

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное образовательное учреждение высшего
профессионального образования
«ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Факультет высоких технологий

В.Л. Земляков

Электротехника и электроника

Ростов-на-Дону

Издательство Южного федерального университета

2008

УДК 621.38
ББК 32.85
3 53

*Печатается по решению редакционно-издательского совета
Южного федерального университета*

Рецензенты:

доктор технических наук, профессор

Селезнев М.Г.,

кандидат технических наук, доцент

Сучков А.А.

*Учебник подготовлен и издан в рамках национального проекта
«Образование» по «Программе развития Федерального
государственного образовательного учреждения высшего
профессионального образования
«Южный федеральный университет» на 2007–2010 гг.»*

Земляков В.Л.

З 53 Электротехника и электроника: учебник / В.Л. Земляков. – Ростов н/Д:
Изд-во ЮФУ, 2008. – 304 с.

ISBN 978-5-9275-0454-1

Учебник по дисциплине «Электротехника и электроника» составлен на основе лекций, читаемых автором для студентов второго курса факультета высоких технологий Южного федерального университета. Он включает в себя разделы по теории и практическому применению электрических и магнитных цепей, прохождению сигналов через электрические цепи, электронным средствам для создания и обработки электрических сигналов, основам цифровой электроники и электрическим измерениям, которые предусмотрены образовательными стандартами.

Учебник ориентирован на будущих специалистов в области современного приборостроения и компьютерной техники, а также будет полезен студентам других направлений подготовки в области техники и технологий.

ISBN 978-5-9275-0454-1

**УДК 621.38
ББК 32.85**

© Земляков В.Л., 2008
© Южный федеральный университет, 2008
© Оформление. Макет. Издательство Южного
федерального университета, 2008

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
ЧАСТЬ 1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ И СИГНАЛЫ	11
Раздел 1. Основные элементы электрической цепи	11
Раздел 2. Электрические воздействия и сигналы	20
Раздел 3. Сопротивление электрической цепи	34
Раздел 4. Переходные процессы в линейных электрических цепях	41
<i>Контрольные вопросы и тестовые задания.....</i>	<i>51</i>
ЧАСТЬ 2. ПРОХОЖДЕНИЕ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ	61
Раздел 5. Прохождение синусоидальных сигналов через линейные электрические цепи	62
Раздел 6. Прохождение несинусоидальных сигналов через линейные электрические цепи	69
Раздел 7. Прохождение синусоидальных сигналов через нелинейные электрические цепи	81
Раздел 8. Прохождение синусоидальных сигналов через цепи с распределенными параметрами	90
<i>Контрольные вопросы и тестовые задания.....</i>	<i>99</i>
ЧАСТЬ 3. МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ	106
Раздел 9. Понятие магнитной цепи	106
Раздел 10. Примерный расчет магнитной цепи	111
Раздел 11. Катушка с магнитопроводом в цепи переменного тока	116
Раздел 12. Электрические машины постоянного тока	125
Раздел 13. Электрические машины переменного тока	136
<i>Контрольные вопросы и тестовые задания.....</i>	<i>147</i>

ЧАСТЬ 4. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ЭЛЕКТРОНИКИ	151
Раздел 14. Физические основы электроники	151
Раздел 15. Полупроводниковые диоды	158
Раздел 16. Биполярные транзисторы	162
Раздел 17. Полевые (униполярные) транзисторы	171
<i>Контрольные вопросы и тестовые задания.....</i>	<i>177</i>
ЧАСТЬ 5. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА	183
Раздел 18. Усилители электрических сигналов	183
Раздел 19. Генераторы электрических сигналов синусоидальной формы	201
Раздел 20. Импульсные устройства	210
Раздел 21. Источники вторичного электропитания	221
<i>Контрольные вопросы и тестовые задания.....</i>	<i>229</i>
ЧАСТЬ 6. ЦИФРОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА	237
Раздел 22. Логические элементы	237
Раздел 23. Мультивибраторы и триггеры на логических элементах	241
Раздел 24. Регистры и счетчики импульсов	245
Раздел 25. Комбинационные устройства	249
Раздел 26. Сумматоры	253
Раздел 27. Структура процессора	256
<i>Контрольные вопросы и тестовые задания.....</i>	<i>260</i>
ЧАСТЬ 7. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ	264
Раздел 28. Аналоговые измерения	265
Раздел 29. Цифровые измерения	270
Раздел 30. Измерение параметров резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности	279
Раздел 31. Электрические измерения неэлектрических величин..	285
<i>Контрольные вопросы и тестовые задания.....</i>	<i>292</i>
ЛИТЕРАТУРА	298
ПРИЛОЖЕНИЕ: ответы к тестовым заданиям	299

ВВЕДЕНИЕ

Учитывая тот факт, что в основе работы электротехнических устройств лежат законы электромагнетизма, вначале изучения дисциплины «Электротехника и электроника» приведем основные положения из общего курса «Физики», касающиеся электрических и магнитных явлений.

Согласно современным представлениям взаимодействие между электрическими зарядами осуществляется через поле. Всякий электрический заряд q изменяет определенным образом свойства окружающего его пространства – создает электрическое поле. Это поле проявляет себя в том, что помещенный в какую-либо его точку другой «пробный» заряд испытывает действие некоторой силы. Причем, существует линейная зависимость между величиной «пробного» заряда q_p и действующей на него силы $\vec{F}$. То есть, можно записать $\vec{F} = q_p \vec{E}$, где вектор $\vec{E}$ – напряженность электрического поля. Например, величину напряженности поля неподвижного точечного заряда q на расстоянии r можно определить по формуле $E = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{q}{r^2}$, где $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная.

Для электрических полей справедлив принцип суперпозиции, в соответствии с которым напряженность электрического поля системы неподвижных зарядов равна векторной сумме напряженностей полей, которые создает каждый из зарядов в отдельности.

Для описания электрического поля наряду с напряженностью $\vec{E}$ используется и другая характеристика – потенциал, величина которого численно равна потенциальной энергии единичного положительного заряда в данной точке поля. Например, потенциал φ поля точечного заряда определяется формулой $\varphi = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{q}{r}$. Потенциал на бесконечности полагают равным нулю.

В электротехнике обычно в качестве нулевого потенциала принимают потенциал Земли.

Если рассматривать отдельный проводник, то между его зарядом q и потенциалом φ существует линейная зависимость. Коэффициент

пропорциональности обычно обозначают буквой C и называют электроемкостью или просто емкостью.

Если проводник не уединен, то его емкость будет существенно увеличиваться при приближении к нему других проводящих тел. Это свойство позволяет создавать систему проводников, которая обладает емкостью значительно большей, чем уединенный проводник. Такую систему называют конденсатором. Простейший конденсатор состоит из двух проводников (обкладок), чаще всего плоской, цилиндрической или сферической формы, расположенных на малом расстоянии друг от друга. В этом случае электрическое поле сосредоточено практически полностью между обкладками и однородно внутри конденсатора. Это означает, что линии вектора $\vec{E}$, начинающиеся на одной обкладке, должны заканчиваться на другой, и расстояние между линиями должно быть одинаковым. При этом заряды на обкладках конденсатора одинаковы по модулю и противоположны по знаку.

Основной характеристикой конденсатора является его емкость C , которая определяется как отношение заряда на обкладках конденсатора к разности потенциалов (напряжению) u между ними: $C = q/u$, и зависит от размеров и формы обкладок, от расстояния между ними и от заполняющей конденсатор среды.

При внесении в электрическое поле диэлектрика в нем происходит смещение положительных и отрицательных зарядов или ориентация полярных молекул. Это явление получило название поляризации и характеризуется величиной относительной диэлектрической проницаемости ϵ . В том случае, когда однородный диэлектрик заполняет все пространство между обкладками конденсатора, его емкость возрастает в ϵ раз.

Электрическую энергию, запасенную в конденсаторе, рассчитывают по формуле $W_{\text{э}} = Cu^2/2$.

Направленное движение зарядов, в частности электронов в проводнике, представляет собой электрический ток. Количественной мерой электрического тока служит сила тока i , определяемая как заряд q , переносимый сквозь рассматриваемую поверхность S в поперечном

сечении проводника в единицу времени: $i = dq/dt$. Для того чтобы в проводнике возник электрический ток, необходимо иметь на разных концах этого проводника различные электрические потенциалы, создающие электрическое напряжение.

Заряды, движущиеся со скоростью $\vec{v}$ (электрический ток), порождают магнитное поле. Индукция магнитного поля $\vec{B}$, характеризующая силовое действие поля на движущийся заряд и являющаяся аналогом напряженности $\vec{E}$ для электрического поля, определяется формулой $\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{q[\vec{v}\vec{r}]}{r^3}$, где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная, $\vec{r}$ – радиус-вектор, проведенный от заряда q к точке наблюдения. Вектор $\vec{B}$ направлен перпендикулярно плоскости, в которой расположены векторы $\vec{v}$ и $\vec{r}$. Силовые линии магнитного поля замкнуты.

Для магнитного поля, также как и для электрического, справедлив принцип суперпозиции: магнитное поле, создаваемое несколькими движущимися зарядами или токами, равно векторной сумме магнитных полей, создаваемых каждым зарядом или током в отдельности.

Если ток i течет вдоль бесконечного длинного прямого провода круглого сечения, то индукция его магнитного поля снаружи на расстоянии r определяется формулой $B = \frac{\mu_0 i}{2\pi r}$, а силовые линии имеют вид окружностей с центром на оси провода. Направление силовых линий определяется по правилу винта: если ввинчивать винт по направлению тока, то силовые линии магнитного поля будут направлены по ходу вращения.

Чтобы получить более сильное магнитное поле провод наматывают по винтовой линии, например на поверхность цилиндра, образуя соленоид (катушку). В этом случае магнитные поля отдельных витков складываются и внутри длинного соленоида длиной l , имеющего n витков, индукция магнитного поля $B = \mu_0 ni/l$.

Если пространство внутри соленоида заполнено однородным ферромагнетиком с относительной магнитной проницаемостью μ , то величина магнитной индукции возрастает в μ раз.

Для характеристики магнитного поля вводят также величину магнитного потока Φ . Если площадь, охватываемая витком провода,

равна S ($S = \pi D^2 / 4$, D – диаметр витка), и силовые линии поля перпендикулярны этой площади, то $\Phi = BS$. И говорят, что магнитный поток сцеплен с витком. В случае катушки, имеющей n витков сцепленных с одним и тем же потоком, произведение числа витков и сцепленного с этими витками магнитного потока называют потокоцеплением Ψ : $\Psi = n\Phi$.

Между током в катушке i и потокоцеплением Ψ существует прямо-пропорциональная зависимость. Можно записать $\Psi = Li$, где коэффициент $L = \mu_0 n^2 S / l$ называют индуктивностью катушки.

Приведенные формулы для индукции магнитного поля и индуктивности катушки можно использовать при $l \gg D$.

Магнитную энергию, запасенную в катушке, рассчитывают по формуле $W_m = Li^2 / 2$.

Магнитное поле действует на проводник с током с силой, определяемой по закону Ампера: $F_m = Bli$, где l – длина части провода, расположенной в однородном магнитном поле. Если провод располагается так, что между направлениями вектора магнитной индукции и тока в проводе угол $\alpha \neq 90^\circ$, то сила определяется той же формулой, но вместо полной длины провода берется ее проекция на направление, перпендикулярное направлению поля: $F_m = Bli \sin \alpha$.

Сила F_m направлена всегда перпендикулярно плоскости, в которой лежит провод и находятся линии магнитной индукции, а ее направление определяется по правилу левой руки: если расположить левую руку так, чтобы вытянутые четыре пальца показывали направление тока в проводе, а линии магнитной индукции «входили» в ладонь, то большой палец, отогнутый перпендикулярно остальным, покажет направление силы.

В электротехнике представляет также интерес момент сил $\vec{M}$, действующий со стороны магнитного поля на некоторый контур с током, имеющий магнитный момент $\vec{p}_m$ (по определению $\vec{p}_m = iS \vec{n}$, где i – ток в контуре, S – площадь, ограниченная контуром, $\vec{n}$ – нормаль к контуру, направление которой связано с направлением тока правилом правого винта). Момент сил, заставляющий рамку с током поворачиваться в магнитном поле, определяется векторным произведением $\vec{M} = [\vec{p}_m \vec{B}]$ и перпендикулярен как вектору $\vec{p}_m$, так и вектору магнитной индукции $\vec{B}$.

Модуль вектора $\vec{M}$ равен $M = p_m B \sin \alpha$, где α – угол между векторами $\vec{p}_m$ и $\vec{B}$.

Явление электромагнитной индукции, заключается в том, что в замкнутом проводящем контуре при изменении магнитного потока Φ , охватываемого этим контуром, возникает электрический ток – его называют индукционным током. Появление индукционного тока означает, что при изменении магнитного потока в контуре возникает электродвижущая сила (ЭДС) индукции e , определяемая формулой $e = -d\Phi / dt$. Возникновение ЭДС и ее значение не зависит от того, каким образом осуществляется изменение магнитного потока, а определяется только скоростью, с которой этот поток изменяется. Направление индукционного тока (и знак ЭДС) определяется правилом Ленца: индукционный ток всегда направлен так, чтобы противодействовать причине, его вызвавшей. Индукционный ток сам создает магнитный поток, препятствующий изменению магнитного потока, вызывающего ЭДС индукции.

Для двух близко расположенных контуров, охватываемых одним и тем же магнитным потоком, наблюдается явление взаимной индукции, когда при всяком изменении тока в одном контуре в другом контуре возникает ЭДС взаимной индукции.

Таковы основные законы электромагнетизма, знание которых необходимо для изучения дисциплины «Электротехника и электроника».

Рассмотрим структуру предлагаемого к изучению материала.

В первой части даны основные понятия теории электрических цепей, рассмотрены идеальные элементы цепи и их отличия от реальных элементов. Представлена характеристика электрических воздействий и сигналов, используемых в электротехнике и электронике, их временное и спектральное представление. Исследуется сопротивление электрической цепи при различном соединении элементов, изучается явление резонанса. В заключении рассмотрены переходные процессы в линейных цепях.

Предметом рассмотрения второй части является прохождение синусоидальных и несинусоидальных сигналов через различные виды электрических цепей. Дается характеристика дифференцирующих и интегрирующих цепей. Изучаются методы и приводятся примеры анализа процесса преобразования сигналов.

Третья часть посвящена магнитным цепям. Приводится характеристика и примерный расчет магнитной цепи. Подробно рассматривается катушка с магнитопроводом в цепи переменного тока. Отдельно рассмотрены принципы построения электрических машин постоянного и переменного тока, вращающееся магнитное поле. Дается краткая характеристика трехфазных электрических цепей.

Четвертая часть позволяет изучить физические основы электроники, принципы работы и характеристики полупроводниковых диодов, биполярных и полевых (униполярных) транзисторов.

Пятая часть посвящена устройствам аналоговой электроники. В первую очередь рассматриваются усилители электрических сигналов и влияние отрицательной обратной связи на их характеристики. Затем речь идет о генераторах электрических сигналов синусоидальной и несинусоидальной (прямоугольной) формы. Заканчивается пятая часть изучением источников вторичного электропитания. Приводятся примеры построения выпрямителей, фильтров, параметрических, компенсационных и импульсных стабилизаторов.

Шестая часть содержит описание основ цифровой электроники. Рассматриваются логические элементы и устройства на их основе: мультивибраторы, триггеры, регистры, счетчики импульсов. Изучаются комбинационные устройства. Приводится также структура и описание работы простого процессора.

Последняя седьмая часть посвящена аналоговым и цифровым электрическим измерениям. В разделе, посвященном аналоговым измерениям, рассматриваются измерительные механизмы магнито-электрической и электромагнитной системы. Построение амперметра и вольтметра. Особенности электронных вольтметров. В разделе, посвященном цифровым измерениям, приводится описание процесса аналого-цифрового преобразования сигналов, структура АЦП и ЦАП, проводится анализ схем ЦАП, АЦП последовательного приближения, АЦП последовательного счета. Процесс измерений рассмотрен на конкретных примерах: измеритель временных интервалов, цифровой фазометр, цифровой частотомер. Отдельно рассмотрены измерения параметров резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности.

ЧАСТЬ 1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ И СИГНАЛЫ

Идеальные элементы цепи: резистивный, емкостной и индуктивный.

Реальные сопротивления, конденсаторы и катушки индуктивности.

Электрические воздействия на электрическую цепь. Сигналы. Спектральное и временное представление сигналов. Преобразование Фурье. Сопротивление электрической цепи при различном соединении элементов. Явление резонанса.

Переходные процессы в линейных электрических цепях.

Раздел 1. Основные элементы электрической цепи

В электротехнике широко используются электрические цепи, представляющие собой совокупность устройств, образующих путь электрического тока. Отдельное устройство, входящее в состав цепи и выполняющее в ней определенную функцию, называется элементом цепи.

Для приближенного учета процессов преобразования электрической и магнитной энергии в теории электрических цепей вводят идеальные элементы – емкостной, индуктивный и резистивный, учитывающие соответственно накопление энергии в электрическом и магнитном полях и необратимые преобразования электромагнитной энергии в другие виды энергии. Такое представление соответствует так называемым цепям с сосредоточенными параметрами C , L и R . Соединяя между собой соответствующим образом эти элементы, получают цепь, приближенно отображающую электромагнитные процессы в каком-либо устройстве или совокупности устройств.

Резистивный элемент

Под резистивным элементом цепи или активным сопротивлением понимают идеализированный элемент, в котором происходит только необратимое преобразование электромагнитной энергии в теплоту или другие виды энергии, а запасание энергии отсутствует.

Основное уравнение резистивного элемента, связывающее ток i и напряжение u , так называемая вольт-амперная характеристика (ВАХ), определяется законом Ома, который устанавливает пропорциональность между напряжением и током:

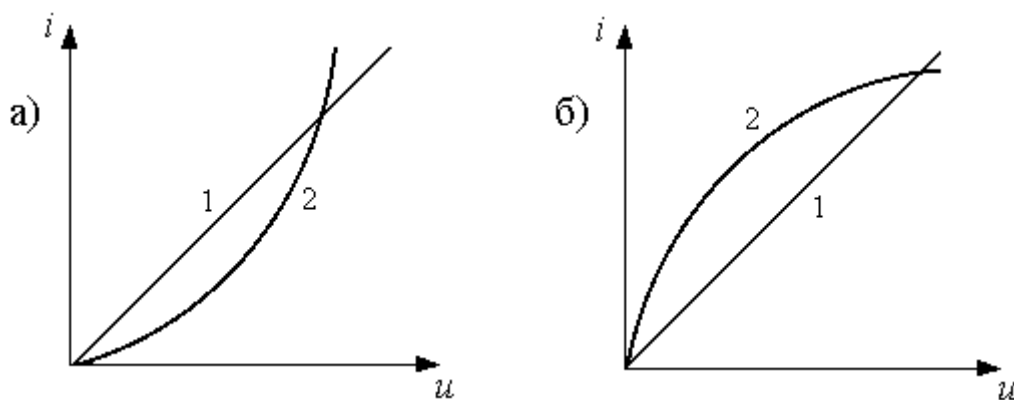
$$u = Ri, \quad i = Gu. \quad (1)$$

Коэффициент пропорциональности R в первом из выражений в (1) является электрическим сопротивлением, а обратная величина – отношение тока к напряжению – представляет собой электрическую проводимость G .

Мощность p , выделяемая в виде теплоты на резистивном элементе, определяется по закону Джоуля-Ленца: $p = ui = Ri^2 = Gu^2$.

В теории линейных электрических цепей активное сопротивление и проводимость считают величинами постоянными, не зависящими от тока, напряжения и других величин. Если же сопротивление зависит, например, от величины протекающего через него тока, то ВАХ будет нелинейной. Цепи, содержащие нелинейные элементы, называются нелинейными.

На рис. 1, а приведены примеры ВАХ для линейного и нелинейного резистивных элементов. Нелинейным, в частности, является диод – резистивный элемент, изготовленный с использованием полупроводниковых материалов и содержащий $p - n$ переход.



1 – линейный элемент, 2 – нелинейный элемент

Рис. 1. ВАХ для линейного и нелинейного элементов

Индуктивный элемент

Индуктивным элементом электрической цепи называют идеализированный элемент, в котором происходит только запасание магнитной энергии, связанное с протеканием тока; потери и запасание электрической энергии отсутствуют. Близка к этому идеальному элементу катушка с индуктивностью L , намотанная на пластмассовый каркас толстым проводом.

Связь между током и напряжением в индуктивном элементе устанавливается на основе закона электромагнитной индукции: при изменении магнитного потока, сцепленного с витками катушки, в ней наводится электродвижущая сила e , равная скорости изменения потокосцепления и направленная так, чтобы ток, вызванный ею, стремился воспрепятствовать изменению наводящего потока. Если изменение тока i в катушке является следствием изменения приложенного к ней напряжения u , то интересующая нас связь между током и напряжением для индуктивного элемента имеет вид

$$u = -e = \frac{d\Psi}{dt} = L \frac{di}{dt}. \quad (2)$$

То есть, напряжение на индуктивном элементе определяется скоростью изменения тока. При протекании через индуктивность постоянного тока поток не изменяется, напряжение равно нулю, что равносильно короткому замыканию выводов катушки.

Выражение (2) позволяет определить напряжение по заданному току. Если задано напряжение, то, проинтегрировав обе части (2) в пределах от $-\infty$ до t , получим, что в любой момент времени ток в индуктивном элементе $i = \frac{1}{L} \int_{-\infty}^t u dt$. Выбор нижнего предела $t = -\infty$ при интегрировании вызван необходимостью суммирования всех изменений напряжения, имевших место до момента времени t , то есть необходимостью учета всей предыстории элемента. Значение тока при $t = -\infty$ следует принимать равным нулю. Выражение для тока можно также записать в виде:

$$i = i(0) + \frac{1}{L} \int_0^t u dt, \quad (3)$$

где $i(0)$ – начальный ток, учитывающий все процессы в элементе до момента $t = 0$.

