств реализуемые на базе МК системы управления содержат минимальное количество дополнительных компонентов.

В связи с широким диапазоном решаемых задач управления требования, предъявляемые к производительности процессора, объему внутренней памяти команд и данных, набору необходимых периферийных устройств, оказываются весьма разнообразными. Для удовлетворения запросов потребителей выпускается большая номенклатура МК, которые принято подразделять на 8-, 16- и 32-разрядные.

- 8-разрядные МК представляют наиболее многочисленную группу этого класса МП, которые имеют относительно низкую производительность, которая, однако, вполне достаточна для решения широкого круга задач управления различными объектами. Это простые и дешевые МК, ориентированные на использование в относительно несложных устройствах массового выпуска. Основными областями их применения являются бытовая и измерительная техника, промышленная автоматика, автомобильная электроника, теле-, видео- и аудиоаппаратура, средства связи.

Для этих МК характерна реализация Гарвардской архитектуры, где используется отдельная память для хранения программ и данных. Для хранения программ в различных типах МК применяется либо масочно-программируемое ПЗУ (ROM), либо однократно-программируемое ПЗУ (PROM), либо электрически репрограммируемое ПЗУ (EPROM, EEPROM или Flash). Внутренняя память программ обычно имеет объем от нескольких единиц до десятков КБайт. Для хранения данных используется регистровый блок, организованный в виде нескольких регистровых банков, или внутреннее ОЗУ. Объем внутренней памяти данных составляет от нескольких десятков байт до нескольких КБайт. Ряд МК этой группы позволяет в случае необходимости дополнительно подключать внешнюю память команд и данных, объемом до 64...256 КБайт.

МК этой группы обычно выполняют относительно небольшой набор команд (50...100), использующих наиболее простые способы адресации. В ряде последних моделей этих МК реализованы принципы RISC-архитектуры, что позволяет существенно повысить их производительность. В результате такие МК обеспечивают выполнение большинства команд за один такт машинного времени.

- 16-разрядные МК во многих случаях являются усовершенствованной модификацией своих 8-разрядных прототипов. Они характеризуются не только увеличенной разрядностью обрабатываемых данных, но и расширенной системой команд и способов адресации, увеличенным набором регистров и объемом адресуемой памяти, а также рядом других дополнительных возможностей, использование которых позволяет повысить производительность и обеспечить новые области применения. Обычно эти МК позволяют расширить объем памяти программ и данных до нескольких МБайт путем подключения внешних микросхем памяти. Во многих случаях реализуется их программная совместимость с младшими 8-разрядными моделями. Основная сфера применения таких МК – сложная промышленная автоматика, телекоммуникационная аппаратура, медицинская и измерительная техника.

- 32-разрядные МК содержат высокопроизводительный процессор, соответствующий по своим возможностям младшим моделям МП общего назначения. В ряде случаев процессор, используемый в этих МК, аналогичен CISC- или RISC-процессорам, которые выпускаются или выпускались ранее в качестве МП общего назначения. Например, в 32-разрядных МК компании *Intel* используется процессор *i386*, в МК компании *Motorola* широко применяется процессор *680x0*, в ряде других МК в качестве процессорного ядра служат RISC-процессоры типа *PowerPC*. На базе данных процессоров были реализованы различные модели персональных компьютеров. Введение этих процессоров в состав МК позволяет использовать в соответствующих системах управления огромный объем прикладного и системного программного обеспечения, созданный ранее для соответствующих персональных компьютеров.

Кроме 32-разрядного процессора на кристалле МК размещается внутренняя память команд емкостью до десятков КБайт, память данных емкостью до нескольких КБайт, а также сложно-функциональные периферийные устройства – таймерный процессор, коммуникационный процессор, модуль последовательного обмена и ряд других. МК работают с внешней памятью объемом до 16 МБайт и выше. Они находят широкое применение в системах управления сложными объектами промышленной автоматике (двигатели, робототехнические устройства, средства комплексной автоматизации производства), в контрольно-измерительной аппаратуре и телекоммуникационном оборудовании.

Во внутренней структуре этих МК реализуется Принстонская или Гарвардская архитектура. Входящие в их состав процессоры могут иметь CISC- или RISC-архитектуру, а некоторые из них содержат несколько исполнительных конвейеров, образующих суперскалярную структуру.

Несмотря на появление новых 16- и 32-разрядных МК, наибольший успех на рынке остается за 8-разрядными. Сейчас около половины рынка МК (приблизительно 6 млрд. долларов) остается за этими МК, что означает их лидерование с большим отрывом относительно представителей других семейств.

Цифровые процессоры сигналов (ЦПС) представляют класс специализированных МП, ориентированных на цифровую обработку поступающих аналоговых сигналов. Специфической особенностью алгоритмов обработки аналоговых сигналов является необходимость последовательного выполнения ряда команд умножения-сложения с накоплением промежуточного результата в регистре-аккумуляторе. Поэтому архитектура ЦПС ориентирована на реализацию быстрого выполнения операций такого рода. Набор команд этих процессоров содержит специальные команды, реализующие эти операции.

Значение поступившего сигнала может быть представлено в виде числа с фиксированной или с «плавающей» точкой. В соответствии с этим ЦПС делятся на процессоры, обрабатывающие числа с фиксированной или плавающей точкой. Более простые и дешевые ЦПС с фиксированной точкой обычно обрабатывают 16-разрядные операнды, представленные в виде правильной дроби. Однако ограниченная разрядность в ряде случаев не позволяет обеспечить необходимую точность преобразования. Поэтому в ЦПС с фиксированной точкой, выпускаемых компанией *Motorola*, принято 24-разрядное представление операндов. Наиболее высокая точность обработки обеспечивается в случае представления данных в формате с «плавающей» точкой. В ЦПС, обрабатывающих данные с «плавающей» точкой, обычно используется 32-разрядный формат их представления.

Для повышения производительности при выполнении специфических операций обработки сигналов в большинстве ЦПС реализуется Гарвардская архитектура с использованием нескольких шин для передачи адресов, команд и данных. В ряде ЦПС нашли применение также некоторые черты VLIW-архитектуры: совмещение в одной команде нескольких операций, обеспечивающих обработку имеющихся данных и одновременную загрузку в исполнительный конвейер новых данных для последующей обработки.

В заключение настоящего раздела рассмотрим структурный состав наиболее простого и наиболее распространенного вида МП – 8-разрядного МК. Типичным представителем современных 8-разрядных МК является популярное семейство серии *AT89* фирмы *Atmel*. Например, в структуре МК подсемейства *AT89C* (рисунок 2.75), реализованной по Гарвардской архитектуре, используются отдельные блоки программной памяти типа Flash и ОЗУ данных. Диапазоны емкостей памяти, как и частот генератора тактовых импульсов (ГТИ), приведенные на рисунке 2.75, характеризуют параметры представителей подсемейства от младшего до старшего. При необходимости возможно подключение внешних БИС ПЗУ, ОЗУ для расширения пространства памяти. Средства ввода/вывода представлены 4 параллельными портами (32 линии) и линиями TxD (выход передатчика) и RxD (вход приемника) для

последовательного ввода/вывода. В состав МК входят 2...3 таймера-счетчика (16-разрядных), которые дают системные метки времени и обрабатывают интервалы. Для сокращения ширины физического интерфейса функции линий параллельных портов совмещены, и в разных режимах имеют разное назначение. При работе МК в нем или вне его могут произойти события, требующие немедленной реакции. Такая реакция обеспечивается прерыванием программы и переходом к обслуживанию источников запроса на прерывание. В МК *Atmel AT89C* система прерываний с 5 источниками запросов обслуживает 2 внешних запроса, 2 запроса от таймеров и 1 от последовательного порта. При частоте ГТИ 12 МГц большинство команд выполняется за 1 мкс, некоторые команды – за 2 мкс.