С учетом соотношения (2) мощность индуктивного элемента $p = ui = Li \frac{di}{dt}$. При совпадении знаков тока и напряжения происходит запасание энергии и мощность положительна, при несовпадении знаков

мощность отрицательна, что означает отдачу запасенной в элементе энергии. Такой элемент называется реактивным.

Индуктивный элемент, как и резистивный, может быть линейным и нелинейным. В частности нелинейным индуктивным элементов является катушка, намотанная на кольцо (тороид) из ферромагнитного материала при достаточно большой величине протекающего через катушку тока. Примеры ВАХ для индуктивного элемента приведены на рис. 1, б.

Емкостной элемент

Под емкостным элементом электрической цепи понимают идеализированный элемент, в котором происходит только запасание электрической энергии, а потери и запасание магнитной энергии отсутствуют. Близок к этому идеальному элементу электрический конденсатор с хорошим диэлектриком.

В случае приложения к конденсатору напряжения на его обкладках появляются заряды, равные по значению и противоположные по знаку, и в диэлектрике между обкладками образуется связанное с этими зарядами электрическое поле. Так как напряженность электрического поля пропорциональна напряжению между обкладками, заряд на обкладках конденсатора будет пропорционален напряжению: $q = Cu$.

Зависимость тока в конденсаторе от приложенного напряжения:

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{du}{dt}. \quad (4)$$

Ток в емкостном элементе определяется скоростью изменения напряжения. В случае приложения постоянного напряжения ток равен нулю и емкостной элемент должен представляться разрывом.

Если задан ток, то, проинтегрировав обе части выражения (4) найдем напряжение на конденсаторе:

$$u = u(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i dt, \quad (5)$$

где $u(0)$ – начальное напряжение на емкости (при $t=0$), учитывающее все процессы до момента времени $t=0$.

Мощность емкостного элемента $p = ui = Cu \frac{du}{dt}$ будет положительна в интервалах нарастания энергии, когда энергия поступает от источника в элемент, и отрицательна в интервалах убывания энергии, когда запасенная энергия отдается обратно источнику. То есть емкостной элемент, также как и индуктивный, является реактивным элементом цепи.

Емкостной элемент цепи, как и рассмотренные ранее резистивный и индуктивный элементы, может быть линейным и нелинейным. Нелинейным, в частности, является варикап – емкостной элемент, изготовленный с использованием полупроводниковых материалов и содержащий $p - n$ переход (емкость $p - n$ перехода).

Из рассмотренных L, C, R элементов составляют неразветвленные и разветвленные электрические цепи. Элементы неразветвленной цепи соединены между собой последовательно. Отличительной особенностью последовательного соединения является то, что электрический ток во всех участках цепи один и тот же, а общее сопротивление цепи равно сумме сопротивлений ее участков. Разветвленная цепь состоит из нескольких ветвей. Ветви, присоединенные к одной паре узлов, включены параллельно. Отличительной особенностью параллельного соединения является то, что ко всем параллельным ветвям приложено одно и то же напряжение и общая проводимость между двумя узлами равна сумме проводимостей всех ветвей, присоединенных к ним.

Расчет сложных цепей, например, нахождение токов в отдельных ее ветвях, значительно упрощается, если пользоваться двумя правилами Кирхгофа. Первое правило – оно относится к узлам цепи, то есть к точкам ее разветвления: алгебраическая сумма токов, сходящихся в узле, равна нулю. Второе правило, оно относится к любому выделенному в разветвленной цепи замкнутому контуру: алгебраическая сумма произведений сил токов в отдельных участках произвольного замкнутого контура на их сопротивление равна алгебраической сумме ЭДС, действующих в этом контуре.

Общее свойство цепей, составленных только из емкостных, индуктивных и резистивных элементов, состоит в том, что энергия в них только потребляется; усиление мощности невозможно. Такие цепи называют пассивными.

Источники

Под источником в теории электрических цепей понимают элемент, питающий цепь электромагнитной энергией. Эта энергия потребляется пассивными элементами цепи – запасается в катушках индуктивности и конденсаторах, а также расходуется в активном сопротивлении. Указанным энергетическим процессам соответствуют создание магнитного и электрического полей и преобразование электромагнитной энергии в другие виды энергии. Источники возбуждают электрическую цепь и являются причиной возникновения токов и напряжений в ней.

Примерами реальных источников энергии для электрических цепей могут быть, например, аккумуляторные батареи, электрические (электро-механические) генераторы, а также различные электронные устройства.

Для анализа цепей удобно вводить идеализированные источники двух видов: источник напряжения и источник тока, которые учитывают главные свойства реальных источников.

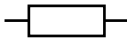
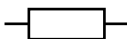
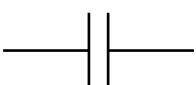
Под источником напряжения понимают такой элемент с двумя выводами, напряжение между которыми задано в виде некоторой функции времени независимо от тока, отдаваемого во внешнюю цепь. Независимость напряжения от тока означает, что внутреннее сопротивление источника, на котором возможно падение напряжения, должно быть равно нулю. Для источника напряжения используется обозначение .

Под источником тока понимают такой элемент цепи, через выводы которого протекает ток с заданным законом изменения во времени независимо от напряжения между выводами. Независимость тока от напряжения означает, что внутренняя проводимость источника, куда может ответвляться ток, должна быть равна нулю, а внутреннее сопротивление – соответственно бесконечности. Для источника тока используется обозначение .

Дуальность элементов электрической цепи

В нижеприведенной таблице даны условные обозначения и соотношения между напряжениями и токами рассмотренных идеальных элементов электрической цепи.

Характеристики элементов электрической цепи

	Условное обозначение	Напряжение на элементе	Ток в элементе
Сопротивление		$u = iR$	$i = \frac{u}{R}$
Проводимость		$u = \frac{i}{G}$	$i = uG$
Индуктивный элемент		$u = L \frac{di}{dt}$	$i = \frac{1}{L} \int u dt$
Емкостной элемент		$u = \frac{1}{C} \int i dt$	$i = C \frac{du}{dt}$

Соотношения, приведенные в этой таблице, позволяют провести некоторые аналогии. Сравнивая, например, выражения для напряжения на индуктивном элементе и тока в емкостном элементе убеждаемся в их одинаковой структуре. Аналогия состоит в следующем. Если в первом выражении заменить напряжение током, ток – напряжением и индуктивность – емкостью, то оно перейдет во второе. Если аналогичную замену произвести во втором выражении, то оно перейдет в первое. Так же переходят друг в друга соотношения для сопротивления и проводимости.

Два соотношения, обладающие указанным свойством взаимного перехода друг в друга, называются дуальными. При этом взаимно заменяемые величины являются дуальными величинами, а элементы, характеристики которых дуальны – дуальными элементами. Следовательно, индуктивный и емкостной элементы, сопротивление и проводимость, а также источник напряжения и источник тока – дуальные элементы.

Из приведенных в таблице данных видно, что при соединении R , L , C элементов, уравнения, описывающие процессы в цепи могут быть алгебраическими (если в цепи только резистивные элементы), а также дифференциальными, интегральными и интегро-дифференциальными: при последовательном соединении R и L элементов напряжение на них будет определяться суммой $L \frac{di}{dt} + Ri$, при таком же соединении R и C

элементов – $Ri + \frac{1}{C} \int idt$, а при последовательном соединении R , L и C

элементов – $L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt$.

В заключение еще раз обратим внимание на то, что введенные ранее элементы электрических цепей являются идеализированными. Их не следует отождествлять с реальными прообразами – проволочными и непроволочными сопротивлениями, катушками индуктивности и конденсаторами, которые наряду с главным и определяющим параметром, отображаемым одним из идеализированных элементов, обладают и побочными («паразитными») параметрами.

Так схема замещения реального сопротивления (рис. 2, а) кроме главного резистивного элемента R содержит параллельно подсоединенную емкость C_{Π} между отдельными витками и выводами сопротивления и последовательно подключенную индуктивность L_{Π} , учитывающую запасание энергии в магнитном поле от протекания тока через сопротивление и его выводы.

Схема замещения реальной катушки (рис. 2, б) кроме главного индуктивного элемента L имеет еще два элемента: последовательно подсоединенное к индуктивности L сопротивление R_{Π} , учитывающее потери энергии в проводах при протекании тока через катушку, и параллельно подключенную емкость C_{Π} между витками катушки.

Схема замещения реального конденсатора (рис. 2, в) кроме главного емкостного элемента C имеет обычно параллельно подключенное сопротивление диэлектрических потерь R_{Π} , учитывающее потери в реальном диэлектрике и последовательно включенную индуктивность L_{Π} , учитывающую энергию магнитного поля, связанную с током в обкладках и выводах конденсатора.

Вид используемых для решения задач схем замещения реальных сопротивлений, катушек индуктивности и конденсаторов зависит от требуемой точности расчетов и режима работы цепи. Так, например, при невысоких частотах колебаний напряжений и токов «паразитные» элементы в схемах замещения ничтожно малы, их влияние составляет доли и единицы процентов, и их можно исключить из рассмотрения.

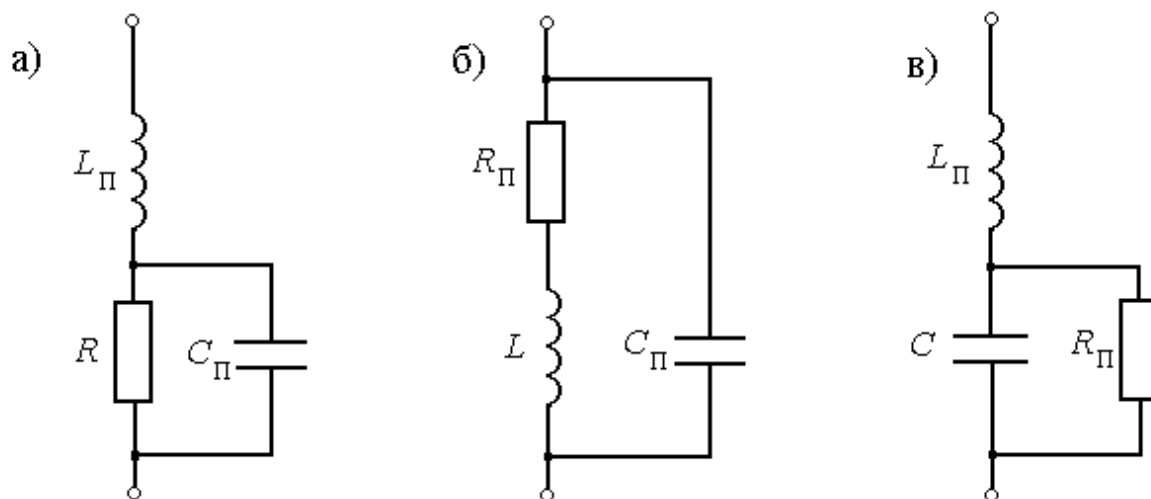


Рис. 2. Схемы замещения реальных элементов электрической цепи

До сих пор рассматривались электрические цепи с элементами L , C и R в предположении, что эти элементы сосредоточены в определенных местах цепи: индуктивность сосредоточена в катушке, емкость – в конденсаторе, активное сопротивление – в резисторе. Такие цепи носят название цепей с сосредоточенными параметрами. Для них характерно то, что изменения напряжения или тока в любой точке цепи происходит одновременно с напряжением или током источника.

Однако представление электрических цепей в таком виде не всегда возможно. Действительно, если на входе цепи действует, например, синусоидальное напряжение очень высокой частоты, то в силу конечной скорости распространения электромагнитных колебаний возмущение от источника за время равное, например, периоду колебаний, пройдет расстояние равное длине волны. В цепях, размеры которых больше длины волны, время прохождения сигнала становится достаточно большим. Следовательно, если длина цепи соизмерима, или значительно превышает длину волны распространяющегося в ней колебания, то напряжение (ток) является функцией и времени, и расстояния от начала цепи. При этом следует учитывать тот факт, что магнитное и электрическое поля распределены по всей длине цепи и частичное превращение электромагнитной энергии в тепло также происходит по всей длине цепи. И мы имеем дело с распределенными по длине индуктивностями, емкостями и активными сопротивлениями, то есть цепь является системой с распределенными параметрами.

Раздел 2. Электрические воздействия и сигналы

Воздействиями в электротехнике называются различные проявления электромагнитных сил, приводящие к изменению состояния электрической цепи или устройства. Под влиянием воздействий в электрической цепи возникают реакции, которые определяются как видом воздействия, так и характеристиками самой цепи. При этом, основными величинами, характеризующими состояние электрической цепи, являются электрические напряжение и ток. Если воздействия используются для передачи информации, то они называются электрическими сигналами.

Чаще всего воздействия применяются для реализации рабочего режима устройств или передачи информации, для проверки работоспособности устройства или электрической цепи путем подачи тестовых воздействий и анализа реакции на эти воздействия, а также для измерения параметров элементов электротехнических устройств и электрических цепей.

Воздействие $x(t)$ и реакции цепи $y(t)$ в электротехнических устройствах и системах могут иметь разнообразную форму в зависимости от их функционального назначения.

Основным видом электрического воздействия в электротехнике являются гармонические колебания тока или напряжения. Кроме этого используются воздействия в виде прямоугольного, экспоненциального или дельта-импульса и воздействие скачком напряжения или тока. Гармоническое воздействие относится к периодическим, а остальные (негармонические воздействия) могут быть как периодическими, так и непериодическими.

Гармонические колебания напряжения или тока

Мгновенное значение гармонического воздействия $x(t)$ (напряжения или тока) представляет собой синусоидальные (или косинусоидальные) функции, аргументом которых является время. Эти функции имеют вид:

$$x(t) = A_m \sin(\omega t + \varphi) = A_m \cos(\omega t + \psi).$$

Гармоническое воздействие характеризуется тремя параметрами: максимальной амплитудой A_m , начальной фазой φ (или ψ) и угловой

(круговой) частотой $\omega = 2\pi/T = 2\pi f$, где T – период колебаний, f – линейная частота. Графическое изображение гармонического колебания показано на рис. 3.

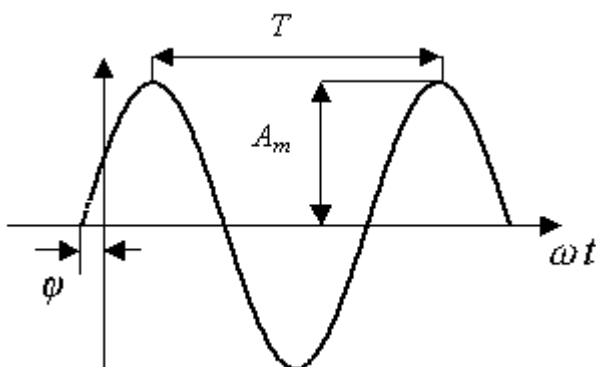


Рис. 3. Гармоническое колебание вида $x(t) = A_m \sin(\omega t + \varphi)$

Генерирование гармонических напряжений и токов низкой частоты обычно производится электрическими генераторами, а более высоких частот – с помощью электронных устройств.

Два гармонических колебания могут иметь произвольный сдвиг фазы, в том числе, сдвиг фазы равный нулю – это синфазные колебания, сдвиг фаз равный $\pm 180^\circ$ – это колебания в противофазе, и сдвиг фаз равный $\pm 90^\circ$ – колебания находятся в квадратуре.

Любое гармоническое колебание с произвольной начальной фазой можно представить в виде суммы двух колебаний с нулевыми начальными фазами, находящихся в квадратуре:

$$\begin{aligned} x(t) &= A_m \cos(\omega t + \varphi) = A_m \cos \omega t \cos \varphi - A_m \sin \omega t \sin \varphi = \\ &= a_m \cos \omega t + b_m \sin \omega t, \end{aligned}$$

где $a_m = A_m \cos \varphi$, $b_m = -A_m \sin \varphi$, $A_m = \sqrt{a_m^2 + b_m^2}$, $\varphi = \arctg\left(-\frac{b_m}{a_m}\right)$.

Линейная комбинация нескольких гармонических колебаний с одной и той же частотой дает результирующее гармоническое колебание той же частоты.

Дифференцирование и интегрирование гармонических колебаний приводит к гармоническим колебаниям той же частоты, сдвинутым по фазе на 90° , то есть находящимся в квадратуре с исходным сигналом:

$$\frac{d}{dt} A_m \cos(\omega t + \varphi) = -\omega A_m \sin(\omega t + \varphi),$$

$$\int A_m \cos(\omega t + \varphi) = \frac{A_m}{\omega} \sin(\omega t + \varphi).$$

Помимо максимальной амплитуды еще одним параметром, характеризующим величину гармонического воздействия, является действующее значение. Оно определяется из следующих соображений.

Синусоидальный ток $i(t) = I_m \sin \omega t$, проходящий в резистивном элементе с сопротивлением R , вызывает его нагрев. Ту же тепловую энергию в этом резисторе можно получить и при некотором постоянном токе I . Определенное посредством такого сравнения значение постоянного тока и является действующим значением соответствующего синусоидального тока.

При синусоидальном токе за один период колебаний T в резистивном элементе выделяется тепловая энергия $W_{\sim} = \int_0^T R i^2(t) dt$. При постоянном токе $W = R I^2 T$.

По определению действующего значения тока $R I^2 T = \int_0^T R i^2(t) dt$ и

$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}$. То есть, действующее значение синусоидального тока определяется как среднее квадратичное за период.

Сделав простые преобразования, получим $I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t dt} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$.

Таким образом, для синусоидального тока возможны две равноправные записи, в которых используют либо амплитудное, либо действующее значение тока. В дальнейшем, если в обозначении амплитуды тока или напряжения имеется индекс m , то предполагается амплитудное значение, если индекс отсутствует – то действующее.

При расчете сложных цепей часто применяют комплексное представление гармонических колебаний вида

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A_m \cos(\omega t + \varphi) + jA_m \sin(\omega t + \varphi) = A_m e^{j(\omega t + \varphi)} \\ &= A_m e^{j\varphi} e^{j\omega t} = \dot{A}_m e^{j\omega t},\end{aligned}$$

где $A_m \cos(\omega t + \varphi) = \operatorname{Re} \dot{x}(t)$ – вещественная (реальная) часть, а $A_m \sin(\omega t + \varphi) = \operatorname{Im} \dot{x}(t)$ – мнимая часть, $\dot{A}_m = A_m e^{j\varphi}$ – комплексная амплитуда гармонического воздействия. Модуль комплексной амплитуды A_m представляет собой амплитуду гармонического воздействия, записанного в тригонометрической форме, а аргумент – начальную фазу φ . Таким образом, комплексная амплитуда включает в себя два параметра синусоиды: амплитуду и начальную фазу.

Если известны реальная и мнимая части комплексной амплитуды:

$$\begin{aligned}\operatorname{Re} \dot{A}_m &= A_m \cos \varphi, \quad \operatorname{Im} \dot{A}_m = A_m \sin \varphi, \quad \text{то, очевидно, } A_m = \sqrt{(\operatorname{Re} \dot{A}_m)^2 + (\operatorname{Im} \dot{A}_m)^2} \quad \text{и} \\ \varphi &= \operatorname{arctg} \left(\frac{\operatorname{Im} \dot{A}_m}{\operatorname{Re} \dot{A}_m} \right).\end{aligned}$$

Определение мгновенного значения гармонического колебания проводится по формуле $A_m \cos(\omega t + \varphi) = \operatorname{Re}(\dot{A}_m e^{j\omega t})$.

Комплексная форма представления гармонического воздействия обладает рядом важных для анализа цепей свойств. В частности, дифференцирование комплексного воздействия сводится к умножению его комплексной амплитуды на так называемый оператор поворота $j\omega = \omega e^{j\frac{\pi}{2}}$, так как

$$\frac{d}{dt} \dot{x}(t) = \frac{d}{dt} \dot{A}_m e^{j\omega t} = j\omega \dot{A}_m e^{j\omega t}.$$

Интегрирование комплексного воздействия сводится к делению его комплексной амплитуды на $j\omega$, поскольку

$$\int \dot{x}(t) dt = \int \dot{A}_m e^{j\omega t} dt = \frac{\dot{A}_m}{j\omega} e^{j\omega t}.$$

Указанные свойства комплексной записи позволяют преобразовать дифференциальные, интегральные и интегродифференциальные

уравнения, описывающие процессы в электрических цепях к алгебраическим уравнениям относительно комплексных амплитуд воздействия: общий множитель $e^{j\omega t}$, который входит в уравнения, сокращается.

Рассмотрим свойства отдельных R , L и C элементов цепи при гармоническом воздействии вида $i(t) = \dot{I}e^{j\omega t}$.

Резистивный элемент

В случае гармонического воздействия током, заданным в комплексной форме, напряжение на резисторе $\dot{u}(t) = R\dot{I}e^{j\omega t} = \dot{U}e^{j\omega t}$, а ток и напряжение совпадают по фазе.

Индуктивный элемент

Для индуктивного элемента в соответствии с (2) можно записать $\dot{U} = j\omega L\dot{I} = jx_L\dot{I} = \dot{Z}_L\dot{I}$, где $x_L = \omega L$ – индуктивное сопротивление.

Сопротивление индуктивного элемента является частотно-зависимым параметром и возрастает пропорционально частоте. На постоянном токе сопротивление индуктивного элемента равно нулю.

Если к индуктивному элементу приложено гармоническое напряжение, то мгновенное значение тока отстает от напряжения по фазе

на угол 90° : $\dot{I} = -j\frac{\dot{U}}{\omega L} = \frac{\dot{U}}{\omega L}e^{-j\frac{\pi}{2}}$.

В тригонометрической форме если $u(t) = U \cos \omega t$, ток $i(t) = \frac{U}{\omega L} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$.

Емкостной элемент

Для емкостного элемента в соответствии с (5) $\dot{U} = \frac{1}{j\omega C}\dot{I}$. По аналогии с индуктивным элементом можно записать: $x_c = \frac{1}{\omega C}$ – емкостное сопротивление.

В этом случае ток опережает напряжение на конденсаторе на фазовый угол 90° : $I = j\omega C\dot{U} = \omega C\dot{U} e^{j\frac{\pi}{2}}$.