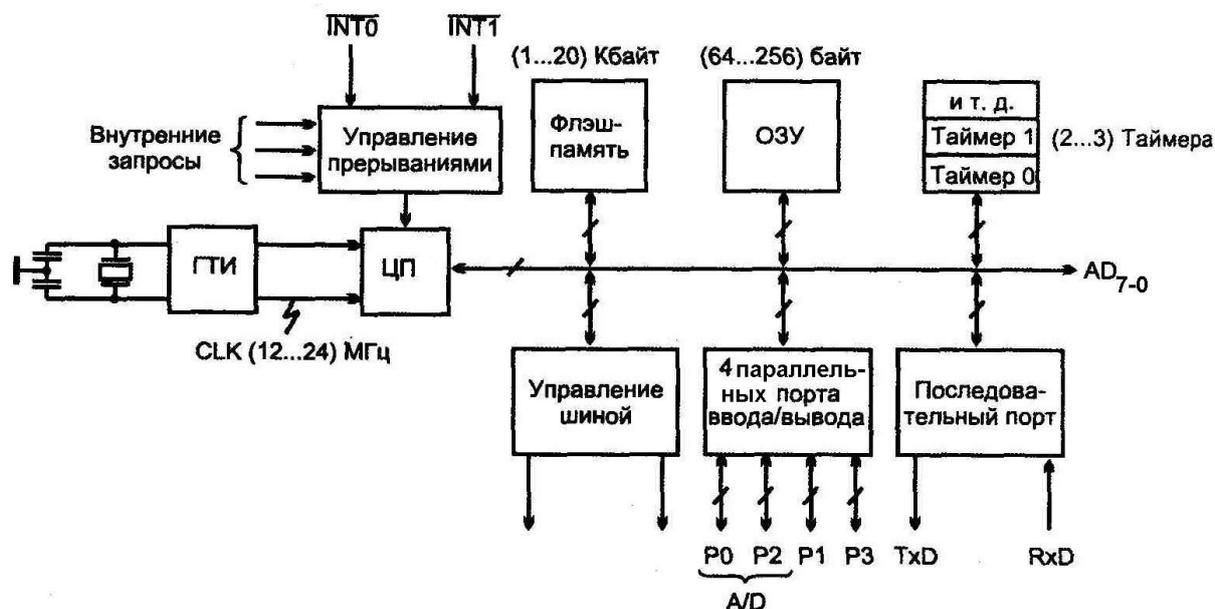


Рисунок 2.75 – Структура МК Atmel AT89C

2.13 Электрические измерения и приборы

Наука об измерениях, методах и средствах обеспечения их единства и способах достижения требуемой точности называется *метрологией*. Объектами измерений в метрологии являются физические величины. Под физической величиной понимают свойство, в качественном отношении общее для многих физических объектов (физических систем, их состояний и происходящих в них процессов), а в количественном – индивидуальное для каждого из них. Индивидуальность в количественном отношении следует понимать в том смысле, что свойство может быть для одного объекта в определенное число раз больше, чем для другого [22, 23].

Измерением называется нахождение значения физической величины опытным путем с помощью специальных технических средств. Измерение – это сложная операция, состоящая в сравнении физической величины с некоторым ее значением, принятым за единицу, выполнении необходимых логи-

ческих и вычислительных действий и в представлении результата измерений в числовой форме с указанием его точности. Основная цель измерений – количественная оценка значения физической величины в принятых для нее единицах.

Прямое измерение – измерение, при котором искомое значение величины находят непосредственно из опытных данных.

Косвенное измерение – измерение, при котором искомое значение величины находят на основании известной зависимости между этой величиной и величинами, подвергаемыми прямым измерениям.

Важнейшей задачей метрологии является обеспечение единства и необходимой точности измерений. Под единством понимают такое состояние измерений, при котором их результаты выражены в узаконенных единицах и погрешности измерений известны с заданной вероятностью. В этом случае можно сопоставлять результаты измерений, выполненных в различных местах, в разное время и с применением различных измерительных средств.

Для выполнения данных требований и производства измерений необходимо установить систему единиц физических величин и иметь специальные технические средства (средства измерений), с помощью которых можно сравнивать измеряемую и известную величины.

Единицы величин должны быть общепринятыми (едиными). В 1960 г. XI Генеральная конференция по мерам и весам приняла Международную систему единиц (СИ), которая с 1 января 1980 г. введена в СССР как обязательная.

Средством измерений называют техническое средство, используемое при измерениях и имеющее нормированные метрологические свойства. Средствами измерений являются меры, измерительные преобразователи, измерительные приборы, измерительные установки и измерительные системы.

Мера – средство измерений, предназначенное для воспроизведения физической величины заданного размера. Например, кварцевый генератор – мера частоты электрических колебаний.

Измерительный прибор – средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем. Под *измерительной информацией* понимают информацию о значениях измеряемых физических величин. Сигнал измерительной информации – это сигнал, функционально связанный с измеряемой физической величиной.

Важной частью измерительных приборов являются измерительные преобразователи. *Измерительным преобразователем* называют средство измерений, предназначенное для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и (или) хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем.

Сложные измерительные средства могут состоять из функционально связанных простых измерительных средств. К ним относятся измерительные установки и измерительные системы.

Измерительная установка – это совокупность функционально объединенных средств измерений (мер, измерительных приборов, измерительных преобразователей) и вспомогательных устройств, предназначенных для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для непосредственного восприятия наблюдателем. Она расположена в одном месте.

Измерительная система – совокупность средств измерений (мер, измерительных приборов, измерительных преобразователей и вспомогательных устройств), соединенных между собой каналами связи и предназначенных для выработки сигналов измерительной информации в форме, удобной для автоматической обработки, передачи и (или) использования в автоматических системах управления. Измерительная система может состоять из нескольких измерительных установок, связанных каналами связи и обеспечивающих решение общей измерительной задачи.

Измерения в радиоэлектронике имеют ряд особенностей:

1. Большое число параметров, характеризующих работу радиоэлектронных устройств. Можно выделить две большие группы измеряемых величин: характеристики и параметры цепей; характеристики и параметры сигналов. Приборы для измерения первой группы величин – это измерители сопротивления, емкости, индуктивности, параметров микросхем, транзисторов, а также приборы для снятия частотных и переходных характеристик. Приборы для измерения второй группы величин – это осциллографы, вольтметры, частотомеры, анализаторы спектра и т.д.

2. Широкий диапазон значений измеряемых величин. Например, спектр измеряемых частот практически неограничен: от постоянного тока до сотен и тысяч мегагерц в диапазоне миллиметровых и оптических волн. При измерении мощности сталкиваются с величинами от 10^{-17} Вт и меньше при измерении слабых сигналов до сотен и тысяч мегаватт при измерении импульсной мощности радиолокационных станций. Измерение напряжений производят от долей микровольт до десятков и сотен киловольт, например в мощных радиопередатчиках. Диапазон измерения малых и больших затуханий от 0 до $-(150...200)$ дБ.

Многообразие измеряемых величин, а также широкий диапазон, в котором могут находиться их значения, приводят к многообразию принципов, на которых базируется построение радиоэлектронной измерительной аппаратуры, и способов ее построения. Например, методы измерений и конструкции приборов, осуществляющих измерения в различных частотных диапазонах, могут принципиально отличаться друг от друга. В диапазоне низких частот геометрические размеры прибора много меньше длины волны колебаний, что позволяет строить измерительную аппаратуру на элементах с сосредоточенными параметрами. На сверхвысоких частотах размеры измерительных

устройств сравнимы с длиной волны электромагнитных колебаний, а результаты измерения зависят от места подключения прибора, его конструкции и размеров.

3. Наличие в радиоэлектронных цепях больших входных и выходных сопротивлений, которые, как правило, выражаются в килоомах. Для того чтобы при подключении измерительных приборов напряжения и токи в цепях не изменялись, входные сопротивления приборов должны быть много больше выходных сопротивлений цепей, в которых производятся измерения.

Наиболее многочисленная группа средств измерений – измерительные приборы. Их классифицируют по различным признакам: назначению, принципу действия, условиям эксплуатации, конструкции, отсчетному устройству, точности и т.д. Приборы, используемые в радиоэлектронике, могут быть: общего назначения – широко распространенные, предназначенные для работы в различных условиях эксплуатации (науке, технике и производстве); специальные – узкого назначения, пригодные для работы только при определенных условиях эксплуатации; встроенные – входящие конструктивно в состав каких-либо устройств и аппаратов; образцовые (эталонные) – высокой точности, предназначенные для поверки и градуировки измерительных приборов более низкой точности, и др.

Используемые в электрорадиоизмерениях приборы *по принципу действия* можно разделить на электромеханические и электронные радиоизмерительные. К *электромеханическим* относят приборы, основанные на механическом взаимодействии полей, чаще всего магнитных. Электромеханические приборы применяют в основном для измерения в цепях постоянного тока и токов промышленной частоты, обычно с погрешностью 0.5...3%. Существуют и более точные электромеханические приборы, обеспечивающие погрешность 0.1...0.2%. Достижение такой точности связано со значительным удорожанием приборов.

Электромеханические измерительные приборы *по типу измерительного механизма* делятся на измерительные приборы магнитоэлектрические (в условном обозначении прибора стоит буква М), электромагнитные (Э), электростатические (С), электродинамические (Д). Условное обозначение типа электромеханического прибора состоит из прописной буквы русского алфавита (в зависимости от системы прибора) и рядом стоящего числа. Например, С75 – измерительный прибор электростатической системы.

Электронные радиоизмерительные приборы, построенные на основе транзисторов, диодов и ИС, применяют в радиотехнических измерениях. В аналоговых электронных приборах в качестве отсчетного устройства используют магнитоэлектрические приборы или ЭЛТ, а в цифровых – различные цифровые отсчетные устройства.

Аналоговый измерительный прибор – средство измерения, показания которого являются непрерывной функцией изменения измеряемой величины.

Цифровым измерительным прибором называется средство измерения, автоматически вырабатывающее дискретные сигналы измерительной информации, показания которого представлены в цифровой форме.

Цифровые измерительные приборы имеют перед аналоговыми ряд преимуществ:

- удобство и объективность отсчета измеряемых величин;
- высокая точность результатов измерения;
- широкий динамический диапазон при высокой разрешающей способности;
- высокое быстродействие из-за отсутствия подвижных электромеханических элементов;
- возможность автоматизации процесса измерения, включая автоматический выбор полярности и пределов измерения;
- возможность использования новейших достижений микроэлектроники при конструировании и изготовлении;
- высокая устойчивость к внешним механическим и климатическим воздействиям.

По конструктивному исполнению все радиоизмерительные приборы делятся на показывающие и регистрирующие, среди которых различают самопишущие и печатающие.