В тригонометрической форме $i(t) = \omega CU \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$.

Мощность в цепи синусоидального тока

Мгновенная мощность на входе произвольной цепи

$$p = U_m I_m \cos \omega t \cos(\omega t - \varphi) = \frac{U_m I_m}{2} [\cos \varphi + \cos(2\omega t - \varphi)].$$

Это соотношения можно представить в виде $p = UI \cos \varphi - UI \cos(2\omega t - \varphi) = P + \tilde{P}$. То есть, мгновенная мощность изменяется во времени с частотой, вдвое большей частоты тока или напряжения, и состоит из постоянной (активной) составляющей $P = UI \cos \varphi$; и переменной составляющей $\tilde{P} = UI \cos(2\omega t - \varphi)$. Произведение $S = UI$ – называется полной мощностью. Активная мощность P равна нулю для чисто реактивной цепи при сдвиге фаз $\pi/2$.

При расчете мощности в цепи синусоидального тока пользуются понятием коэффициента мощности $K_M = \cos \varphi = P/S$, который характеризует реакцию цепи и равен единице при чисто активной нагрузке и меньше единицы при наличии в цепи емкостных или индуктивных элементов.

При расчете цепей по комплексным значениям напряжения и тока пользуются понятием комплексной полной мощности, $\dot{S} = \dot{U} \dot{I}^*$ где $\dot{U}$ – комплексное значение напряжения, а $\dot{I}^*$ – комплексно-сопряженное значение тока.

Комплексное значение полной мощности будет равно

$$\dot{S} = UI \cos \varphi + jUI \sin \varphi = I^2 |Z| \cos \varphi + jI^2 |Z| \sin \varphi = U^2 G + jU^2 B.$$

Активная мощность связана с активной составляющей сопротивления или проводимости, а реактивная – соответственно пропорциональна реактивному сопротивлению или проводимости.

Полная мощность измеряется в вольт-амперах (ВА), активная в Вт, а реактивная в вольт-амперах реактивных (ВАР).

Негармонические воздействия

Периодические несинусоидальные воздействия с периодом T

Из математического анализа известно, что периодическая несинусоидальная функция $x(t)$, удовлетворяющая условию Дирихле, может быть разложена в ряд Фурье, который представляет собой бесконечную сумму гармонических составляющих: основной гармоники $\omega_1 = 2\pi/T$ и высших гармонических составляющих, частоты которых кратны основной частоте. Каждая гармоника характеризуется своей максимальной амплитудой A_{mk} , начальной фазой φ_k и частотой $\omega_k = k\omega_1$, где $k=1, 2, \dots$

Иными словами, периодическое электрическое воздействие любой формы можно представить в виде суммы гармонических воздействий кратных частот с определенной амплитудой и фазой.

В тригонометрической форме ряд Фурье имеет вид

$$x(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_{mk} \cos(\omega_k t + \varphi_k), \quad (6)$$

где

$$A_0 = \left(\frac{1}{T}\right) \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t) dt \quad (7)$$

представляет собой постоянную составляющую, равную среднему за период значению.

В комплексной форме ряд Фурье можно записать в виде

$$x(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \dot{A}_{mk} e^{jk\omega_1 t}, \quad (8)$$

где $\dot{A}_{mk}$ – комплексные амплитуды гармоник

$$\dot{A}_{mk} = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t) e^{-jk\omega_1 t} dt = A_{mk} e^{-j\varphi_k}. \quad (9)$$

Амплитуды $\dot{A}_{mk}$ образуют комплексный частотный спектр. Значение A_{mk} называют амплитудным спектром, φ_k – фазовым спектром электрического воздействия $x(t)$.

Зная комплексные амплитуды ряда Фурье, можно определить мгновенное значение негармонического колебания, используя формулу $x(t) = A_0 + \operatorname{Re}(\sum_{k=1}^{\infty} \dot{A}_{mk} e^{jk\omega_1 t})$.

Рассмотрим спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов напряжения длительностью τ_u с периодом следования T и максимальным значением амплитуды E .

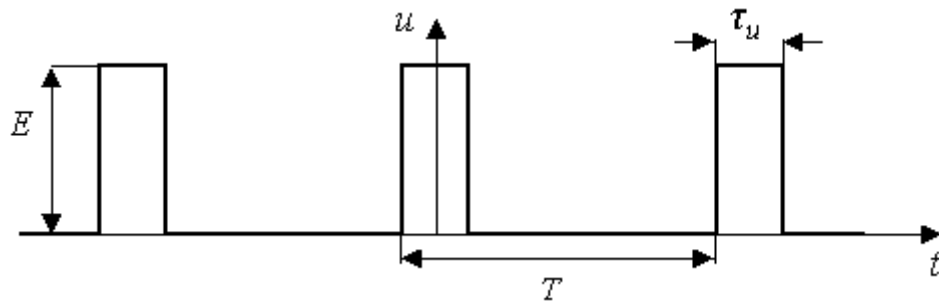


Рис. 4. Последовательность прямоугольных импульсов

Комплексные амплитуды спектральных составляющих рассчитываются по формуле (9):

$$U_{mk} = \frac{2}{T} \int_{-\frac{\tau_u}{2}}^{\frac{\tau_u}{2}} x(t) e^{-jk\omega_1 t} dt = \frac{2E}{T} \int_{-\frac{\tau_u}{2}}^{\frac{\tau_u}{2}} e^{-jk\omega_1 t} dt = 2E \frac{\tau_u}{T} \frac{\sin \frac{k\omega_1 \tau_u}{2}}{\frac{k\omega_1 \tau_u}{2}} = 2E \frac{\tau_u}{T} \frac{\sin x}{x},$$

где $x = k\omega_1 \tau_u / 2$. Функция $\frac{\sin x}{x}$ осциллирует, затухая с ростом x , и проходит через 0 в точках $x = \pm\pi, \pm 2\pi$

Спектр последовательности прямоугольных импульсов показан на рис. 5. Он имеет дискретный (линейчатый) спектр, в котором расстояние между гармониками $\Delta\omega = \frac{2\pi}{T}$. С увеличением периода T плотность спектральных линий возрастает, а амплитуды гармонических составляющих уменьшаются.

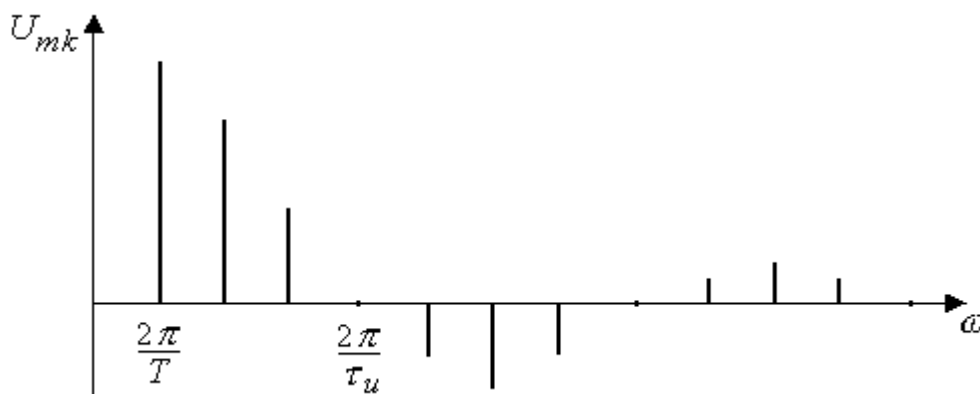


Рис. 5. Спектр последовательности прямоугольных импульсов

В электротехнике и электронике часто встречается частный случай последовательности прямоугольных импульсов, когда $T = 2\tau_u$. Это так называемый меандр. Для такой формы импульса в спектре, очевидно, отсутствуют все четные гармоники.

При отсчете времени от середины импульса и компенсации постоянной составляющей для меандра можно записать

$$u(t) = U_{m1} \cos \omega_1 t - U_{m3} \cos 3\omega_1 t + U_{m5} \cos 5\omega_1 t - \dots$$

График 1-й и 3-й гармоник и их суммы показан на рис. 6, а. На рис. 6, б эта сумма дополнена 5-й гармоникой. В целом, рис. 6 иллюстрирует процесс формирования меандра (пунктирная линия на рис. 6) путем суммирования гармоник определенной амплитуды и частоты.

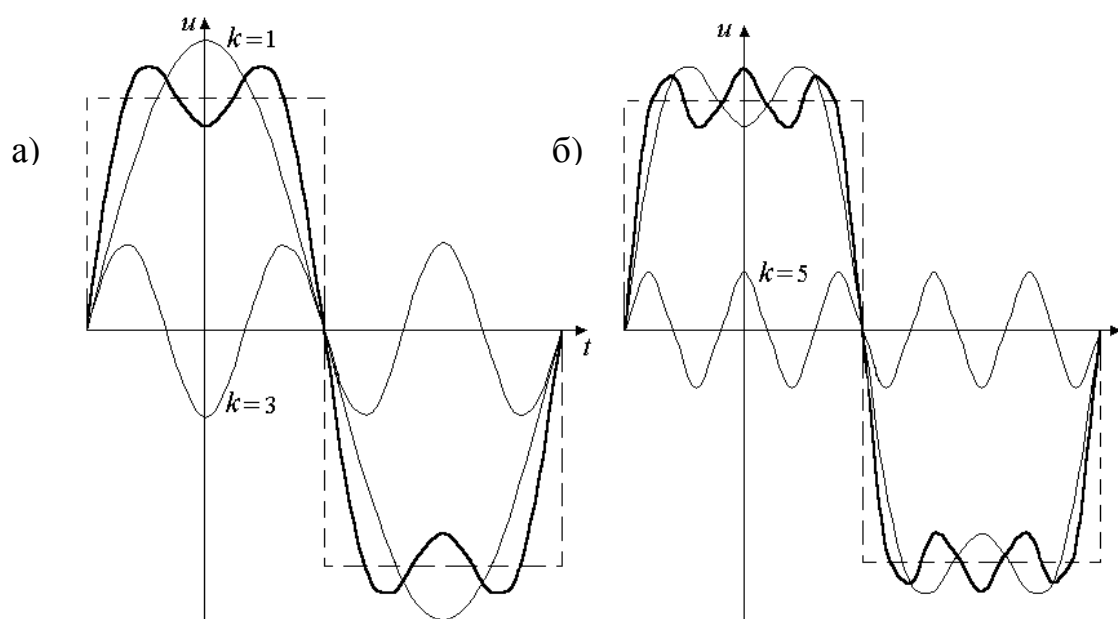


Рис. 6. Формирование меандра

Следует обратить внимание на влияние выбора начала системы отсчета при анализе спектра последовательности импульсов. Так при отсчете времени не от середины импульса, а от его начала, пределы интегрирования $-\frac{\tau_u}{2} \div \frac{\tau_u}{2}$ заменяются на $0 \div \tau_u$, и в спектре появится дополнительный фазовый множитель $\exp(-j\omega\tau_u/2)$, учитывающий сдвиг импульса на время $\tau_u/2$ в сторону запаздывания.

Помимо последовательности прямоугольных импульсов напряжения или тока в электротехнике применяется и последовательность импульсов в виде отрезков синусоиды с частотой колебаний ω_0 (рис. 7, а). Импульс такой формы еще называют радиоимпульсом или импульсом с синусоидальным заполнением. Математически радиоимпульс можно представить как произведение прямоугольного импульса и гармонического колебания. На рис. 7, б показан примерный спектр последовательности радиоимпульсов, который внешне повторяет спектр последовательности прямоугольных импульсов, но сдвинут по оси частот на ω_0 .

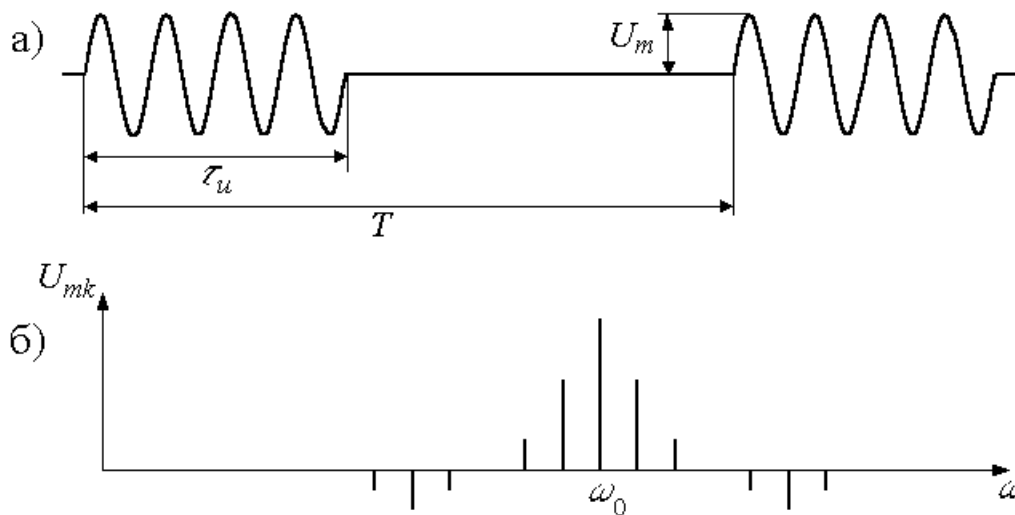


Рис. 7. Последовательность импульсов с синусоидальным заполнением

Теоретически ряд Фурье содержит бесконечно большое число гармоник, однако форма многих электрических воздействий такова, что ряд быстро сходится и при расчетах можно ограничиться только

небольшим числом гармоник. При этом вводят понятие ширины спектра, под которым понимают тот частотный интервал, в котором сосредоточено не менее 90% энергии импульса, либо амплитуды гармоник при плавном их уменьшении достигают уровня менее 0,1 от максимального значения. Так для рассмотренной последовательности прямоугольных импульсов ширину спектра берут в интервале частот от 0 до $2\pi/\tau_u$, где сосредоточено до 95% энергии импульса.

Приведенное ранее определение действующего значения на основании сопоставления с тепловым действием постоянного тока справедливо для любого периодического тока. Поэтому действующее значение периодического несинусоидального тока определим, как и

ранее, выражением $I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}$, в котором ток определяется формулой

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{mk} \sin(k\omega_1 t + \varphi_k).$$

Интеграл под корнем можно представить в виде суммы интегралов четырех типов:

$$1) \frac{1}{T} \int_0^T I_{mk}^2 \sin^2(k\omega_1 t + \varphi_k) dt = \frac{I_{mk}^2}{2} = I_k^2.$$

Этот интеграл по определению равен квадрату действующего значения гармонической составляющей k -го порядка.

$$2) \frac{1}{T} \int_0^T I_0^2 dt = I_0^2.$$

Это квадрат постоянной составляющей тока.

$$3) \frac{1}{T} \int_0^T I_0 I_{mk} \sin(k\omega_1 t + \varphi_k) dt = 0.$$

Интеграл равен нулю, так как он вычисляется за целое число периодов от синусоидальной функции.

$$4) \frac{1}{T} \int_0^T I_{mn} I_{mk} \sin(k\omega_1 t + \varphi_k) \sin(n\omega_1 t + \varphi_n) dt = 0.$$

Таким образом, действующее значение периодического несинусоидального тока $I = \sqrt{I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k^2}$, то есть равно корню квадратному из суммы квадратов постоянной составляющей и квадратов действующих значений всех гармонических составляющих.

Непериодические воздействия

Непериодическое воздействие (одиночный импульс) можно рассматривать как предел периодического при $T \rightarrow \infty$. При этом, частоты соседних гармоник окажутся сколь угодно близкими, то есть дискретную переменную $k\omega_1$ можно заменить непрерывной переменной ω – текущей частотой, $\Delta\omega \rightarrow d\omega$, а операцию суммирования операцией интегрирования.

Амплитудные коэффициенты A_{mk} становятся неограниченно малыми из-за наличия величины T в знаменателе. Поэтому для характеристики спектра воздействия вводят другую комплексную функцию – спектральную плотность $\dot{S}(\omega)$: $\dot{S}(\omega) = \frac{T}{2} \dot{A}_{mk}$. Тогда из (9) получим

$$\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{x}(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (10)$$

Подставляя спектральную плотность $S(\omega)$ в выражение для ряда Фурье (8), а, также учитывая, что $\frac{1}{T} = \frac{\omega_1}{2\pi} = \frac{\Delta\omega}{2\pi}$, в результате перехода к интегралу при указанных ранее условиях, получаем следующее выражение

$$\dot{x}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (11)$$

Соотношения (10) и (11) представляют собой пару преобразований Фурье: первое – прямое преобразование Фурье – позволяет определить спектральную плотность несинусоидального воздействия, если оно задано некоторой функцией времени, второе – обратное преобразование Фурье – позволяет определить форму воздействия по его спектральной

плотности. То есть, описание одного и того же воздействия допускает две совершенно равноправные математические модели – функцию во временной области и функцию в частотной области. Представление во временной области удобнее при визуальном наблюдении, например, на экране осциллографа, а представление в частотной области удобно при анализе прохождения сигналов через различные цепи и устройства.

Рассмотрим пример воздействия в виде экспоненциального импульса, который описывается функцией вида $u(t) = Ee^{-\alpha_1 t}$ при положительном вещественном значении α_1 и $t \geq 0$. Такое воздействие, строго говоря, лишь условно можно назвать импульсом из-за его поведения при $t \rightarrow \infty$. Однако условие $\alpha_1 > 0$ обычно обеспечивает быстрое (экспоненциальное) уменьшение амплитуды. Эффективную длительность подобных импульсов определяют из условия, по крайней мере, 10 кратного уменьшения уровня: $\exp(-\alpha_1 \tau_u) = 0,1$ и $\tau_u = 2,3/\alpha_1$.

Спектральная плотность экспоненциального импульса

$$\dot{S}(\omega) = E \int_0^{\infty} e^{-(\alpha_1 + j\omega)t} dt = \frac{E}{\alpha_1 + j\omega}.$$

На рис. 8, а, б показаны вид экспоненциального импульса и его амплитудный спектр $E/\sqrt{\alpha_1^2 + \omega^2}$.

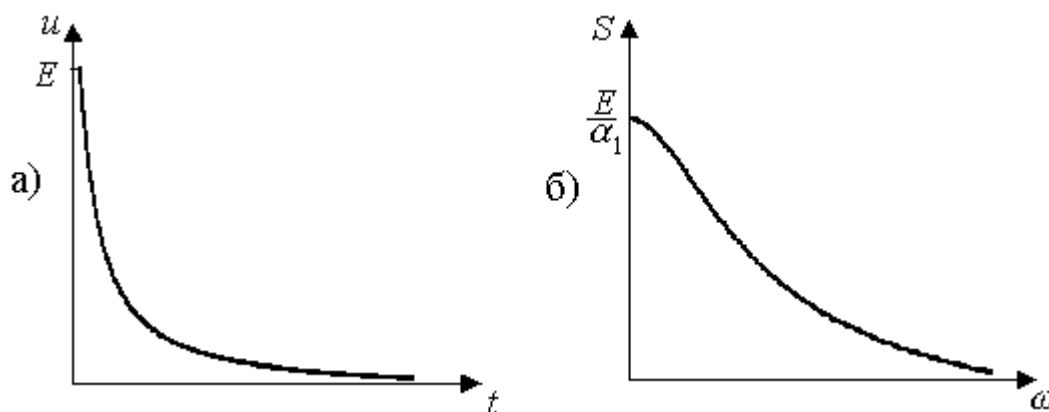


Рис. 8. Экспоненциальный импульс (а) и его амплитудный спектр (б)

Ширину спектра экспоненциального импульса определяют из условия, что на верхней граничной частоте ω_b амплитуда спектральной

плотности уменьшилась в 10 раз по отношению к максимальному значению. То есть $\omega_b \approx 10\alpha_1$.

Для исследования характеристик цепей помимо прямоугольного и экспоненциального импульсов используют другие импульсные воздействия. Наибольшее распространение получили: единичная ступенчатая функция $\delta_1(t)$ (функция включения) и единичная импульсная функция $\delta(t)$ или дельта-функция (дельта-импульс).

Единичное ступенчатое воздействие $\delta_1(t)$ характеризует возмущение в цепи при включении на ее вход идеализированного источника напряжения или тока с помощью идеального ключа, обладающего нулевым сопротивлением, и представляет собой функцию, которая в некоторый момент времени, например, момент $t = 0$ изменяется скачком от 0 до 1 (рис. 9, а).

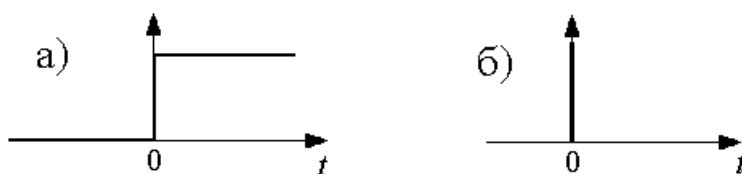


Рис. 9. Единичные ступенчатая (а) и импульсная (б) функции

Аналитическая запись единичной ступенчатой функции

$$\delta_1(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t < 0 \\ 1, & \text{при } t \geq 0 \end{cases}.$$

Умножение некоторой функции на единичную ступенчатую функцию обращает эту функцию в ноль при $t < 0$ и оставляет без изменения при $t > 0$.

Единичная импульсная функция $\delta(t)$ (рис. 9, б) представляет собой идеализированное импульсное воздействие, длительность которого бесконечно мала, а размах неограниченно велик, так что произведение амплитуды на длительность (площадь импульса) равняется 1: $\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$.

Аналитическая запись дельта-функции имеет вид $\delta(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } t \neq 0 \\ \infty, & \text{при } t = 0 \end{cases}$.

Единичную импульсную функцию можно рассматривать как производную от единичной ступенчатой функции $\delta(t) = \frac{d\delta_1(t)}{dt}$.

Произведение некоторой функции $x(t)$ на единичную импульсную функцию отлично от нуля только при $t=0$, а интеграл от этого произведения $\int_{-\infty}^{\infty} x(t)\delta(t)dt = x(0) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)dt = x(0)$.