Электронные радиоизмерительные приборы *по характеру измерений и виду измеряемых величин* разделяются на подгруппы, которым присваивается буквенное обозначение (прописная буква русского алфавита). Приборы подгрупп делятся в соответствии с основной выполняемой функцией на виды, которым присваивается буквенно-цифровое обозначение, состоящее из обозначения подгруппы и номера вида. Приборы каждого вида разделяют на типы, которым присваивается порядковый номер модели. В обозначении прибора номер модели пишется после обозначения вида через дефис. Например, обозначение «В2-10» обозначает: вольтметр (подгруппа В) постоянного тока (вида В2) модели номер 10.

Перечень подгрупп электронных радиоизмерительных приборов дан в таблице 2.5.

Таблица 2.5 – Классификация электронных радиоизмерительных приборов

Подгруппа	Наименование подгруппы
А	Приборы для измерения тока
В	Приборы для измерения напряжения
Е	Приборы для измерения параметров компонентов и цепей с сосредоточенными постоянными
М	Приборы для измерения мощности
Р	Приборы для измерения параметров элементов с распределенными постоянными

Ч	Приборы для измерения частоты и времени
Ф	Приборы для измерения разности фаз и группового времени запаздывания
С	Приборы для наблюдения, измерения и исследования формы сигнала и спектра

Окончание таблицы 2.5

Подгруппа	Наименование подгруппы
Х	Приборы для наблюдения и исследования характеристик радиоустройств
И	Приборы для импульсных измерений
П	Приборы для измерения напряженности поля и радиопомех
У	Усилители измерительные
Г	Генераторы измерительные
Д	Аттенюаторы и приборы для измерения ослабления
К	Комплексные измерительные установки
Л	Приборы общего применения для измерения параметров электронных ламп и полупроводниковых приборов
Ш	Приборы для измерения электрических и магнитных свойств материалов
Я	Блоки радиоизмерительных приборов
Э	Измерительные устройства коаксиальных и волноводных трактов
Б	Источники питания для измерений и радиоизмерительных приборов

Приборы, подвергшиеся модернизации, обозначаются как первоначальная модель с добавлением (после номера модели) русской прописной буквы в алфавитном порядке (например, В2-10А). Приборы, эксплуатация которых возможна в условиях тропического климата, в обозначении имеют дополнительную букву «Т» (например, В2-10АТ).

Приборы с одинаковыми электрическими характеристиками, различающиеся лишь конструктивным исполнением, обозначаются дополнительной цифрой, которая пишется через дробь после номера: В2-10/1. Многофункциональные приборы могут иметь в обозначении вида дополнительную букву «К». Например, универсальный (т.е. постоянного и переменного тока) вольтметр может быть обозначен В7-15 или ВК7-15.

Блоки, которыми комплектуются приборы, относятся к подгруппе Я. В обозначении вида блока добавляется буква, обозначающая индекс подгруппы по выполняемой функции. Например, блок прибора для измерения напряжения обозначается Я1В, блок прибора для наблюдения и исследования формы сигнала – Я4С и т.д.

На электроизмерительных приборах и вспомогательных частях к ним наносят условные обозначения, которые указывают на особенности эксплуатации приборов и их конструкцию. Некоторые из этих обозначений приведены в таблице 2.6.

По структурному принципу построения различают измерительные приборы прямого преобразования и сравнения. *Приборы прямого преобразования* состоят из последовательно соединенных измерительных преобразователей

(рисунок 2.76, а), содержат отсчетное устройство, и их выходной сигнал доступен для непосредственного восприятия наблюдателем.

Таблица 2.6 – Условные обозначения, наносимые на электроизмерительные приборы и вспомогательные части

Наименование	Условное обозначение	Наименование	Условное обозначение
Постоянный ток	—	Электромагнитный прибор	
Переменный ток	~	Электродинамический прибор	
Постоянный и переменный ток	⌋	Ферродинамический прибор	
Измерительная цепь изолирована от корпуса и испытана напряжением, превышающим 500 В, например, 2 кВ		Биметаллический прибор	
Измерительная цепь изолирована от корпуса и испытана напряжением 500 В		Электростатический прибор	
Прибор испытанию прочности изоляции не подлежит		Электронный преобразователь в измерительной цепи	
Прибор или вспомогательная часть под высоким напряжением		Выпрямитель	
Прибор применять при вертикальном положении шкалы	⊥	Электростатический экран	
Прибор применять при горизонтальном положении шкалы		Магнитный экран	
Прибор применять при наклонном положении шкалы (например, под углом 60°) относительно горизонтальной плоскости		Астатический прибор	ast

Окончание таблицы 2.6

Наименование	Условное обозначение	Наименование	Условное обозначение
Обозначение, указывающее на ориентирование прибора во внешнем магнитном поле	N	Корректор	
Магнитоэлектрический прибор с подвижной рамкой		Внимание! Смотри дополнительные указания в паспорте и инструкции по эксплуатации	
Магнитоэлектрический прибор с подвижным магнитом		Стальной лист толщиной x (в миллиметрах)	Fe _x

Общий коэффициент передачи прибора прямого преобразования:

$$K = \frac{y}{x} = \prod_{i=1}^n K_i,$$

где y и x – выходной и входной сигналы; K_i ($i = 1, 2, \dots, n$) – коэффициенты передачи измерительных преобразователей.

Чувствительность такого прибора:

$$S = \frac{dy}{dx}.$$

Наименьшее значение измеряемой величины, которое можно обнаружить с помощью данного прибора, называют *порогом чувствительности*. Разрешающую способность прибора обычно оценивают как разность двух близких значений измеряемой величины, при которой эти значения можно различить. Для цифровых приборов, как правило, порог чувствительности и разрешающая способность совпадают и равны цене деления младшего разряда отсчетного устройства. Иногда разрешающую способность определяют как число значений измеряемой величины, которое можно различить в пределах диапазона измерений.

Средства измерений сравнения реализуют метод сравнения измеряемой величины с величиной, воспроизводимой мерой. Их строят по структурной схеме, показанной на рисунке 2.76, б. Цепь прямого преобразования, состоящая из последовательно включенных измерительных преобразователей, охвачена ООС. ОС реализует преобразователь обратной связи, управляющий мерой. Сравнивающее устройство обычно производит вычитание сигнала ОС x_{OC} из входного сигнала x , так что выходной сигнал средства измерений:

$$y = K(x - x_{OC}). \quad (2.34)$$

Сигнал ОС:

$$x_{OC} = K_{OC}y, \quad (2.35)$$

где K_{OC} – коэффициент передачи цепи ОС.

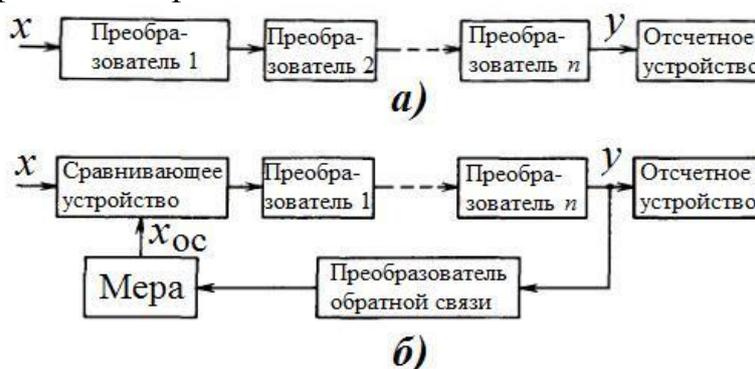


Рисунок 2.76 – Структурные схемы измерительных приборов прямого преобразования (а) и сравнения (б)

Средства измерений сравнения могут быть реализованы с полным и неполным уравниванием. При полном уравнивании $x = x_{OC}$ и, следовательно:

$$y = \frac{x}{K_{OC}}; \quad S = \frac{1}{K_{OC}}.$$

Чувствительность такого средства измерений полностью определяется коэффициентом ОС K_{OC} и не зависит от коэффициента передачи цепи прямого преобразования. Метод измерений, при котором $x = x_{OC}$, называют *нулевым*.

Если уравнивание неполное, то реализуется *дифференциальный метод*, при котором измеряется разность $x - x_{OC}$. При этом выходной сигнал получают из совместного решения уравнений (2.34) и (2.35):

$$y = \frac{Kx}{1 + KK_{OC}}; \quad S = \frac{K}{1 + KK_{OC}}.$$

Обычно $KK_{OC} \gg 1$, поэтому $y \approx \frac{x}{K_{OC}}$ и $S \approx \frac{1}{K_{OC}}$. Следовательно, чув-

ствительность прибора сравнения практически не зависит от коэффициента передачи цепи прямого преобразования, а определяется цепью обратного преобразования.

Средства измерений чаще всего имеют комбинированную структуру и содержат несколько внутренних цепей ОС, а также преобразователи, не охваченные ОС.

Класс точности измерительного прибора – обобщенная характеристика прибора, определяемая пределами допускаемых основных и дополнительных погрешностей, а также другими свойствами прибора, влияющими на его точность.

Основная погрешность прибора – погрешность прибора, используемого в нормальных условиях. *Дополнительная погрешность прибора* возникает при его работе в условиях, отличных от нормальных.

Пределы допускаемых основных погрешностей приборов задаются в виде абсолютных, относительных и приведенных погрешностей приборов.