Используя этот факт, получаем, что спектральная плотность единичной импульсной функции возникающей в момент времени $t=0$

вещественна и равна единице: $S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)e^{-j\omega t}dt = e^{-j\omega \cdot 0} = 1$. Если

дельта-импульс возникает не в момент времени $t=0$, а сдвинут на время τ , то имеет место запаздывание единичной импульсной функции и его

спектральная плотность $\dot{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t-\tau)e^{-j\omega t}dt = e^{-j\omega \tau}$.

Амплитудный спектр дельта-импульса по-прежнему равен единице во всем частотном диапазоне, то есть амплитуды гармоник не зависят от его положения на оси времени. В то же время фазовый спектр изменяется. То есть, при $\delta(0)$ синфазное сложение гармоник имеет место при $t=0$, а при запаздывании единичной импульсной функции на время τ – соответственно в момент времени τ .

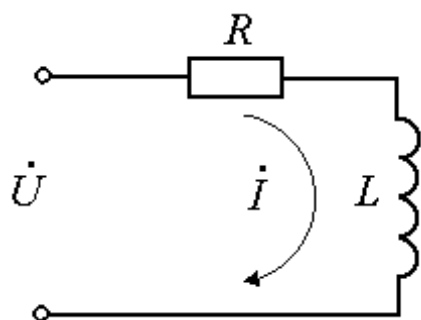
Раздел 3. Сопротивление электрической цепи

Рассмотрим простые цепи, составленные из последовательно или параллельно соединенных R C и L элементов.

Будем интересоваться током в цепи при действии источника напряжения или напряжением при действии источника тока. Тогда цепь рассматривают как двухполюсник, основным параметром которого является входное комплексное сопротивление $\dot{Z}$ или проводимость $\dot{Y}$: $\dot{Z} = 1/\dot{Y} = Ze^{j\varphi}$. Комплексное входное сопротивление представляет собой

отношение комплексных амплитуд напряжения и тока: модуль его равен отношению вещественных амплитуд напряжения и тока, аргумент – углу сдвига фаз между ними.

Последовательное соединение R и L элементов



$$\dot{U} = R\dot{I} + j\omega L\dot{I},$$

$$\dot{Z} = R + j\omega L.$$

Вещественная составляющая входного сопротивления $\operatorname{Re} \dot{Z} = R$, мнимая составляющая $\operatorname{Im} \dot{Z} = \omega L$, модуль $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$, фаза $\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L}{R}$. Ток в цепи, при начальной фазе напряжения равной нулю,

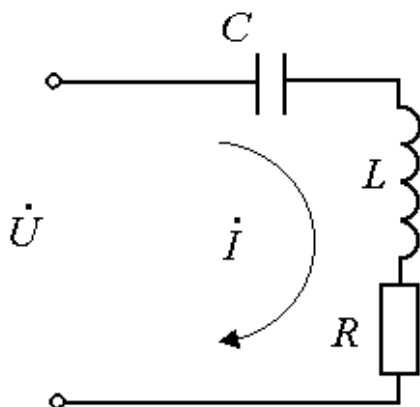
определяется формулой $\dot{I} = \frac{U}{R + j\omega L} = \frac{U}{Z} e^{-j\varphi}$. В тригонометрической

форме мгновенное значение тока $i = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \cos(\omega t - \varphi)$. Видно, что

ток отстает по фазе от напряжения на угол, который зависит от соотношения между активным и индуктивным сопротивлением.

Последовательная RLC цепь

Для неразветвленной R, L, C цепи



$$\dot{Z} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = \operatorname{Re} \dot{Z} + j \operatorname{Im} \dot{Z},$$

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2},$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}.$$

Значение тока в комплексной форме $\dot{I} = \frac{U}{Z} e^{-j\varphi} = I e^{j\varphi_I}$, в

тригонометрической – $I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \cos(\omega t - \varphi)$.

В зависимости от разности $\omega L - 1/\omega C$ фаза комплексного сопротивления может быть больше, либо меньше нуля.

При $\varphi > 0$ ток отстает по фазе от напряжения, что соответствует индуктивному характеру комплексного сопротивления, при $\varphi < 0$ ток опережает по фазе напряжение, что соответствует его емкостному характеру.

При $\varphi = 0$ входное сопротивление цепи чисто активное, а реактивная составляющая равна нулю, что соответствует условию резонанса. Частота $\omega_p = 1/\sqrt{LC}$ называется частотой резонанса и характеризуется максимальным значением амплитуды тока.

На рис. 10 для иллюстрации показаны соответственно сплошной и пунктирной линией примерные частотные зависимости амплитуды тока и угла сдвига фаз между током и напряжением в области частот, близких к резонансу (фаза тока φ_I противоположна по знаку фазе входного сопротивления). Это так называемые резонансные кривые для амплитуды и фазы тока.

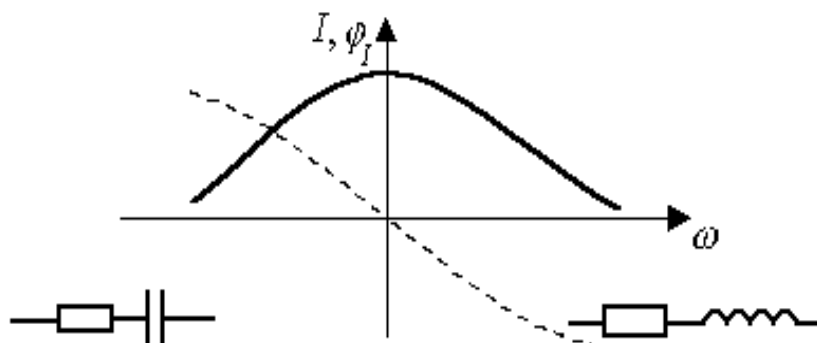


Рис. 10. Частотные зависимости амплитуды и фазы тока
в области резонанса

На частоте резонанса в последовательной RLC цепи выполняются следующие соотношения для напряжений на индуктивном (U_{Lp}) и емкостном U_{Cp} элементах:

$$U_{Lp} = I_p \omega_p L = U \frac{\omega_p L}{R} = UQ, \quad U_{Cp} = I_p \frac{1}{\omega_p C} = U \frac{1}{\omega_p RC} = UQ.$$

Величина

$$Q = \frac{\omega_p L}{R} = \frac{1}{\omega_p RC} = \frac{\rho}{R}. \quad (12)$$

называется добротностью и показывает во сколько раз напряжение на емкости и индуктивности превосходит напряжение, действующее на входе цепи, $\rho = \sqrt{L/C} = \omega_p L = 1/\omega_p C$ носит название характеристического сопротивления.

Благодаря тому, что напряжение на реактивных элементах может значительно превышать входное, говорят о резонансе напряжений в последовательной RLC цепи.

Учитывая выражение для добротности, частотную характеристику тока в цепи (или напряжения на резисторе) можно переписать в виде

$$\frac{I}{I_p} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega} \right)^2}}.$$

Добротность не только определяет возрастание амплитуды напряжения на реактивных элементах, но и характеризует ширину резонансной кривой для тока в цепи.

Для оценки ширины резонансной кривой $\Delta\omega$ для тока обычно берут уровень $1/\sqrt{2} = 0,7$ от максимального значения, что соответствует половине потребляемой цепью мощности (рис. 11).

Для относительного значения тока (I/I_p) на уровне $1/\sqrt{2} = 0,7$ от максимального значения будет справедливо равенство

$$\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega} \right)^2} = \sqrt{2}.$$

При условии, что $\omega_p - \omega_1 \ll \omega_p$ будем иметь $Q \frac{2(\omega_p - \omega_1)}{\omega_p} = 1$.

Учитывая, что $\Delta\omega \approx 2(\omega_p - \omega_1) = 2(\omega_2 - \omega_p)$, в итоге получаем $\Delta\omega = \frac{\omega_p}{Q}$.

То есть, чем выше добротность цепи, тем уже резонансная кривая для тока.

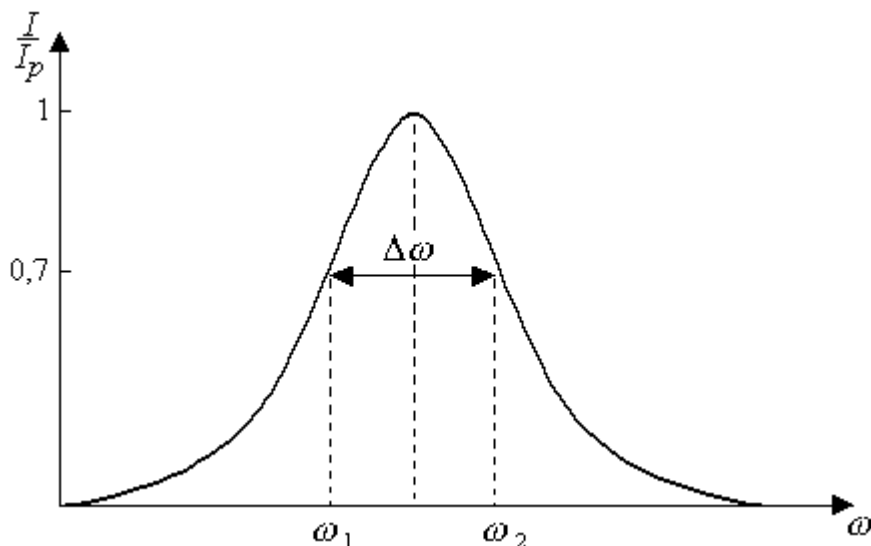


Рис. 11. Резонансная кривая тока в последовательной RLC цепи

Несмотря на то, что напряжение на индуктивном и емкостном элементах на частоте резонанса в добротность раз выше входного, в общем случае наибольшее значение напряжения на этих элементах достигается при частотах, несколько отличающихся от резонансной. Так, напряжение на емкостном элементе

$$U_C = \frac{1}{\omega C} I = \frac{1}{\omega C} \frac{U}{|Z|} = \frac{U}{\omega C \sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}} = \frac{U}{\sqrt{\omega^2 R^2 C^2 + (\omega^2 LC - 1)^2}},$$

и наибольшему значению $U_C(\omega)$ соответствует частота ω_C , при которой значение подкоренного выражения в последней формуле минимально. Для определения частоты ω_C нужно приравнять нулю первую производную по ω от подкоренного выражения: $2\omega R^2 C^2 + 4\omega^3 L^2 C^2 - 4\omega LC = 0$. В итоге получаем:

$$\omega_C = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{2L^2}} = \omega_p \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} < \omega_p.$$

Аналогично можно найти, что наибольшее значение напряжения на индуктивном элементе получается на частоте

$$\omega_L = \omega_p \sqrt{\frac{1}{1 - R^2 C / (2L)}} = \omega_p \sqrt{\frac{1}{1 - 1 / (2Q^2)}} > \omega_p.$$

Чем больше добротность цепи Q , тем меньше отличаются частоты ω_C и ω_L от резонансной частоты.

На рис. 12 приведены частотные зависимости напряжения на резистивном (U_R), емкостном (U_C) и индуктивном (U_L) элементах цепи в области резонанса.

Последовательная RLC цепь отчетливо проявляет свои резонансные свойства при подключении к источнику напряжения, поскольку внутреннее сопротивление источника ЭДС включенное последовательно с сопротивлением R цепи, уменьшает добротность.

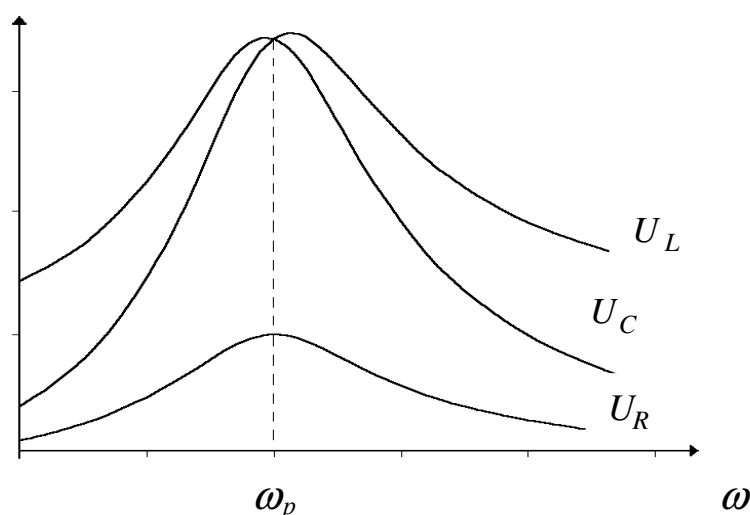
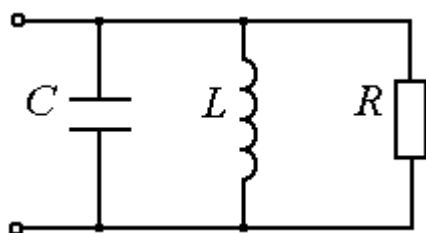


Рис. 12. Частотные зависимости напряжения на элементах последовательной RLC цепи в области резонанса

Параллельная RLC цепь

Для анализа будем использовать разветвленную цепь вида:



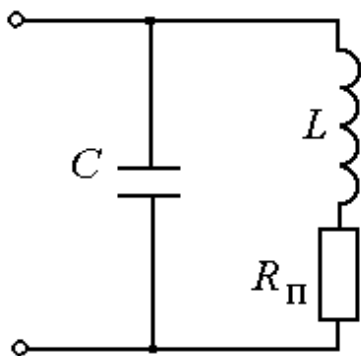
$$\dot{Y} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R} = \frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)$$

Выражение для проводимости параллельной RLC цепи по структуре совпадает с аналогичным выражением для сопротивления последовательной RLC цепи, что отражает свойство дуальности цепей. Опираясь на это свойство можно сделать ряд выводов. В частности, ток на частоте резонанса минимальный и равен $I_p = GU$. На индуктивном и емкостном элементах значение токов на резонансе одинаково: $I_L = I_C = Q_{\Sigma} I_p$, где $Q_{\Sigma} = R/\omega_p L = \omega_p RC$ – добротность параллельной RLC цепи. Поэтому, говорят о резонансе токов в параллельной RLC цепи, а сдвиг фаз между токами равен π , так как ток в индуктивном элементе отстает от напряжения по фазе на $\pi/2$, а ток в емкостном элементе опережает напряжение на такой же угол $\pi/2$.

Цепь из параллельно соединенных RLC элементов целесообразно подключать к источнику тока, поскольку сопротивление источника, подключенного к цепи (параллельно сопротивлению R), уменьшает добротность.

Рассмотренная цепь является идеальной. На частоте резонанса параллельное соединение L и C элементов обладает нулевой проводимостью и соответственно имеет бесконечно большое сопротивление.

Приведем пример цепи с параллельным включением емкостного и индуктивного элементов, когда учитываются потери энергии в проводах катушки: последовательно с индуктивностью L включено активное сопротивление R_{Π} .



$$\dot{Y} = j\omega C + \frac{1}{R_{\Pi} + j\omega L} = \frac{R_{\Pi}}{R_{\Pi}^2 + (\omega L)^2} + j\left(\omega C - \frac{\omega L}{R_{\Pi}^2 + (\omega L)^2}\right).$$

Условие резонанса токов записывается в виде равенства реактивных составляющих проводимости каждой ветви: $\frac{\omega_0 L}{R_{\Pi}^2 + (\omega_0 L)^2} = \omega_0 C$.

Из этого равенства следует, что при учете потерь в индуктивном элементе $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R_{II}^2}{L^2}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}} < \omega_p$, где $Q = \omega_p L / R_{II}$.

Будем полагать $Q \gg 1$. Тогда
$$\dot{Z} = \frac{\frac{1}{j\omega C}(R_{II} + j\omega L)}{R_{II} + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}.$$

На частоте резонанса $\omega_p = 1/\sqrt{LC}$, сопротивление цепи $Z \approx \frac{\rho^2}{R_{II}} = Q^2 R_{II}$ имеет конечную величину.

Раздел 4. Переходные процессы в линейных электрических цепях

Переходные процессы возникают в электрических цепях, прежде всего при подключении или отключении источника энергии, при обрывах цепи, при коротких замыканиях отдельных участков цепи и т.д. В перечисленных случаях на некоторое время устанавливается особый режим, при котором цепь переходит из одного установившегося состояния в другое.

Физической причиной возникновения переходных процессов в цепях является наличие в них индуктивных и емкостных элементов, в которых энергия магнитного и электрического полей не может изменяться скачком при коммутации (переключениях) цепи.

Переходные процессы в RL цепи

Рассмотрим пример установления тока при подключении источника постоянного напряжения к цепи из последовательно соединенных индуктивного элемента и резистора (рис. 13, а).

В момент времени $t = 0$ замкнем ключ K . Ток в цепи начнет нарастать и, согласно закона Ома, $-L \frac{di}{dt} = Ri - E$. Введем переменную $u = Ri - E$, тогда $du = R di$. Используя для постоянной времени цепи обозначение $\tau = L/R$, получаем $\tau \frac{du}{u} = -dt$.

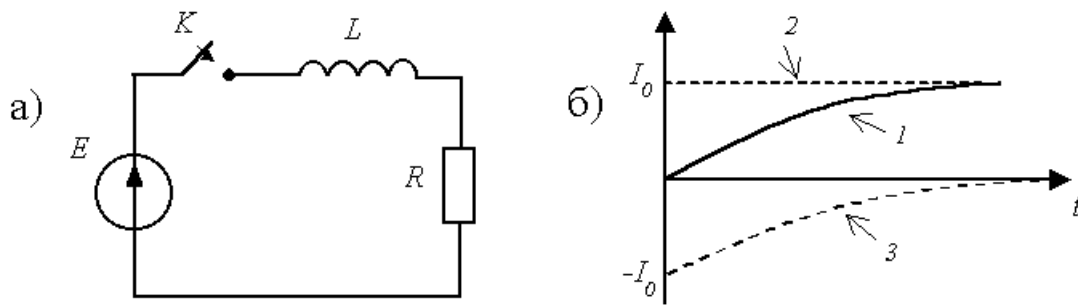


Рис. 13. Переходной процесс в RL цепи

Интегрирование последнего выражения по u (от $-E$ до $Ri - E$) и по t (от 0 до t) дает $\ln[(Ri - E)/(-E)] = -\frac{t}{\tau}$ и

$$i(t) = I_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) = I_0 (1 - e^{-\alpha t}),$$

где $\alpha = 1/\tau = R/L$, а $I_0 = E/R$ – представляет собой установившийся ток (строго говоря, при $t \rightarrow \infty$). График $i(t)$ – возрастания силы тока со временем – показан на рис. 13, б (линия 1).

Следуя рис. 13, б можно говорить, что в момент $t = 0$ возникает два тока: первый ток (линия 2), его называют током установившегося режима и обычно обозначают i_y (в нашем случае $i_y = I_0$), и второй ток (линия 3), его называют свободным током и обычно обозначают $i_{св}$ (в нашем случае $i_{св} = -I_0 \exp(-t/\tau)$). Сумма этих двух токов и дает результирующий ток в цепи при подключении к ней источника постоянного напряжения.

Свободный ток вызывается несоответствием между энергией, сосредоточенной в магнитном поле индуктивного элемента в момент времени непосредственно предшествующий коммутации, и энергии при новом установившемся режиме. Эта энергия не может измениться скачком, и ее постепенное изменение обуславливает переходной процесс.

В общем случае расчет переходных процессов осуществляется методами, основанными на решении дифференциальных уравнений, описывающих состояние цепи (это так называемые «классические» методы, реализуемые классической математикой).

Повторим расчет переходного процесса для RL цепи.

Неоднородное дифференциальное уравнение, описывающее состояние цепи, приведенной на рис. 13, а имеет вид: $L \frac{di}{dt} + Ri = E$.

Общее решение этого уравнения, как обычно, будем искать в виде суммы его частного решения и общего решения соответствующего однородного уравнения $L \frac{di}{dt} + Ri = 0$.

Частным решением неоднородного дифференциального уравнения обычно выбирают установившийся режим. В рассматриваемом примере это постоянный ток после окончания переходного процесса $i_y = I_0 = E/R$. Непосредственной подстановкой легко убедиться, что это частное решение удовлетворяет неоднородному дифференциальному уравнению, описывающему состояние цепи.

Являющееся свободным током общее решение однородного дифференциального уравнения ищем в виде $i_{cs} = Ae^{pt}$, где $p = -R/L = -\alpha$ – корень характеристического уравнения $Lp + R = 0$.

Таким образом, общее решение имеет вид $i = i_y + i_{cs} = \frac{E}{R} + Ae^{-\alpha t}$.

Определим постоянную интегрирования A исходя из условия, что ток в индуктивном элементе в момент коммутации не может измениться скачком, а в момент коммутации он был равен нулю. То есть $\frac{E}{R} + A = 0$ и

$A = -\frac{E}{R}$. Подставив это значение в общее решение неоднородного дифференциального уравнения, получим уже известное выражение $i = I_0(1 - e^{-\alpha t})$. Зная зависимость тока от времени, нетрудно определить напряжение на резистивном и индуктивном элементах: $U_R = E(1 - e^{-\alpha t})$, $U_L = Ee^{-\alpha t}$.

Обычно переходной процесс считают завершившимся за время $t_{II} = 3\tau$, что соответствует уровню $0.95I_0$.

Другой возможный случай возникновения переходного процесса – короткое замыкание катушки индуктивности с током, как это показано на рис. 14, а. Так как отсутствует ЭДС, дифференциальное уравнение, описывающее переходной процесс после замыкания ключа, будет

однородным: $L \frac{di}{dt} + Ri = 0$, и его решение состоит только из свободной составляющей $i = i_{cs} = Ae^{-\alpha t}$.

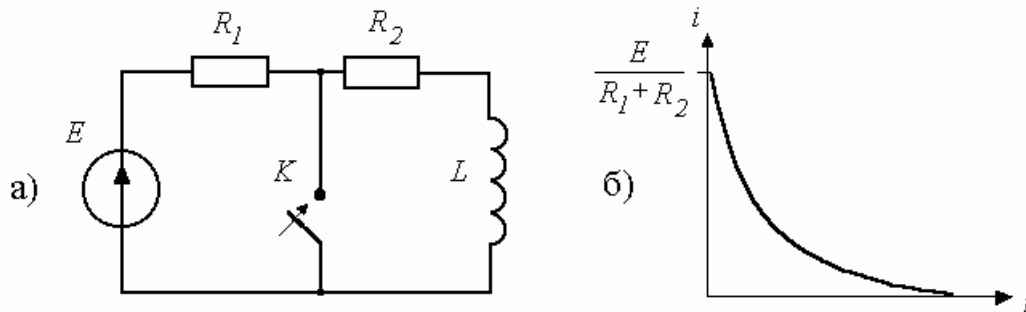


Рис. 14. Переходной процесс при замыкании катушки индуктивности

В момент замыкания ключа ($t = 0$) в индуктивном элементе был постоянный ток $I_0 = \frac{E}{R_1 + R_2} = A$. То есть, $i = \frac{E}{R_1 + R_2} e^{-\alpha t}$.

График изменения тока показан на рис. 14, б.

Рассмотрим также случай размыкания цепи с катушкой индуктивности. Особенность здесь заключается в том, что в момент разрыва цепи напряжение между расходящимися контактами ключа резко возрастает за счет ЭДС самоиндукции, возникающей в катушке. Ток в цепи прекращается практически мгновенно, поэтому значение $L \frac{di}{dt}$ может быть большим, что приводит в итоге к образованию между контактами электрической дуги. Чтобы этого не было, RL цепь после отключения постоянной ЭДС мгновенно замыкают специальным резистором. На рис. 15 а, б показаны соответственно описываемая схема и пример ее практической реализации, в котором применен диод, обладающий пренебрежимо малым сопротивлением для одного направления тока, и большим сопротивлением для противоположного направления (ток, протекающий через диод в переходном процессе, противоположен по направлению первоначальному току).

Уравнение цепи после отключения ЭДС имеет вид $L \frac{di}{dt} + (R_1 + R_2)i = 0$.

В переходном процессе имеется только свободная составляющая тока $i = i_{cs} = Ae^{-\alpha t}$, где $\alpha = (R_1 + R_2)/L$. Константа A определяется из

начальных условий: так как в момент размыкания контактов в индуктивном элементе был постоянный ток $I_0 = E/R_1$, то в итоге имеем $i = I_0 e^{-\alpha t}$.

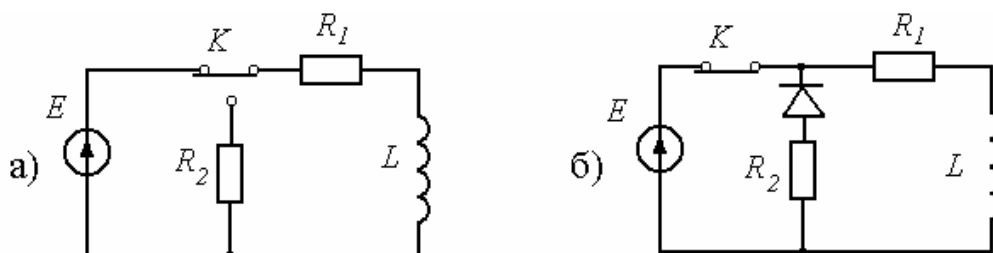
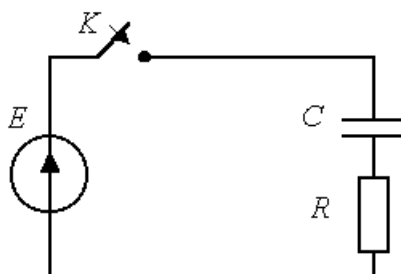


Рис. 15. Размыкание цепи с катушкой индуктивности

Возникающая после размыкания контактов ЭДС самоиндукции в катушке будет равна $e_L = -L \frac{di}{dt} = E \frac{R_1 + R_2}{R_1} e^{-\alpha t}$.

Переходные процессы в RC цепи

Аналогично предыдущему рассмотрению можно получить соотношения, описывающие переходной процесс в RC цепи. Возьмем для примера подключение цепи к источнику постоянного напряжения.



$$Ri + u_c = E,$$

$$i = C \frac{du_c}{dt},$$

$$RC \frac{du_c}{dt} + u_c = E.$$

Общее решение будем искать, как и раньше, в виде суммы установившейся и свободной составляющих $u_c = u_{cy} + u_{c св}$.

Первая составляющая – установившийся режим $u_{cy} = E$, так как заряд емкостного элемента закончится, когда напряжение u_c будет равно ЭДС источника. Вторая составляющая соответствует свободному процессу, то есть, решению однородного дифференциального уравнения $RC \frac{du_c}{dt} + u_c = 0$ и равна $u_{c св} = Ae^{pt}$, где $p = -1/RC = -\alpha$ – корень характеристического уравнения $RCp + 1 = 0$. Общее решение $u_c = E + Ae^{-t/RC}$.

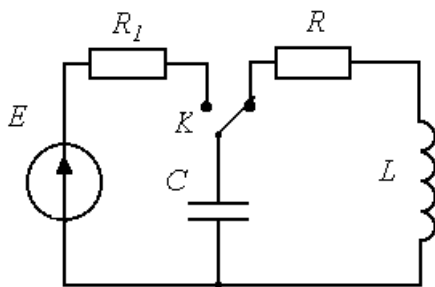
Для определения постоянной A воспользуемся тем условием, что в момент подключения источника напряжения конденсатор не был заряжен, то есть, при $t = 0$ $E + A = 0$. Значит $A = -E$ и

$$u_c = E(1 - e^{-t/RC}) = E(1 - e^{-\alpha t}).$$

Ток через емкостной элемент имеет вид $i_c = C \frac{du_c}{dt} = \frac{E}{R} e^{-\alpha t}$, а напряжение на резисторе $u_R = Ri = Ee^{-\alpha t}$.

Переходные процессы в RLC цепи

Предположим, что емкостной элемент был сначала заряжен от источника ЭДС до напряжения E . В момент времени $t = 0$ ключ замыкает емкостной элемент на цепь из последовательно соединенных L и R : начинается разряд конденсатора. При этом энергия электрического поля емкостного элемента преобразуется в энергию магнитного поля индуктивного элемента и частично рассеивается в резистивном элементе.



$$\begin{aligned} u_c &= u_R + u_L, \\ Ri + L \frac{di}{dt} - u_c &= 0, \\ i &= -C \frac{du_c}{dt}. \end{aligned}$$

Состояние рассматриваемой цепи описывается однородным дифференциальным уравнением второго порядка, которое имеет вид:

$$LC \frac{d^2 u}{dt^2} + RC \frac{du}{dt} + u_c = 0.$$

Характеристическое уравнение в этом случае $LCp^2 + RCp + 1 = 0$.

Общее решение однородного дифференциального уравнения состоит из свободной составляющей $u_c = u_{cсв} = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$, где

$$p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} \text{ — корни характеристического уравнения.}$$

В зависимости от значений параметров элементов цепи возможны следующие варианты решения характеристического уравнения:

1. $R^2/(2L)^2 < 1/(LC)$ – оба корня комплексные сопряженные и разрядка конденсатора имеет колебательный характер.

2. $R^2/(2L)^2 > 1/(LC)$ – корни характеристического уравнения действительные и отрицательные, а разрядка конденсатора имеет апериодический (экспоненциально-затухающий) характер.

3. $R^2/(2L)^2 = 1/(LC)$ – имеет место критический режим, при котором характеристическое уравнение имеет одинаковые действительные корни, и процесс разрядки также носит апериодический характер.

Если вести рассмотрение относительно добротности RLC цепи, то условие колебательного процесса $\frac{R^2}{(2L)^2} < \frac{1}{LC} = \omega_p^2$, соответствует случаю $4\omega_p^2 L^2 / R^2 > 1$ или $Q > 1/2$.

Наиболее часто встречающиеся электрические цепи имеют $Q > 1/2$. Поэтому рассмотрим этот случай более подробно.

Характеристическое уравнение имеет два корня $p_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_0$, где $\alpha = R/2L = \omega_p/2Q$ – коэффициент затухания, а $\omega_0 = \sqrt{\omega_p^2 - \alpha^2}$ – собственная частота колебательного процесса.

Подставляя значения корней уравнения, получим зависимость от времени напряжения на емкостном элементе и разрядный ток:

$$u_c = e^{-\alpha t} (A_1 e^{j\omega_0 t} + A_2 e^{-j\omega_0 t})$$

$$i = -C e^{-\alpha t} \left[-\alpha (A_1 e^{j\omega_0 t} + A_2 e^{-j\omega_0 t}) + j\omega_0 (A_1 e^{j\omega_0 t} - A_2 e^{-j\omega_0 t}) \right].$$

Константы A_1 и A_2 определим из начальных условий: напряжение на конденсаторе было равно E , а ток в индуктивном элементе был равен нулю. То есть, $u_c(0) = E = A_1 + A_2$ и $i(0) = 0 = C[\alpha(A_1 + A_2) - j\omega_0(A_1 - A_2)]$. Откуда $A_1 = E(\alpha + j\omega_0)/2j\omega_0$, $A_2 = E(j\omega_0 - \alpha)/2j\omega_0$.

Учитывая, что $e^{\pm j\omega_0 t} = \cos \omega_0 t \pm j \sin \omega_0 t$, для напряжения на конденсаторе получим $u_c = \frac{E}{\omega_0} e^{-\alpha t} (\omega_0 \cos \omega_0 t + \alpha \sin \omega_0 t)$. Поскольку сумму

двух гармонических колебаний, находящихся в квадратуре и имеющих нулевые начальные фазы, можно представить в виде одного гармонического колебания с некоторой начальной фазой, запишем

$$u_c = \frac{\omega_p E}{\omega_0} e^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \varphi) \text{ и } i = \frac{E}{\omega_0 L} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t.$$

То есть, напряжение на конденсаторе и разрядный ток можно рассматривать как синусоидальные, но с амплитудой, уменьшающейся по экспоненциальному закону.

На рис. 16 показан примерный вид тока в переходном процессе.

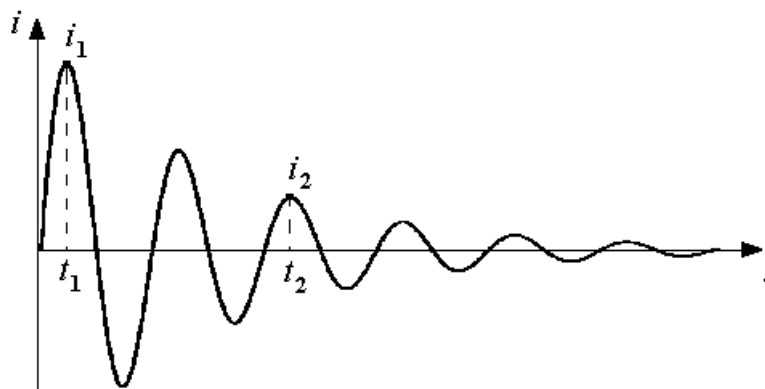


Рис. 16. Ток в переходном процессе

Если взять в соответствии с рис. 16 два момента времени t_1 и t_2 , то $i_1 = \frac{E}{\omega_0 L} e^{-\alpha t_1}$, а $i_2 = \frac{E}{\omega_0 L} e^{-\alpha t_2}$. Учитывая, что $t_2 - t_1 = nT$, где n – число периодов синусоиды в интервале времени $t_2 - t_1$, для отношения

амплитуд можно записать $\frac{i_1}{i_2} = e^{\alpha n T} = e^{\frac{\pi n}{Q}}$. А добротность цепи будет

определяться формулой $Q = \pi n / \ln \frac{i_1}{i_2}$.

Если для оценки длительности переходного процесса использовать тот же критерий, что и ранее: $t_{\Pi} = 3\tau$, то, учитывая, что постоянная времени RLC цепи равна $2Q/\omega_p$, получаем $t_{\Pi} \approx TQ$. Если предполагать, что за время t_{Π} в переходном процессе укладывается n периодов синусоиды, то получается, что $n \approx Q$. То есть, чем больше добротность, тем дольше длится переходной процесс.

При подключении последовательной RLC цепи к источнику постоянного напряжения будем иметь неоднородное дифференциальное уравнение $LC \frac{d^2 u_c}{dt^2} + RC \frac{du_c}{dt} + u_c = E$. Решение этого уравнения представляет собой наложение установившегося и свободного процессов $u_c = u_{cy} + u_{cсв}$ и записывается в виде $u_c = E + A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$, $i = p_1 C A_1 e^{p_1 t} + p_2 C A_2 e^{p_2 t}$.

До замыкания ключа напряжения на емкости и тока в цепи не было. Поэтому $u_c(0) = 0 = E + A_1 + A_2$, $i(0) = 0 = p_1 A_1 + p_2 A_2$. Тогда

$$A_1 = \frac{p_2 E}{p_1 - p_2}, \quad A_2 = \frac{p_1 E}{p_2 - p_1}.$$

Ограничимся анализом колебательного режима. Тогда

$$u_c = E \left(1 - \frac{\omega_p}{\omega_0} e^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \varphi) \right), \quad i = \frac{E}{\omega_0 L} e^{-\alpha t} \sin \omega_0 t.$$

В качестве примера переходного процесса в электрической цепи синусоидального тока рассмотрим высокочастотную последовательную RLC цепь, которая подключается к источнику синусоидального напряжения $u(t) = U_m \sin \omega t$ (рис. 17, а).

Установившийся ток в цепи $i_y = \frac{U_m}{Z} \sin(\omega t + \varphi) = I_m \sin(\omega t + \varphi)$. Добавим соответствующую свободную составляющую и получим общее выражение для тока: $i = I_m \sin(\omega t + \varphi) + A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$.

Интегрирование этого выражения дает заряд

$$q = q_y + q_{св} = -\frac{I_m}{\omega} \cos(\omega t + \varphi) + \frac{A_1}{p_1} e^{p_1 t} + \frac{A_2}{p_2} e^{p_2 t}.$$

Если в начальный момент времени ($t = 0$) ток и заряд равны нулю, то

$$A_1 + A_2 = -I_m \sin \varphi = -i(0) \quad \text{и} \quad \frac{A_1}{p_1} + \frac{A_2}{p_2} = \frac{I_m}{\omega} \cos \varphi = q(0). \quad \text{Откуда получим}$$

$A_1 = -\frac{i(0)p_1 + q(0)p_1p_2}{p_1 - p_2}$. Для высокочастотных цепей $p_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_p$. Тогда

$$p_1p_2 = \omega_p^2, \quad p_1 - p_2 = 2j\omega_p \quad \text{и} \quad A_1 = -\frac{q(0)\omega_p^2 + i(0)(-\alpha + j\omega_p)}{2j\omega_p}.$$

Подставляя значения $q(0)$ и $i(0)$, после преобразований получим

$$A_1 = -\frac{I_m}{2} \left[\sin \varphi + j \left(\frac{\alpha}{\omega_p} \sin \varphi - \frac{\omega_p}{\omega} \cos \varphi \right) \right].$$

Для частот ω , мало отличающихся от ω_p , можно записать

$$A_1 = -\frac{I_m}{2} (\sin \varphi - j \cos \varphi) \quad \text{и, следовательно} \quad A_2 = -\frac{I_m}{2} (\sin \varphi + j \cos \varphi).$$

Возвращаясь к общему выражению для тока в цепи, получим сумму или наложение установившейся синусоидальной составляющей с частотой ω и свободной составляющей в виде затухающей по экспоненте синусоидальной функции с частотой ω_p :

$$i = I_m \sin(\omega t + \varphi) - I_m e^{-\alpha t} \sin(\omega_p t + \varphi).$$

При выполнении условия $\omega = \omega_p$ ток в переходном процессе возрастет по закону $i = I_m (1 - e^{-\alpha t}) \sin(\omega_p t + \varphi)$ и показан на рис. 17. б.

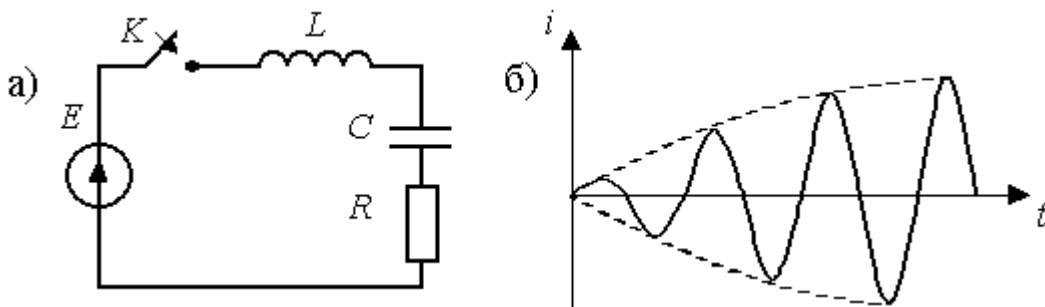


Рис. 17. Возрастание тока в переходном процессе при $\omega = \omega_p$

При $\alpha \rightarrow 0$ и $\omega \approx \omega_p$ в начале переходного процесса наблюдаются

биения: $i \approx 2I_m \sin \frac{\omega - \omega_p}{2} t \cos \left(\frac{\omega + \omega_p}{2} t + \varphi \right)$. Ток меняется с частотой $(\omega + \omega_p)/2$, близкой к частоте приложенного напряжения; а его амплитуда

изменяется по синусоидальному закону с низкой частотой $(\omega - \omega_p)/2$ (рис. 18, а). Для конечных значений α переходной процесс имеет примерный вид, показанный на рис. 18, б.

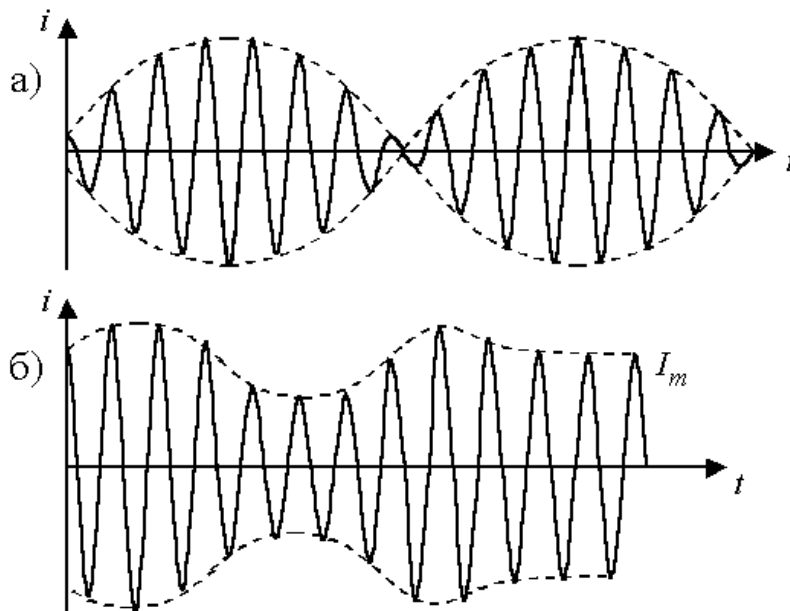


Рис. 18. Вид переходного процесса при разных значениях α

Контрольные вопросы и тестовые задания

1. Что представляет собой резистивный элемент?
2. Перечислите свойства индуктивного элемента.
3. Перечислите свойства емкостного элемента.
4. Чем линейный элемент цепи отличается от нелинейного?
5. Какие цепи называются пассивными?
6. Поясните схему замещения реальной катушки индуктивности.
7. Что такое электрический сигнал?
8. Перечислите виды электрических сигналов.
9. Перечислите параметры гармонического сигнала.
10. Что дает линейная комбинация нескольких гармонических колебаний с одной и той же частотой?
11. Что получается в результате дифференцирования гармонических колебаний?
12. Что получается в результате интегрирования гармонических колебаний?

13. Для каких целей применяется спектральное представление сигналов?
14. Какова особенность спектра последовательности прямоугольных импульсов?
15. Чему равна самая низкая частота в спектре прямоугольного импульса?
16. Чему равна ширина спектра последовательности прямоугольных импульсов?
17. Чем спектр последовательности прямоугольных импульсов отличается от спектра одиночного прямоугольного импульса?
18. Что представляет собой преобразование Фурье?
19. Как выглядит спектр экспоненциального импульса?
20. Какова ширина спектра экспоненциального импульса?
21. Что такое дельта-функция?
22. Какой вид имеет аналитическая запись дельта-функции?
23. Каков спектральный состав дельта-импульса?
24. Чем характеризуется сопротивление индуктивного элемента?
25. Чем характеризуется сопротивление емкостного элемента?
26. Комплексное сопротивление равно $Z=3+j5$ Ом. Вычислить активную и реактивную проводимость.
27. Комплексная проводимость равна $Y=0,2-j0,2$ См. Вычислить активное и реактивное сопротивление.
28. Запишите формулу для комплексной проводимости при последовательном соединении RLC (модуль и фаза).
29. Запишите формулу для комплексной проводимости при параллельном соединении RLC (модуль и фаза).
30. В чем заключается явление резонанса напряжений, и при каких условиях оно возникает?
31. Объясните, почему при резонансе напряжений ток максимален.
32. Дайте определение резонанса токов в электрической цепи.
33. Что такое добротность цепи?
34. Напишите формулы для определения добротности?
35. Резонанс напряжения в RLC цепи наступает на $f=1$ МГц. Полоса пропускания 5 МГц. Сопротивление цепи на резонансе 50 Ом. Найти L и C .
36. Что такое биение?

1. Какой элемент цепи с сосредоточенными параметрами отвечает за потери энергии?
 - A. Резистивный.
 - B. Емкостной.
 - C. Индуктивный.
 - D. Все перечисленные элементы.

2. Какой элемент цепи с сосредоточенными параметрами отвечает за преобразование электрической энергии?
 - A. Резистивный.
 - B. Емкостной.
 - C. Индуктивный.
 - D. Все перечисленные элементы.