Предел допускаемой основной погрешности – это наибольшая (без учета знака) основная погрешность прибора, при которой он может быть признан годным и допущен к применению. Предел допускаемой основной абсолютной погрешности прибора может выражаться одним значением:

$$\Delta_{\text{п.о.пр}} = \pm a \quad (2.36)$$

или суммой двух членов:

$$\Delta_{\text{п.о.пр}} = \pm(a + bX_{\text{п}}), \quad (2.37)$$

где a, b – постоянные числа; $X_{\text{п}}$ – показания прибора.

Предел допускаемой основной абсолютной погрешности цифрового прибора может быть задан формулой:

$$\Delta_{\text{п.о.пр}} = \pm a\% \text{ от } (X_{\text{п}} + m),$$

где m – погрешность дискретности.

Предел допускаемой основной относительной погрешности выражается формулой:

$$\delta_{\text{п.о.пр}} = \frac{\Delta_{\text{п.о.пр}}}{X_{\text{п}}} \cdot 100 = \pm q \quad (2.38)$$

или

$$\delta_{\text{п.о.пр}} = \frac{\Delta_{\text{п.о.пр}}}{X_{\text{п}}} \cdot 100 = \pm \left[c + d \left(\left| \frac{X_k}{X_{\text{п}}} \right| - 1 \right) \right], \quad (2.39)$$

где X_k – верхний предел измерений прибора; c и d – постоянные числа, %.

Возможно также задание пределов допускаемых основных абсолютных и относительных погрешностей приборов в виде таблиц или графиков пределов допускаемых погрешностей для разных показаний приборов.

Предел допускаемой основной приведенной погрешности прибора выражается формулой:

$$\gamma_{\text{пр}} = \frac{\Delta_{\text{п.о.пр}}}{X_N} \cdot 100 = \pm p, \quad (2.40)$$

где X_N – нормирующее значение, устанавливаемое в стандартах или ТУ на отдельные типы измерительных приборов; p – положительное число, выбираемое из ряда чисел:

$$(1; 1.5; 2; 2.5; 4; 5; 6) \cdot 10^n; \quad n = 1, 0, -1, -2, \dots \quad (2.41)$$

Классы точности приборов условно обозначаются буквами и числами из ряда (2.41) в зависимости от способа задания предела допускаемой основной погрешности прибора. Если предел допускаемой основной погрешности прибора задан формулами (2.36), (2.37), таблицами или графиками, то класс

точности прибора обозначается на шкале прибора и в его нормативно-технической документации прописной буквой латинского алфавита.

При задании предела допускаемой основной погрешности формулой (2.40), и если при этом $X_n = X_k$, класс точности прибора обозначают числом из ряда (2.41) (без подчеркивания уголком или помещения в кружок, например **1.0**). Если же $X_n = L_{III}$ (L_{III} – длина шкалы или ее части), то класс прибора обозначают числом из ряда (2.41) над углом. Например, $\sphericalangle^{1,5}$.

При указании точности прибора с существенно неравномерной шкалой можно дополнительно указывать пределы допускаемой основной относительной погрешности для части шкалы, лежащей в пределах, отмеченных специальными знаками (например, точками или треугольниками). В этом случае погрешность прибора выражают числом со знаком %, помещаемым в кружок. Например, $\textcircled{2\%}$.

При задании предела допускаемой основной погрешности формулой (2.38) класс точности прибора обозначают числом из ряда (2.41), помещаемым в кружок. Например, $\textcircled{2}$. Если предел допускаемой основной погрешности задан формулой (2.39), то класс точности обозначают двумя числами из ряда (2.41) через косую черту (например, **0.01/0.02**), где числитель и знаменатель соответствуют коэффициентам c и d в %.

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи: Учебник. – 10-е изд. – М.: Гардарики, 2002. – 638 с.
2. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле: Учебник. – 10-е изд. – М.: Гардарики, 2003. – 317 с.
3. Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В. Основы теории цепей: Учебник для вузов. – Изд. 4-е, перераб. – М.: Энергия, 1975. – 752 с.
4. Сегерлинд Л. Применение метода конечных элементов. – М.: Мир, 1979.
5. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.
6. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office. – М.: Солон-Пресс, 2003. – 496 с.
7. Рычина Т.А., Зеленский А.В. Устройства функциональной электроники и электрорадиоэлементы. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1989. – 350 с.
8. Справочник по элементам радиоэлектронных устройств / Под ред. В.Н.Дулина, М.С.Жука. – М.: Энергия, 1977. – 576 с.
9. Монтаж на поверхность. Элементная база / Под ред. И.О.Шурчкова. – М.: Издательство стандартов, 1993. – 97 с.
10. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника: Учеб. пособие для приборостроит. спец. вузов. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1991. – 622 с.
11. Морозов А.Г. Электротехника, электроника и импульсная техника: Учеб. пособие для инженерно-эконом. спец. вузов. – М.: Высшая школа, 1987. – 448 с.
12. Прянишников В.А. Электроника: Курс лекций. – СПб.: Корона-Принт, 1998. – 400 с.
13. Харченко В.М. Основы электроники: Учеб. пособие для техникумов. – М.: Энергоиздат, 1982. – 352 с.
14. Игумнов Д.В., Королев Г.В., Громов И.С. Основы микроэлектроники: Учеб. для техникумов по спец. «Производство изделий электр. техники». – М.: Высшая школа, 1991. – 254 с.
15. Жеребцов И.П. Основы электроники. – 5-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1989. – 352 с.
16. Пасынков В.В., Чиркин Л.К. Полупроводниковые приборы: Учеб. для вузов по спец. «Полупроводники и диэлектрики» и «Полупроводниковые и микроэлектронные приборы». – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1987. – 479 с.