3. Какой элемент цепи с сосредоточенными параметрами отвечает за преобразование магнитной энергии?
 - A. Резистивный.
 - B. Емкостной.
 - C. Индуктивный.
 - D. Все перечисленные элементы.

4. Для какого элемента цепи вольт-амперная характеристика определяется законом Ома?
 - A. Резистивный.
 - B. Емкостной.
 - C. Индуктивный.
 - D. Все перечисленные элементы.

5. На каком элементе цепи напряжение пропорционально производной от протекающего тока?
 - A. Резистивный.
 - B. Емкостной.
 - C. Индуктивный.
 - D. Все перечисленные элементы.

6. Как называется элемент цепи, в котором имеется зависимость его параметра от величины протекающего тока?
- A. Идеальный.
 - B. Линейный.
 - C. Нелинейный.
 - D. Реактивный.
7. Как называется элемент цепи, в котором отсутствует зависимость его параметра от величины протекающего тока?
- A. Идеальный.
 - B. Линейный.
 - C. Нелинейный.
 - D. Реактивный.
8. На каком элементе цепи ток определяется через интеграл от приложенного напряжения?
- A. Резистивный.
 - B. Емкостной.
 - C. Индуктивный.
 - D. Все перечисленные элементы.
9. На каком элементе цепи ток пропорционален производной от приложенного напряжения?
- A. Резистивный.
 - B. Емкостной.
 - C. Индуктивный.
 - D. Все перечисленные элементы.
10. Какой из перечисленных элементов не является реактивным?
- A. Резистивный.
 - B. Емкостной.
 - C. Индуктивный.
11. Каким внутренним сопротивлением обладает источник напряжения?
- A. Равным нулю.

- В. Равным бесконечности.
- С. Равным сопротивлению нагрузки.
- Д. Не имеет значения.

12. Каким внутренним сопротивлением обладает источник тока?

- А. Равным нулю.
- В. Равным бесконечности.
- С. Равным сопротивлению нагрузки.
- Д. Не имеет значения.

13. Какие из элементов являются дуальными?

- А. Емкость и индуктивность.
- В. Емкость и сопротивление.
- С. Индуктивность и сопротивление.
- Д. Любые из перечисленных элементов.

14. В каком случае уравнения, описывающие процессы в цепи будут алгебраическими?

- А. Когда цепь содержит емкостные, индуктивные и резистивные элементы.
- В. Когда цепь содержит только емкостные элементы.
- С. Когда цепь содержит только резистивные элементы.
- Д. Когда цепь содержит только индуктивные элементы.

15. Два гармонических колебания находятся в квадратуре, если сдвиг фазы между ними равен?

- А. Нулю.
- В. 90 градусов.
- С. 180 градусов.
- Д. Не зависит от сдвига фазы.

16. Как связаны между собой амплитудное и действующее значение синусоидального тока?

- A. Они равны.
- B. Различаются в два раза.
- C. Различаются в 1,7 раза.
- D. Различаются в 1,4 раза.

17. Для какого элемента цепи с сосредоточенными параметрами мгновенное значение протекающего тока совпадает по фазе с приложенным гармоническим напряжением?

- A. Резистивный.
- B. Емкостной.
- C. Индуктивный.
- D. Все перечисленные элементы.

18. Для какого элемента цепи с сосредоточенными параметрами мгновенное значение протекающего тока отстает от приложенного гармонического напряжения?

- A. Резистивный.
- B. Емкостной.
- C. Индуктивный.
- D. Все перечисленные элементы.

19. Для какого элемента цепи с сосредоточенными параметрами мгновенное значение протекающего тока опережает приложенное гармоническое напряжение?

- A. Резистивный.
- B. Емкостной.
- C. Индуктивный.
- D. Все перечисленные элементы.

20. При определении спектра последовательности прямоугольных импульсов амплитудой E , длительностью τ и периодом следования импульсов T частота низшей гармоники определяется формулой?

- A. $2\pi/\tau$.
- B. $2\pi/T$.
- C. $2E \cdot \tau/T$.

D. $2E \cdot \tau \cdot T$.

21. При определении спектра последовательности прямоугольных импульсов амплитудой E , длительностью τ и периодом следования импульсов T расстояние между гармониками определяется формулой?

A. $2\pi/\tau$.

B. $2\pi/T$.

C. $2E \cdot \tau/T$.

D. $2E \cdot \tau \cdot T$.

22. В каком случае последовательность прямоугольных импульсов амплитудой E , длительностью τ и периодом следования импульсов T называется меандром?

A. Всегда.

B. $\tau \ll T$.

C. $\tau = 2T$.

D. $T = 2\tau$.

23. Прямое преобразование Фурье позволяет определить?

A. Частоту синусоидального сигнала, воздействующего на объект исследований

B. Длительность прямоугольного импульса.

C. Частоту следования прямоугольных импульсов.

D. Спектральную плотность несинусоидального воздействия, если это воздействие задано некоторой функцией времени.

24. Как можно представить периодическое электрическое воздействие любой формы?

A. В виде суммы синусоидальных воздействий кратных частот определенной амплитуды и фазы.

B. В виде произведения синусоидальных воздействий кратных частот определенной амплитуды и фазы.

- С. В виде последовательности прямоугольных импульсов амплитудой E , длительностью τ и с периодом следования импульсов T .
- Д. В виде производной от протекающего тока.

25. Условием резонанса в RLC цепи является равенство?

- А. $LC=1$.
- В. $L/C=1$.
- С. $\omega L=\omega C$.
- Д. $\omega L=1/\omega C$.

26. Каково соотношение между током и напряжением на частоте резонанса в RLC цепи?

- А. Ток отстает по фазе от напряжения.
- В. Ток опережает по фазе напряжение.
- С. Ток совпадает по фазе с напряжением.

27. В последовательной RLC цепи наблюдается?

- А. Резонанс напряжения.
- В. Резонанс тока.
- С. Смешанный резонанс.
- Д. Ни какого резонанса не будет вообще.

28. В параллельной RLC цепи наблюдается?

- А. Резонанс напряжения.
- В. Резонанс тока.
- С. Смешанный резонанс.
- Д. Ни какого резонанса не будет вообще.

29. В последовательной RL цепи наблюдается?

- А. Резонанс напряжения.
- В. Резонанс тока.
- С. Смешанный резонанс.
- Д. Ни какого резонанса не будет вообще.

30. В последовательной RC цепи наблюдается
- A. Резонанс напряжения.
 - B. Резонанс тока.
 - C. Смешанный резонанс.
 - D. Ни какого резонанса не будет вообще.
31. Величина добротности RLC цепи показывает?
- A. Во сколько раз напряжение на активном сопротивлении больше входного напряжения.
 - B. Во сколько раз напряжение на реактивном сопротивлении больше входного напряжения.
 - C. Во сколько раз активное сопротивление меньше реактивного.
32. Что является физической причиной возникновения переходного процесса в цепи?
- A. Наличие в цепи резистивных элементов.
 - B. Наличие в цепи емкостного и/или индуктивного элементов.
 - C. Наличие в цепи переменного тока.
 - D. Отсутствие емкостного и индуктивного элементов.
33. Цепь состоит из двух последовательно включенных резистивных элементов величиной 4 кОм и 8 кОм. Каков характер переходного процесса?
- A. Переходной процесс имеет вид экспоненциально затухающего (возрастающего) импульса.
 - B. Переходной процесс имеет вид прямоугольного импульса.
 - C. Переходной процесс отсутствует.
 - D. Переходной процесс имеет вид экспоненциально затухающей (возрастающей) синусоиды.
34. Цепь состоит из последовательно включенных резистивного и индуктивного элементов: каков характер переходного процесса?
- A. Переходной процесс имеет вид экспоненциально затухающего (возрастающего) импульса

- В. Переходной процесс имеет вид прямоугольного импульса.
- С. Переходной процесс отсутствует.
- Д. Переходной процесс имеет вид экспоненциально затухающей (возрастающей) синусоиды.

35. Цепь состоит из последовательно включенных RLC элементов, добротность цепи $Q > 1/2$: каков характер переходного процесса?

- А. Переходной процесс имеет вид экспоненциально затухающего (возрастающего) импульса.
- В. Переходной процесс имеет вид прямоугольного импульса.
- С. Переходной процесс отсутствует.
- Д. Переходной процесс имеет вид экспоненциально затухающей (возрастающей) синусоиды.

36. Цепь состоит из последовательно включенных RLC элементов, добротность цепи $Q < 1/2$: каков характер переходного процесса?

- А. Переходной процесс имеет вид экспоненциально затухающего (возрастающего) импульса.
- В. Переходной процесс имеет вид прямоугольного импульса.
- С. Переходной процесс отсутствует.
- Д. Переходной процесс имеет вид экспоненциально затухающей (возрастающей) синусоиды.

37. Цепь состоит из последовательно включенных RLC элементов: $R=200$ Ом, $L=100$ мН, $C=1$ нФ: каков характер переходного процесса?

- А. Переходной процесс имеет вид экспоненциально затухающего (возрастающего) импульса.
- В. Переходной процесс имеет вид прямоугольного импульса.
- С. Переходной процесс отсутствует.
- Д. Переходной процесс имеет вид экспоненциально затухающей (возрастающей) синусоиды.

ЧАСТЬ 2. ПРОХОЖДЕНИЕ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

Прохождение синусоидальных сигналов через линейные электрические цепи. Электрические фильтры. Прохождение несинусоидальных сигналов через линейные электрические цепи.

Дифференцирующие цепи. Интегрирующие цепи. Прохождение синусоидальных сигналов через нелинейные электрические цепи.

Амплитудная модуляция. Прохождение синусоидальных сигналов через цепи с распределенными параметрами.

Свойства цепей полностью определяются их частотными или временными характеристиками.

Частотной характеристикой цепи является комплексный коэффициент передачи $\dot{K}(\omega)$, измеряемый в стационарном режиме при гармоническом воздействии как отношение комплексных амплитуд интересующей реакции (тока или напряжения) на выходе цепи и входного сигнала (напряжения или тока).

Чаще всего используют коэффициенты передачи по напряжению $\dot{K}_U$

и по току $\dot{K}_I$: $\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = K_U e^{j\varphi_U}$, $\dot{K}_I = \frac{\dot{I}_{\text{вых}}}{\dot{I}_{\text{вх}}} = K_I e^{j\varphi_I}$

Модуль коэффициента передачи определяет амплитудно-частотную характеристику четырехполюсника, а аргумент φ — фазочастотную. Частотными характеристиками пользуются при спектральном (частотном) методе анализа цепи.

При временном методе анализа используют временные характеристики цепей. Реакцию свободной от начального запаса энергии цепи на единичное ступенчатое воздействие называют переходной характеристикой цепи $h(t)$. Реакцию цепи на единичное импульсное воздействие (дельта-импульс) называют импульсной переходной характеристикой $g(t)$.

Переходная и импульсная характеристики цепи связаны соотношением:

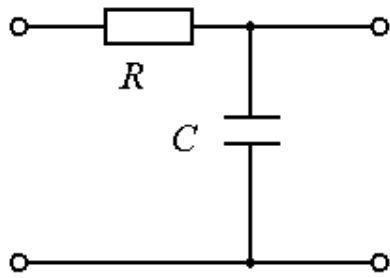
$$g(t) = \frac{dh(t)}{dt}.$$

Раздел 5. Прохождение синусоидальных сигналов через линейные электрические цепи

Рассмотрим примеры частотных характеристик простых цепей.

1. Последовательное соединение RC элементов:

a – RC цепь: выходное напряжение снимается с емкости

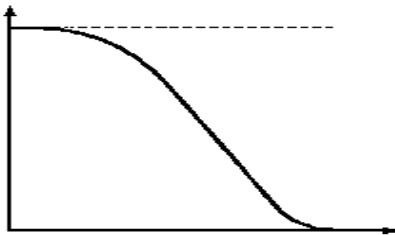


$$\dot{U}_{\text{вых}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \frac{1}{j\omega C},$$

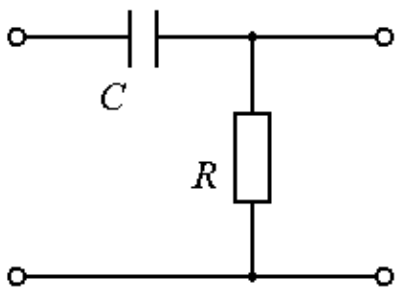
$$\dot{K}_U = \frac{1}{1 + j\omega RC},$$

$$K_U = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}},$$

$$\varphi = \arctg(-\omega RC);$$



b – RC цепь: выходное напряжение снимается с резистора

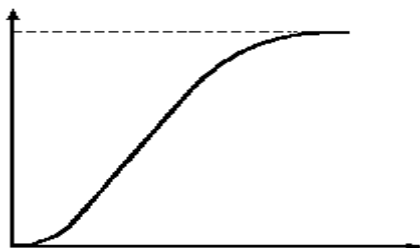


$$\dot{K}_U = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot R =$$

$$= \omega RC \frac{\omega RC + j}{1 + \omega^2 R^2 C^2},$$

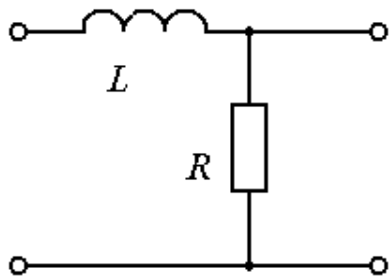
$$K_U = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}},$$

$$\varphi = \arctg\left(\frac{1}{\omega RC}\right);$$



2. Последовательное соединение RL элементов:

a – RL цепь: напряжение снимается с резистора



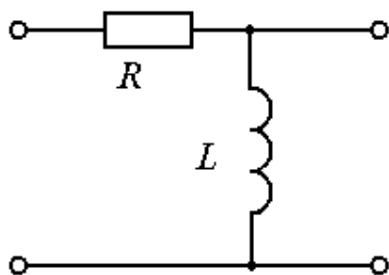
$$\dot{K}_U = \frac{R}{R + j\omega L},$$

$$K_U = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}},$$

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left(-\frac{\omega L}{R}\right);$$



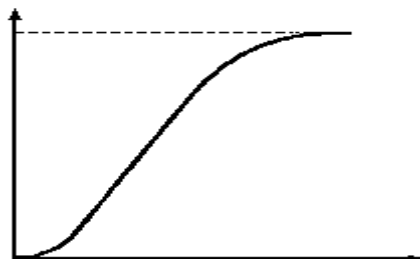
b – RL цепь: напряжение снимается с индуктивности



$$\dot{K}_U = \frac{j\omega L}{R + j\omega L},$$

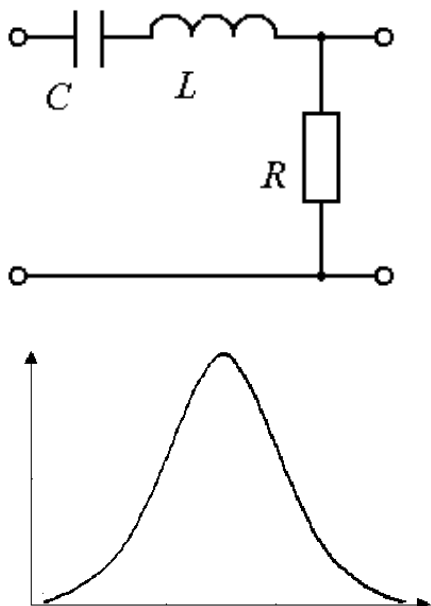
$$K_U = \frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}},$$

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{R}{\omega L}\right);$$



3. Последовательная RLC цепь:

a – напряжение снимается с резистора

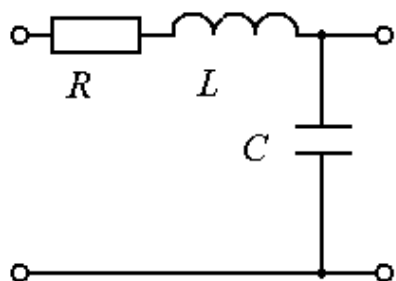


$$\dot{K}_U = \frac{R}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}$$

$$K_U = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} =$$

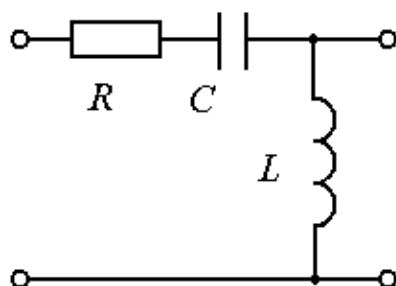
$$= \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega}\right)^2}}.$$

b – напряжение снимается с емкости



$$K_U = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 R^2 C^2 + \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_p^2}\right)^2}}$$

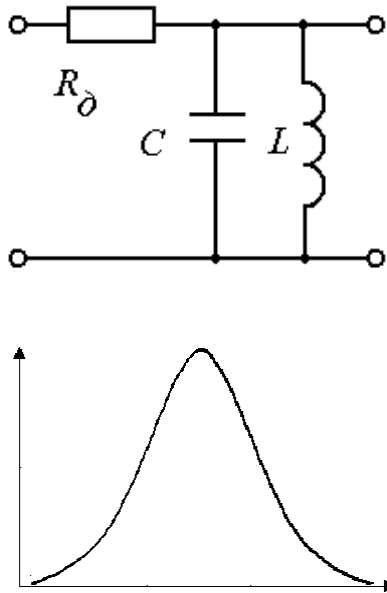
$в$ – напряжение снимается с индуктивности



$$K_U = \frac{\omega L}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$

4. Параллельное соединение LC элементов:

a – напряжение снимается с LC цепи (при подключении к источнику напряжения и добавочном сопротивлении $R_\partial \gg \rho$)

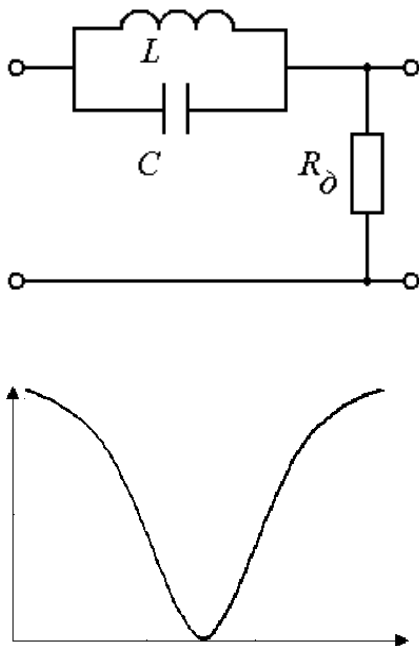


$$Z_K = \frac{1}{j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)} = \frac{-j\rho}{\left(\frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega}\right)}$$

$$\dot{K}_U = \frac{1}{1 + \frac{R_\partial}{Z_K}} = \frac{1}{1 + j\frac{R_\partial}{\rho}\left(\frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega}\right)}$$

$$K_U = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_\partial}{\rho}\right)^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega}\right)^2}}$$

$б$ – напряжение снимается с добавочного резистора



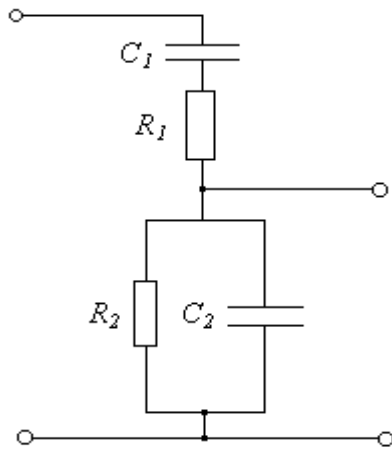
$$\dot{K}_U = \frac{1}{1 + \frac{Z_K}{R_\partial}} = \frac{1}{1 - j\frac{\rho}{R_\partial}\left(\frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega}\right)}$$

$$K_U = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\rho}{R_\partial}\right)^2 \cdot \frac{1}{\left(\frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega}\right)^2}}}$$

Резонансные цепи на основе RC элементов

Резонансные цепи можно строить и на RC элементах. В качестве примера рассмотрим цепь, называемую мостом Вина:

Строго говоря, это только половина моста Вина: полный мост содержит еще пару последовательно включенных в отношении 2:1 сопротивлений параллельно входу приведенной цепи.



$$K_U = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{1 + \frac{Z_1}{Z_2}},$$

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1} + R_1,$$

$$Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + j\omega C_2}.$$

Рассмотрим для простоты случай $R_1 = R_2$; $C_1 = C_2$. Тогда

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{1 + j\omega RC}{j\omega C} \cdot \frac{1 + j\omega RC}{R} = \frac{(1 - \omega^2 R^2 C^2) + 2j\omega RC}{j\omega RC},$$

$$K_U = \frac{1}{1 + \frac{(1 - \omega^2 R^2 C^2) + 2j\omega RC}{j\omega RC}} = \frac{j\omega RC}{3j\omega RC + (1 - \omega^2 R^2 C^2)} = \frac{1}{3 - j \frac{1 - \omega^2 R^2 C^2}{\omega RC}},$$

,

$$\varphi = \arctg \frac{1 - \omega^2 R^2 C^2}{3\omega RC},$$

$$K_U = \frac{1}{\sqrt{9 + \left[\frac{1 - \omega^2 R^2 C^2}{\omega RC} \right]^2}}.$$

Если частоту резонанса определять по формуле $\omega_p = \frac{1}{RC}$, то

$$K_U = \frac{1}{\sqrt{9 + \left[\frac{1}{\omega RC} - \omega RC \right]^2}} = \frac{1}{3} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{9} \left(\frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega} \right)^2}}. \quad (13)$$

На рис. 19 для моста Вина сплошной и пунктирной линией соответственно приведены частотные зависимости для модуля и фазы коэффициента передачи.