17. Федосеева Е.О., Федосеева Г.П. Основы электроники и микроэлектроники: Учебник. – М.: Искусство, 1990. – 240 с.
18. Источники вторичного электропитания / С.С.Букреев, В.А.Головацкий, Г.Н.Гулякович и др.; Под ред. Ю.И.Конева. – М.: Радио и связь, 1983. – 280 с.
19. Опадчий Ю.Ф. и др. Аналоговая и цифровая электроника (Полный курс): Учебник для вузов / Ю.Ф.Опадчий, О.П.Глудкин, А.И.Гуров; Под ред. О.П.Глудкина. – М.: Горячая линия-Телеком, 2002. – 768 с.
20. Браммер Ю.А. Цифровые устройства: Учеб. пособие для вузов / Ю.А.Браммер, И.Н.Пашук. – М.: Высшая школа, 2004. – 229 с.
21. Микропроцессорные системы: Учебное пособие для вузов / Е.К.Александров, Р.И.Грушвицкий, М.С.Куприянов, О.Е.Мартынов, Д.И.Панфилов, Т.В.Ремизевич, Ю.С.Татаринов, Е.П.Угрюмов, И.И.Шагурин; Под общ. ред. Д.В.Пузанкова. – СПб.: Политехника, 2002. – 935 с.
22. Дворяшин Б.В. Основы метрологии и радиоизмерения: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1993. – 320 с.
23. Винокуров В.И., Каплин С.И., Петелин И.Г. Электрорадиоизмерения: Учеб. пособие для радиотехнич. спец. вузов / Под ред. В.И.Винокурова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1986. – 351 с.

ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

АЦП – аналого-цифровой преобразователь
АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
БИС – большая интегральная микросхема
ВАХ – вольт-амперная характеристика
ВЗУ – внешнее запоминающее устройство
ВЧ – высокая частота
ГИС – гибридная интегральная микросхема
ГТИ – генератор тактовых импульсов
ИВЭП – источник вторичного электропитания
ИС – интегральная микросхема
ИУ – интерфейсное устройство
КМОП – комплементарный металл-оксид-полупроводник
КПД – коэффициент полезного действия
ЛАЧХ – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика
МДП – металл-диэлектрик-полупроводник
МК – микроконтроллер
МКЭ – метод конечных элементов
МОП – металл-оксид-полупроводник
МП – микропроцессор
МПС – микропроцессорная система
МПТ – микропроцессорная техника
МПУ – микропроцессорное устройство
МЭТ – многоэмиттерный транзистор
НЧ – низкая частота
ОБ – общая база
ОК – общий коллектор
ООС – отрицательная обратная связь
ОС – обратная связь
ОУ – операционный усилитель
ОЭ – общий эмиттер
ПОС – положительная обратная связь
ПП – печатная плата
РЗУ – регистровое запоминающее устройство
РЭА – радиоэлектронная аппаратура
САПР – система автоматизированного проектирования
СБИС – сверхбольшая интегральная микросхема
СВЧ – сверхвысокая частота
ТКН – температурный коэффициент напряжения
ТПМ – технология поверхностного монтажа
ТТЛ – транзисторно-транзисторная логика

ТУ – технические условия
УФЭ – устройство функциональной электроники
ФУ – функциональный узел
ФЧХ – фазочастотная характеристика
ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь
ЦПС – цифровой процессор сигналов
ШИМ – широтно-импульсная модуляция
ЭВМ – электронная вычислительная машина
ЭВП – электровакуумный прибор
ЭДС – электродвижущая сила
ЭЛТ – электронно-лучевая трубка
ЭРЭ – электрорадиоэлемент
ЭСЛ – эмиттерно-связанная логика

Учебное издание

Озёркин Денис Витальевич

Общая электротехника и электроника

Учебное пособие

Формат 60×84 1/16. Усл. печ. л. 10,93

Тираж 200 экз. Заказ

Отпечатано в Томском государственном университете
систем управления и радиоэлектроники.

634050, Томск, пр. Ленина, 40. Тел. (3822) 533018.