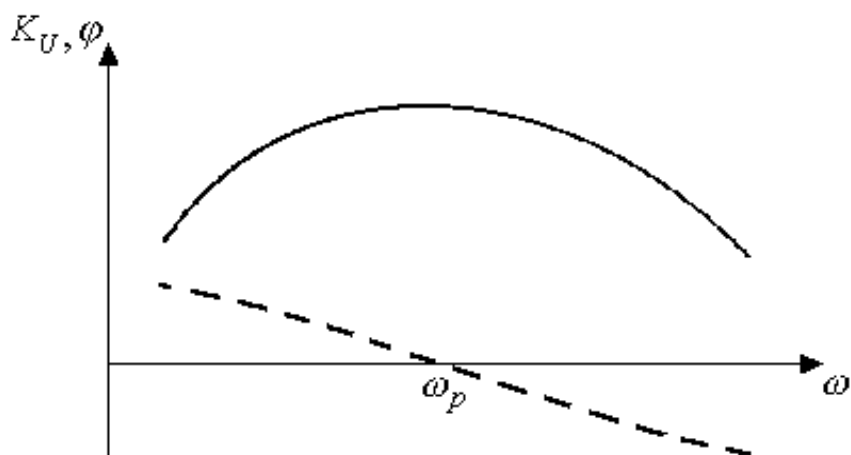


Рис. 19. Частотные зависимости в области резонанса $K_U(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ для моста Вина

Из представленных результатов следует, что резонансные цепи на основе RC элементов имеют не столь ярко выраженные резонансные свойства. Тем не менее, они широко применяются на практике благодаря своей простоте, в частности, отсутствие в резонансных RC цепях индуктивных элементов делает их привлекательными при изготовлении интегральных микросхем.

Электрические фильтры

Рассмотренные примеры составляют основу электрических фильтров.

Электрическим фильтром называется четырехполюсник, который пропускает колебания одних частот и не пропускает колебания других частот. Полагают, что фильтр пропускает колебания данной частоты, если амплитуда напряжения на выходе фильтра незначительно уменьшилась по сравнению с амплитудой на его входе: то есть для пропускаемых колебаний модуль комплексного коэффициента передачи по напряжению должен быть равен единице или близок к ней.

Полоса частот, в которой ослабление мало, называют полосой пропускания фильтра. В зависимости от расположения полосы пропускания различают фильтры нижних частот (ФНЧ), фильтры верхних частот (ФВЧ), резонансные (полосовые) фильтры и заграждающие или режекторные.

Для ФНЧ и ФВЧ вводят частоту среза ω_c , на которой модуль коэффициента передачи уменьшается в $\sqrt{2}$ раз. В этом случае полоса пропускания для ФНЧ будет в интервале частот $0 < \omega < \omega_c$, а для ФВЧ $\omega_c < \omega < \infty$.

Для резонансного фильтра полоса пропускания или ширина резонансной кривой $\Delta\omega$ определяется как интервал частот от ω_1 до ω_2 , в пределах которой коэффициент передачи уменьшается до уровня $1/\sqrt{2}$ от максимального значения. Это соответствует условию прохождения через фильтр половины мощности входного сигнала. Ширина резонансной кривой зависит от добротности цепи.

Избирательность фильтра характеризуется не только полосой пропускания, но и крутизной характеристики (границы) ослабления. Возвращаясь к рассмотренным примерам цепей можно сказать, что цепи типа 1а и 2а соответствуют ФНЧ, типа 1б и 2б – ФВЧ, цепи типа 3 и 4а представляют собой резонансные фильтры, 4б – заграждающий фильтр, подавляющий частоту резонанса. Однако частотные характеристики таких фильтров имеют небольшую крутизну.

Комбинируя определенным образом R , L и C элементы, а также создавая последовательные и параллельные цепочки (звенья) из этих элементов можно создавать многозвенные фильтры, обладающие необходимой крутизной границы полосы пропускания. Последнее обстоятельство связано с тем, что общий коэффициент передачи многозвенного фильтра равен произведению коэффициентов передачи отдельных звеньев.

Резонансные фильтры с большой крутизной границы полосы пропускания можно получить путем включения нескольких резонансных фильтров с небольшой разницей резонансных частот. При этом образуется так называемый полосовой фильтр.

Раздел 6. Прохождение несинусоидальных сигналов через линейные электрические цепи

При прохождении несинусоидального электрического сигнала через цепь используется принцип суперпозиции. Применение этого принципа обусловлено, во-первых, линейностью цепи, и, во-вторых, возможностью представления несинусоидального сигнала в виде суммы постоянной и синусоидальных составляющих.

Источник несинусоидальной ЭДС можно представить как соединение источника постоянной ЭДС и источников синусоидальных ЭДС с соответствующими кратными частотами. Рассматривая действие каждого источника в отдельности, можно определить составляющие тока во всех участках цепи. При этом следует обращать внимание на то, что реактивные сопротивления зависят от частоты, и для каждой гармонической составляющей имеют различные значения.

При анализе процесса преобразования используют тот факт, что несинусоидальный электрический сигнал вида $\dot{x}(t)$ характеризуется спектральной плотностью $\dot{S}(\omega)$. Связь между $\dot{x}(t)$ и $\dot{S}(\omega)$ дается парой преобразований Фурье.

Если известен комплексный коэффициент передачи цепи $\dot{K}(\omega)$, то умножением $\dot{S}(\omega)$ на $\dot{K}(\omega)$ определяется спектральная плотность реакции (сигнала) на выходе цепи. Применяя к произведению $\dot{S}(\omega)\dot{K}(\omega)$ обратное преобразование Фурье, получают реакцию на выходе цепи в виде функции времени

$$\dot{y}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega) \dot{K}(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (14)$$

То есть сигнал на выходе линейной цепи можно получить суммированием составляющих спектра входного сигнала, взятых с весом $\dot{K}(\omega)$. Посредством коэффициента передачи определяется относительный вклад различных составляющих спектра $\dot{S}(\omega)$ в сигнал $\dot{y}(t)$.

Описываемый подход составляет основу так называемого спектрального метода анализа прохождения электрических сигналов через линейные цепи.

Вместо разложения сложного сигнала на гармонические составляющие, что соответствует спектральному методу, можно воспользоваться разбиением сигнала на достаточно короткие импульсы и рассматривать воздействие этого сигнала на цепь как воздействие последовательности идущих друг за другом коротких импульсов. Такой подход носит название метода интеграла наложения, который состоит в следующем.

Пусть требуется найти сигнал $y(t)$ на выходе цепи, если задан сигнал $x(t)$ на входе и известна импульсная характеристика $g(t)$.

Разобьем произвольный сигнал $x(t)$ на элементарные импульсы как показано на рис. 20.

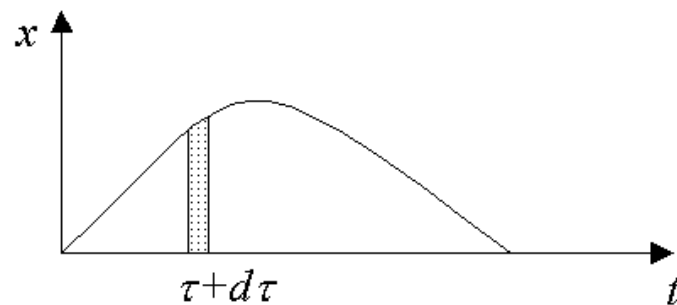


Рис. 20. Разбиение произвольного сигнала на элементарные импульсы

Тогда сигнал $x(t)$ можно записать как
$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \delta(t - \tau) d\tau.$$
 То есть

представить в виде интегральной суммы элементарных сигналов $x(\tau) \delta(t - \tau)$, где $x(\tau) d\tau$ имеет смысл амплитудного коэффициента при дельта-функции $\delta(t - \tau)$. Если бы заштрихованная область строго соответствовала дельта-импульсу с площадью, равной единице, то реакцией цепи на этот импульс была бы импульсная переходная характеристика. Поскольку, однако, заштрихованная площадь равна $x(\tau) d\tau$, то откликом на элементарный сигнал является задержанная на время τ импульсная характеристика цепи $g(t - \tau)$, умноженная на $x(\tau) d\tau$.

Реакция линейной цепи $y(t)$ на сигнал $x(t)$ определяется интегральной суммой элементарных откликов

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) g(t - \tau) d\tau. \quad (15)$$

В математике интеграл такого вида называют сверткой. То есть сигнал на выходе цепи есть свертка входного сигнала $x(t)$ с импульсной характеристикой цепи $g(t)$.

Как правило, нахождение коэффициентов передачи линейных цепей не вызывает принципиальных затруднений. Поэтому представляет интерес определение связи между $\dot{K}(\omega)$ и $g(t)$ с тем, чтобы можно было определять импульсную характеристику цепи по известному коэффициенту передачи.

Воспользуемся тем фактом, что если на цепь действует дельта-импульс $\delta(t - \tau)$ со спектральной плотностью $\dot{S}(\omega)$, то на выходе цепи должна быть импульсная характеристика. Учитывая, что для дельта-импульса $\delta(t - \tau)$ спектральная плотность $\dot{S}(\omega) = e^{-j\omega\tau}$, можно записать

$$g(t - \tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}(\omega) e^{j\omega(t - \tau)} d\omega. \quad (16)$$

То есть импульсная характеристика и коэффициент передачи цепи связаны преобразованием Фурье.

Определим, например, импульсную характеристику последовательной RC цепи, когда выходной сигнал снимается с емкости.

Как следует из ранее проведенного анализа, коэффициент передачи цепи $\dot{K}(\omega) = 1/(1 + j\omega RC)$, а импульсная характеристика будет определяться интегралом

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{j\omega t}}{1 + j\omega RC} d\omega,$$

который преобразуется к виду

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1 - j\omega RC}{1 + \omega^2 R^2 C^2} (\cos \omega t + j \sin \omega t) d\omega.$$

Для получения результата воспользуемся табличными интегралами

$$\text{вида } \int_0^{\infty} \frac{\cos mx}{a^2 + x^2} dx = \frac{\pi}{2a} e^{-ma}, \quad \int_0^{\infty} \frac{x \sin mx}{a^2 + x^2} dx = \frac{\pi}{2} e^{-ma} \quad \text{при } a > 0, m \geq 0, \text{ и в итоге}$$

$$\text{получим } g(t) = \frac{1}{RC} e^{-\frac{t}{RC}}.$$

Произведение RC носит название постоянной времени цепи.

Приближенный спектральный метод

Рассмотрим узкополосную цепь с заданной частотной характеристикой коэффициента передачи $\dot{K}(\omega) = K(\omega)e^{j\varphi}$ и резонансной частотой ω_p .

На вход цепи воздействует широкополосный сигнал, имеющий спектральную плотность $\dot{G}_e(\omega) = G_e(\omega)e^{j\theta}$.

Выходной сигнал u , со спектральной плотностью $\dot{G}_u(\omega) = \dot{G}_e(\omega)\dot{K}(\omega)$ определяется обратным преобразованием Фурье:

$$u = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}_e(\omega)\dot{K}(\omega)e^{j\omega t} d\omega.$$

При вычислении этого интеграла часто встречаются затруднения. Расчет реакции цепи можно упростить, если принять во внимание конкретные условия задачи.

Поскольку резонансные системы обладают высокой частотной избирательностью, то спектр выходного сигнала формируется фактически только в узкой полосе пропускания системы. Если в пределах этой полосы спектральная плотность входного сигнала изменяется незначительно, то приближенно можно принять

$$\dot{G}_e(\omega) \approx \dot{G}_e(\omega_p) = G_e(\omega_p)e^{j\theta},$$

где $\dot{G}_e(\omega_p)$ – значение спектральной плотности на резонансной частоте.

Спектральная плотность выходного сигнала определяется по приближенной формуле

$$\dot{G}_u(\omega) \approx \dot{G}_e(\omega_p) \dot{K}(\omega) = G_e(\omega_p) e^{j\theta} \dot{K}(\omega)$$

При этом вычисление интеграла упрощается, поскольку в подынтегральное выражение вместо функции $\dot{G}_e(\omega)$ входит комплексное число $\dot{G}_e(\omega_p)$, которое можно вынести из-под знака интеграла:

$$u \approx \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_e(\omega_p) e^{j\theta} \dot{K}(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \dot{G}_e(\omega_p) \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}(\omega) e^{j\omega t} d\omega.$$

Таким образом, при воздействии на узкополосную цепь широкополосного сигнала, реакция цепи u (или ее спектральная плотность $G_u(\omega)$) могут быть приближенно вычислены по приведенным формулам, если задана передаточная функция цепи $\dot{K}(\omega)$. То есть, воздействие реального широкополосного сигнала на избирательную цепь приравнивается к воздействию короткого импульса (дельта-импульса) с равномерной спектральной плотностью $G_e(\omega_p)$ и фазовым спектром $\theta(\omega)$, имеющим вид линейной функции частоты: $\theta(\omega) = \omega \tau_3$, где τ_3 — постоянная величина, определяющая положение импульса на оси времени относительно начала отсчета $t = 0$.

Заменяя значение спектральной плотности входного сигнала $G_e(\omega_p) e^{j\theta}$ на спектральную плотность короткого импульса, равную $G_e(\omega_p) e^{j\omega \tau_3}$, получим

$$\dot{G}_u(\omega) \approx G_e(\omega_p) e^{j\omega \tau_3} \dot{K}(\omega),$$

$$u \approx G_e(\omega_p) \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}(\omega) e^{j\omega \tau_3} e^{j\omega t} d\omega.$$

Поскольку обратным преобразованием Фурье от передаточной функции $\dot{K}(\omega)$ линейной цепи является ее импульсная характеристика $g(t)$, то с учетом свойства временного сдвига подынтегральная функция $\dot{K}(\omega) e^{j\omega \tau_3}$ соответствует спектральной плотности импульсной характеристики $g(t + \tau_3)$, сдвинутой на τ_3 , и в итоге получаем

$$u \approx G_e(\omega_p) g(t + \tau_3).$$

Следовательно, реакция узкополосной цепи на широкополосный сигнал определяется (с точностью до коэффициента $G_e(\omega_p)$) импульсной характеристики цепи $g(t + \tau_3)$, сдвинутой на время τ_3 относительно $t = 0$.

Временной сдвиг τ_3 находится из условия равенства аргументов спектральных плотностей реального широкополосного сигнала и заменяющего его дельта-импульса на резонансной частоте ω_p

$$\omega_p \tau_3 = \theta_e(\omega_p),$$

откуда

$$\tau_3 = \theta_e(\omega_p) / \omega_p.$$

Приближенный спектральный метод позволяет получить решения, близкие к точным, при следующих условиях:

- 1) передаточная функция узкополосной цепи практически равна нулю на частотах, достаточно удаленных от частоты ω_p ;
- 2) спектр входного сигнала равномерный, без значительных выбросов за пределами полосы пропускания цепи.

Примеры, иллюстрирующие спектральный метод анализа и метод интеграла наложения.

Рассмотрим спектральный метод на следующем примере: на цепь, состоящую из последовательно соединенных емкости и резистора, подается экспоненциальный импульс вида $x(t) = Ee^{-\alpha_1 t}$ (при $t \geq 0$). Необходимо определить спектральную плотность сигнала на выходе и найти временную зависимость выходного сигнала $y(t)$, когда он снимается с емкости или с резистора. Для решения задачи будем использовать выражение для спектральной плотности экспоненциального импульса вида

$$\dot{S}(\omega) = \frac{E}{\alpha_1 + j\omega}.$$

Пусть вначале сигнал снимается с емкости.

Преобразуем коэффициент передачи RC цепи к виду $\dot{K}(\omega) = \frac{\alpha}{\alpha + j\omega}$,

где $\alpha = 1/RC$. Произведение коэффициента передачи на спектральную плотность дает спектральный состав выходного сигнала

$$\dot{S}_{\text{блх}}(\omega) = \frac{E}{\alpha_1} \frac{1}{\left(1 + j \frac{\omega}{\alpha}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{\alpha_1}\right)} = \frac{E}{\alpha_1} \frac{1}{1 - \frac{\alpha_1}{\alpha}} \left(\frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\alpha_1}} - \frac{\frac{\alpha_1}{\alpha}}{1 + j \frac{\omega}{\alpha}} \right).$$

Временная зависимость выходного сигнала определяется по формуле

$$y_C(t) = \frac{E}{2\pi\alpha_1} \frac{1}{1 - \frac{\alpha_1}{\alpha}} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\alpha_1}} - \frac{\frac{\alpha_1}{\alpha}}{1 + j \frac{\omega}{\alpha}} \right) e^{j\omega t} d\omega.$$

Используя тот же подход, что и при вычислении импульсной характеристики RC цепи, сразу запишем

$$y_C(t) = \frac{E}{1 - \frac{\alpha_1}{\alpha}} \left(e^{-\alpha_1 t} - e^{-\alpha t} \right).$$

Если выходной сигнал снимается с резистора, то,

$$y_R(t) = x(t) - y_C(t) = \frac{E}{1 - \frac{\alpha_1}{\alpha}} \left(e^{-\alpha t} - \frac{\alpha_1}{\alpha} e^{-\alpha_1 t} \right).$$

На рис. 21 а, б показан один из возможных вариантов формы выходного сигнала для рассмотренных случаев.

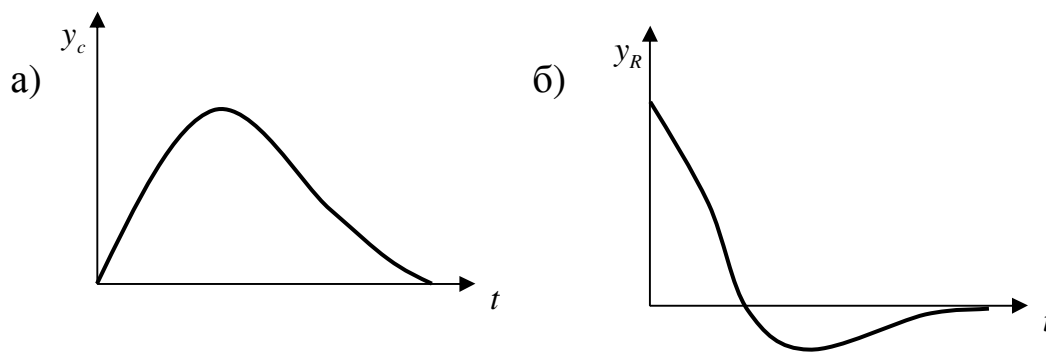


Рис. 21. Реакция RC цепи на воздействие экспоненциальным импульсом

В качестве примера, иллюстрирующего метод интеграла наложения, рассмотрим прохождение прямоугольного импульса амплитудой E и длительностью τ_u через последовательную RC цепь.

Особенность анализа реакции цепи на действие прямоугольного импульса заключается в том, что необходимо отдельно вычислять интеграл свертки, когда временной интервал меньше τ_u , и когда временной интервал больше τ_u . В первом случае пределы интегрирования будут от 0 до t , во втором – от 0 до τ_u .

С учетом выражения для импульсной характеристики цепи, когда сигнал снимается с емкости, получаем

$$y_C(t) = \int_0^t E\alpha e^{-\alpha(t-\tau)} d\tau, \text{ при } 0 \leq t \leq \tau_u, \quad y_C(t) = \int_0^{\tau_u} E\alpha e^{-\alpha(t-\tau)} d\tau, \text{ при } t > \tau_u.$$

Первый интеграл дает $y_C(t) = \int_0^t E\alpha e^{-\alpha(t-\tau)} d(-\alpha(t-\tau)) = E(1 - e^{-\alpha t})$,

а второй интеграл приводит к решению $y_C(t) = E(1 - e^{-\alpha\tau_u}) e^{-\alpha(t-\tau_u)}$.

Если сигнал снимается с резистора, то очевидно $y_R(t) = x(t) - y_C(t)$ и в итоге получим

$$y_R(t) = E(1 - e^{-\alpha t}), \text{ при } 0 \leq t \leq \tau_u, \quad y_R(t) = -E(1 - e^{-\alpha\tau_u}) e^{-\alpha(t-\tau_u)}, \text{ при } t > \tau_u.$$

На рис. 22 а, б показан один из возможных вариантов формы выходного сигнала для рассмотренных случаев.

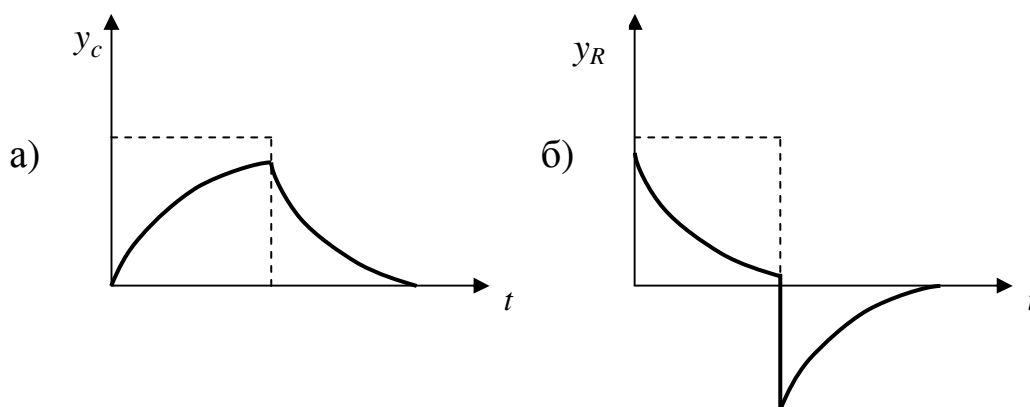


Рис. 22. Реакция RC цепи на воздействие прямоугольным импульсом

а – сигнал снимается с емкости, б – сигнал снимается с резистора.

Дифференцирующие цепи

Цепь называют дифференцирующей, если сигнал на ее выходе, в каждый момент времени пропорционален производной от входного сигнала. Например, если входной и выходной сигналы представлены в виде напряжения, то $u_{\text{вых}} = K \frac{du_{\text{вх}}}{dt}$.

Простейшими дифференцирующими устройствами можно считать емкостной C или индуктивный L элементы. Например, при использовании емкостного элемента можно считать входным сигналом напряжение на нем $u_{\text{вх}}(t)$, а выходным – ток i . Эти переменные связаны известным соотношением $i(t) = C \frac{du_{\text{вх}}}{dt}$: ток в цепи пропорционален производной от входного напряжения. Однако использовать только емкостной элемент для практических целей нельзя, так как отсутствует возможность регистрации значений тока. Для того чтобы получить выходной сигнал в форме, удобной для наблюдения или регистрации, в цепь последовательно с емкостным элементом включают резистор с сопротивлением R , напряжение на котором пропорционально току: $u_R = iR$. Введение резистора приводит к погрешностям дифференцирования, что следует из соотношений

$$i = i_C = C \frac{du_C}{dt} = C \frac{d[u_{\text{вх}}(t) - u_{\text{вых}}(t)]}{dt}, \quad u_{\text{вых}}(t) = iR = RC \frac{d[u_{\text{вх}}(t) - u_{\text{вых}}(t)]}{dt}.$$

Напряжение выходного сигнала пропорционально производной от разности $u_{\text{вх}}(t) - u_{\text{вых}}(t)$. И лишь когда $u_{\text{вых}}(t) \ll u_{\text{вх}}(t)$ получаем $u_{\text{вых}}(t) \approx RC \frac{du_{\text{вх}}(t)}{dt}$, где постоянная времени цепи RC выполняет функцию коэффициента пропорциональности K .

В случае гармонического воздействия $u_{\text{вх}}(t) = U_m \cos \omega t$ с частотой ω и период $T = 2\pi / \omega$, условие дифференцирования соответствует неравенству $x_C \gg R$ или $T \gg RC$.

При дифференцировании импульсного воздействия, например прямоугольного импульса, имеющего широкий спектр, условие

дифференцирования следует выполнить для всех гармонических составляющих, несущих основную долю энергии импульса. Если считать, что основная доля энергии приходится на область частот до $\omega_g = 2\pi/\tau_u$, условие дифференцирования можно записать в виде $\tau_u \gg RC$. То есть, длительность импульса должна быть много больше постоянной времени цепи.

Интегрирующие цепи

Интегрирующей цепью называют цепь, сигнал на выходе которой пропорционален интегралу от входного сигнала. В случае, когда входной и выходной сигналы выражаются в одинаковых единицах, операцию, выполняемую интегрирующей цепью, можно записать в виде

$$\text{соотношения } u_{\text{вых}}(t) = K \int_0^t u_{\text{вх}}(t) dt.$$

Простейшими интегрирующими устройствами можно считать емкостной C или индуктивный L элементы. При использовании емкостного элемента, считая входным сигналом ток i , а выходным напряжение u_C , при нулевых начальных условиях получаем

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt.$$

При использовании в качестве входного воздействия напряжения $u_{\text{вх}}(t)$ ток $i(t)$, заряжающий конденсатор, протекает через резистор сопротивлением R . Наличие резистора приводит к погрешностям интегрирования, что следует из соотношений

$$i = i_C = i_R = \frac{u_{\text{вх}}(t) - u_{\text{вых}}(t)}{R}, \quad u_C = u_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{RC} \int_0^t [u_{\text{вх}}(t) - u_{\text{вых}}(t)] dt.$$

Лишь в случае выполнения условия $u_{\text{вых}}(t) \ll u_{\text{вх}}(t)$ получим

$$u_{\text{вых}}(t) \approx \frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}}(t) dt.$$

При интегрировании гармонического входного воздействия $u_{\text{вх}}(t) = U_m \cos \omega t$ необходимо выполнить условие $R \gg X_C$ или $RC \gg T$. При интегрировании импульсных сигналов условие интегрирования будет иметь вид $RC \gg \tau_u$.

При воздействии на интегрирующую RC цепь прямоугольным импульсом реакция цепи в пределах длительности импульса будет характеризоваться линейно нарастающим напряжением (рис. 23). А при воздействии этого же импульса на дифференцирующую RC имеет место реакция в виде коротких импульсов экспоненциальной формы (рис. 24).

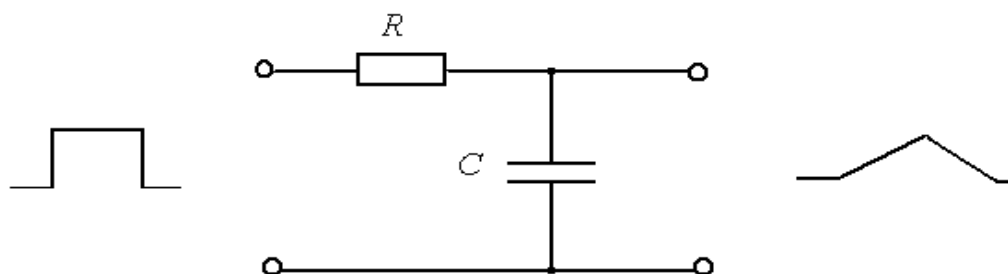


Рис. 23. Интегрирующая RC цепь

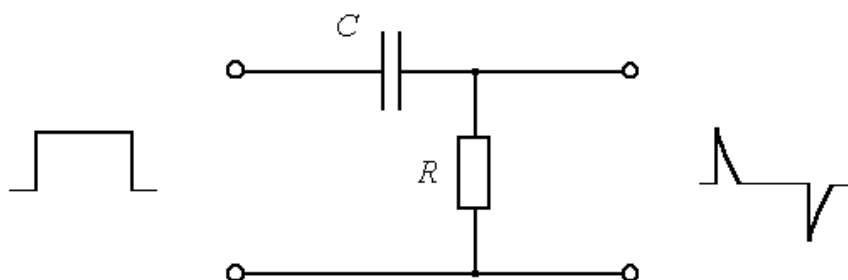


Рис. 24. Дифференцирующая RC цепь

Используя свойство дуальности, можно получить интегрирующие и дифференцирующие свойства также и для RL цепи с постоянной времени L/R (рис. 25, а – дифференцирующая цепь, рис. 25, б – интегрирующая цепь).

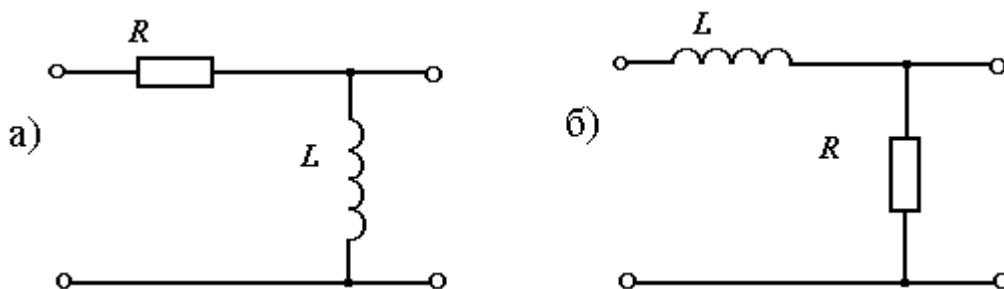


Рис. 25. Дифференцирующая и интегрирующая RL цепи

Условия неискаженной передачи сигнала линейным четырехполюсником

Сигнал проходит через линейную цепь без искажений, если его форма не изменяется, а происходит только изменение масштаба и сдвиг во времени.

При прохождении через линейный четырехполюсник сигнала $x(t)$ спектральная плотность выходного сигнала $y(t)$, равная $\dot{G}_y(\omega) = \dot{G}_x(\omega)\dot{K}(\omega)$, может отличаться от спектральной плотности сигнала на входе $\dot{G}_x(\omega)$. При этом форма выходного сигнала отлична от входного.

Искажения, вызванные частотной зависимостью передаточной функции линейного четырехполюсника называют линейными (или частотными) искажениями. О характере и величине этих искажений можно судить по амплитудно- и фазочастотным характеристикам цепи, то есть по модулю и аргументу функции $\dot{K}(\omega)$.

При прохождении сигнала $x(t)$ через неискажающий четырехполюсник реакцию $y(t)$ можно записать в виде

$$y(t) = Kx(t - t_3),$$

где $K = \text{const}$ – коэффициент пропорциональности, t_3 – время задержки.

Учитывая свойство линейности и временного сдвига, спектральную плотность реакции цепи можно записать как

$$\dot{G}_y(\omega) = \dot{G}_x(\omega)\dot{K}(\omega) = K\dot{G}_x(\omega)e^{-j\omega t_3}.$$

Следовательно, неискажающий четырехполюсник должен иметь передаточную функцию вида

$$\dot{K}(\omega) = Ke^{-j\omega t_3},$$

то есть равномерную частотную характеристику $K(\omega) = K$ и линейную фазовую характеристику $\varphi_K(\omega) = -\omega t_3$.

Раздел 7. Прохождение синусоидальных сигналов через нелинейные электрические цепи

Хорошая разработанность теории линейных цепей во многом объясняется возможностью использования методов, основанных на принципе суперпозиции (или наложения). Достаточно знать реакцию цепи на действие сигнала одной формы, например, единичной импульсной или синусоидальной функции, чтобы найти реакцию на действие сигнала произвольной формы с помощью интеграла наложения или спектрального метода.

Для нелинейных электрических цепей, содержащих нелинейные элементы (НЭ), принцип суперпозиции не выполняется. Следствием этого является существенное усложнение методов и приемов их анализа.

Наибольшее распространение получили резистивные нелинейные элементы, являющиеся базой большинства электронных устройств. В качестве таких НЭ чаще всего используют полупроводниковые, а также вакуумные и газоразрядные приборы. Здесь рассмотрим прохождение сигналов и некоторые основные свойства резистивных нелинейных элементов на примере полупроводникового диода, имеющего ВАХ, приведенную на рис. 26, *а*.

Поскольку свойства НЭ зависят от величины протекающего через него тока, а соответственно и от приложенного к нему постоянного напряжения – его называют напряжением смещения, в отличие от линейного элемента, имеет смысл подавать на НЭ одновременно и постоянное E и переменное $u(t)$ напряжение (рис. 26, *б*). При этом, выбирая с помощью напряжения смещения определенную точку на ВАХ, так называемую рабочую точку, можно получить различную реакцию НЭ на переменный электрический сигнал.

На рис. 26, *а* показаны две рабочие точки: A_1 – соответствует отсутствию напряжения смещения, где ВАХ близка к квадратичной зависимости тока от напряжения, A_2 – (при постоянном смещении E и протекающем начальном токе i_2) – соответствует области ВАХ, где характеристика близка к линейной.

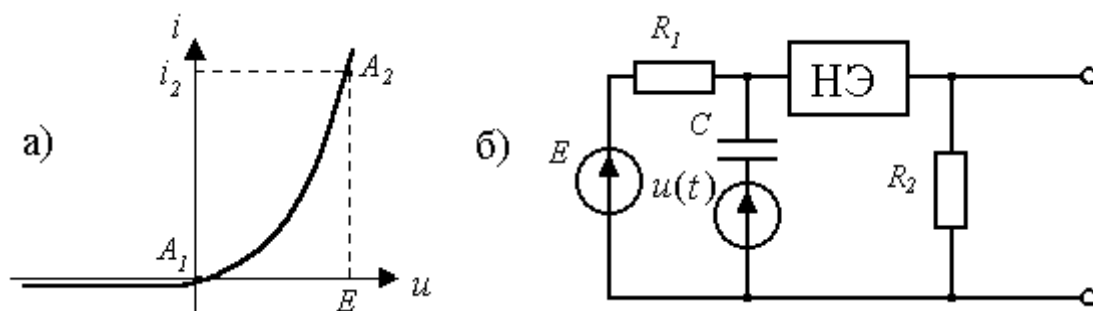


Рис. 26. Вольт-амперная характеристика и схема включения нелинейного элемента

Для оценки свойств НЭ по ВАХ вводят следующие параметры: статическое сопротивление $R = \frac{u}{i}$, динамическое (дифференциальное)

сопротивление $R_d = \frac{du}{di}$ и крутизна характеристики $S = \frac{di}{du}$.

При выборе разных рабочих точек на ВАХ НЭ, во-первых, обладает разным дифференциальным сопротивлением и крутизной характеристики, во-вторых, реакция НЭ на электрическое воздействие будет различной: в точке A_1 – это реакция сугубо нелинейного элемента, а в точке A_2 при малых амплитудах входного синусоидального сигнала цепь можно рассматривать как линейную.

Чтобы использовать ВАХ для анализа работы НЭ, ее аппроксимируют чаще всего степенным полиномом – при работе с малыми амплитудами входного сигнала без напряжения смещения, или ломаной линией – в режиме больших амплитуд входного сигнала.

Рассмотрим воздействие на НЭ синусоидального сигнала вида $u(t) = U_m \cos \omega t$ в случае малых и больших значений U_m .

В случае малых амплитуд ВАХ представим в виде полинома второй степени $i(t) = a_1 u(t) + a_2 u^2(t)$ и, подставляя $u(t)$, получим

$$i(t) = a_1 U_m \cos \omega t + a_2 U_m^2 \cos^2 \omega t = \frac{a_2 U_m^2}{2} + a_1 U_m \cos \omega t + \frac{a_2 U_m^2}{2} \cos 2\omega t.$$

В спектре выходного сигнала дополнительно появились постоянная составляющая и гармоника удвоенной частоты. Если на выходе нелинейного элемента поставить, например, резонансный фильтр, то можно выделить синусоидальный сигнал удвоенной частоты 2ω и все

устройство в целом можно рассматривать как удвоитель частоты синусоидального сигнала.

Если подать на вход НЭ одновременно два гармонических сигнала с частотами ω_1 и ω_2 , то

$$i(t) = \frac{a_2 U_{m1}^2}{2} + \frac{a_2 U_{m2}^2}{2} + a_1 U_{m1} \cos \omega_1 t + a_1 U_{m2} \cos \omega_2 t + \frac{a_2 U_{m1}^2}{2} \cos 2\omega_1 t + \frac{a_2 U_{m2}^2}{2} \cos 2\omega_2 t + 2a_2 U_{m1} U_{m2} \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t. \quad (17)$$

Причем последнее слагаемое в (17) может быть преобразовано к виду $a_2 U_{m1} U_{m2} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t]$. То есть, помимо постоянной составляющей обоих сигналов и удвоенных частот на выходе НЭ появляются так называемые комбинационные частоты $\omega_1 + \omega_2$ и $\omega_1 - \omega_2$.

Из полученных результатов можно сделать вывод о том, что нелинейный элемент, в отличие от линейного, изменяет спектральный состав входного сигнала. Иными словами, при воздействии синусоидальных сигналов на НЭ, отклик имеет несинусоидальную форму и содержит гармоники, которых в спектре входного сигнала не было.

При анализе работы НЭ часто используют графические построения, в частности, используют графический метод трех координатных плоскостей: на первой плоскости приводят характеристику НЭ, на второй – входное воздействие, на третьей – выходной сигнал. По заданному входному сигналу $x(t)$ посредством известной ВАХ НЭ строят зависимость для выходного сигнала $y(t)$ путем переноса соответствующих точек с одной плоскости на другую.

Рассмотрим пример построений для случая больших амплитуд входного сигнала, когда ВАХ удобно аппроксимировать двумя ломаными линиями, как это показано на рис. 27, а. На этом же рисунке показан процесс преобразования входного синусоидального напряжения $u(t) = U_m \sin \omega t$ (рис. 27, б) в ток и сама форма протекающего через НЭ тока (рис. 27, в).

Рассматривая ток на выходе НЭ как последовательность импульсов в виде половины периода синусоиды, и пользуясь преобразованием Фурье, можно получить спектральный состав сигнала. В частности, постоянная составляющая

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t dt = \frac{I_m}{\pi} \quad (18)$$

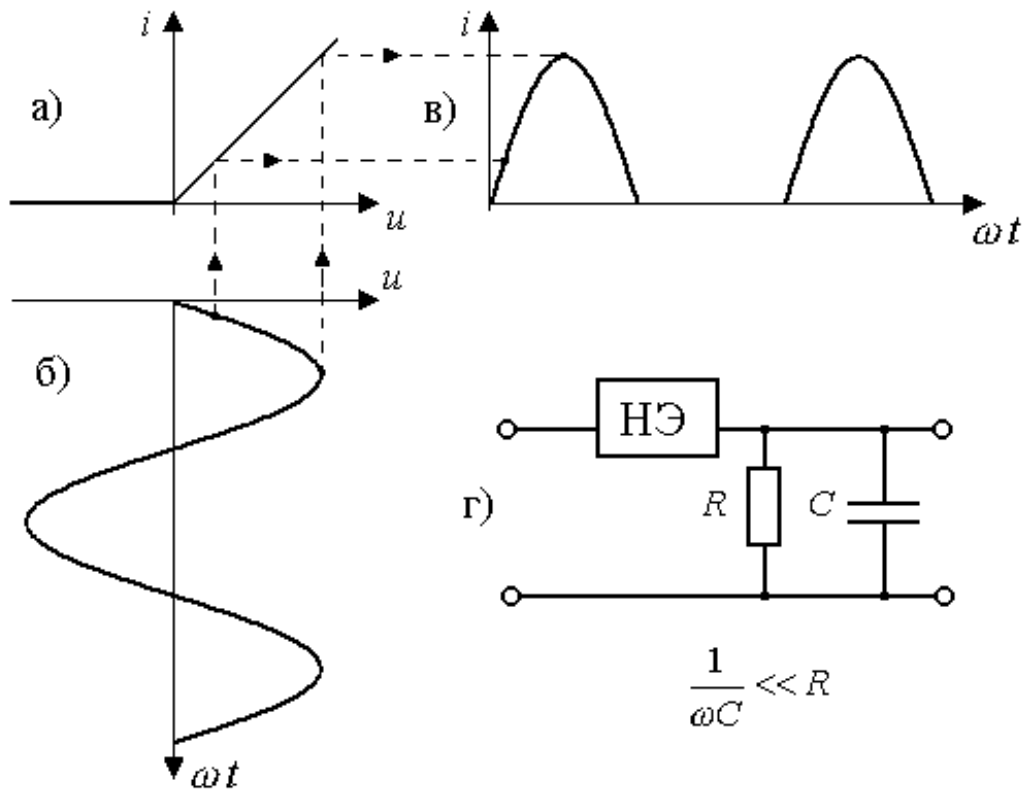


Рис. 27. Иллюстрация метода трех координатных плоскостей

Если на выходе НЭ установить ФНЧ, препятствующий прохождению высокочастотных составляющих (параллельно сопротивлению поставить емкость такую, чтобы $1/\omega C \ll R$), то на выходе цепи будет постоянное напряжение. Такое устройство (рис. 27, д) называют выпрямителем.

Если не переходить к спектральному представлению сигнала, а рассматривать процесс во временной области, то работу выпрямителя можно рассматривать как разряд конденсатора с емкостью C через резистор R после действия на него импульса в виде половины синусоиды.

Рассмотрим общий случай определения спектрального состава выходного тока, когда на вход НЭ подается синусоидальный сигнал $u(t) = E + U_m \cos \omega t$ достаточно большой амплитуды и имеет место напряжение смещения E , причем $U_m > E$. На рис. 28 приведены необходимые для анализа построения.

Введем специальный параметр – угол отсечки, обозначаемый обычно через θ . Этому углу соответствует половина той части периода (выраженная в градусах или радианах), в течение которого на выходе НЭ протекает ток. При $i \neq 0$: $i = SE + SU_m \cos \omega t$. Учитывая, что при $\omega t = \theta$, $i = 0$, то есть, $0 = SE + SU_m \cos \theta$, для угла отсечки получим $\cos \theta = -\frac{E}{U_m}$, а ток $i = SU_m (\cos \omega t - \cos \theta) = I_m (\cos \omega t - \cos \theta)$.

Поскольку последовательность импульсов тока является четной функцией переменной ωt , ряд Фурье будет содержать помимо постоянной составляющей только косинусоидальные гармонические составляющие:

$$i = I_0 + I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t + \dots$$

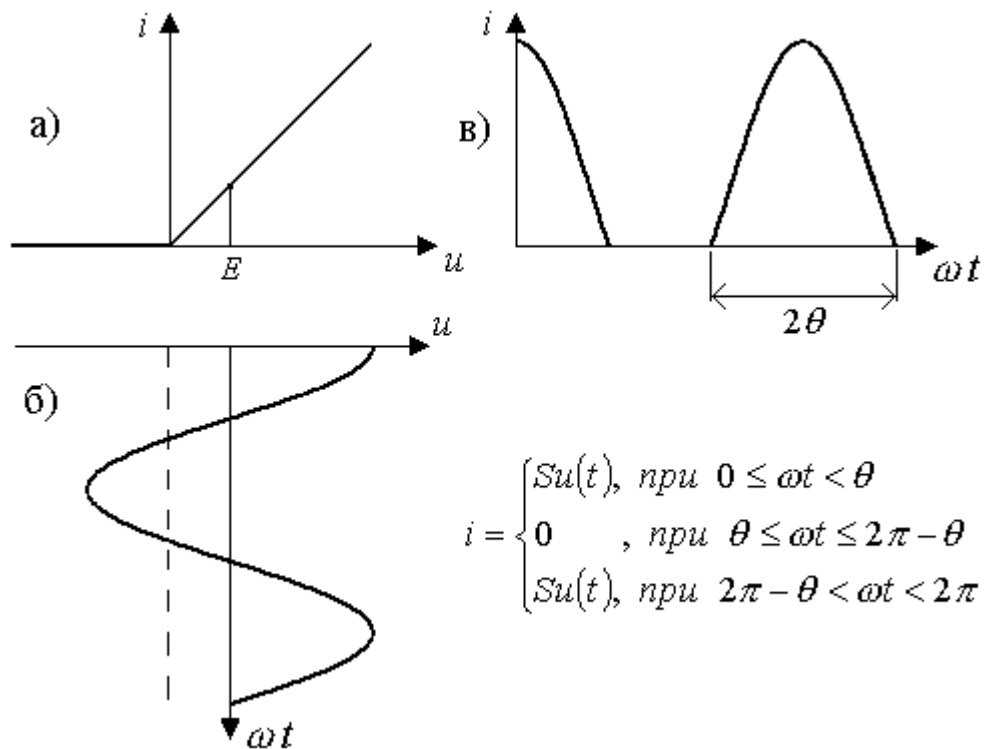


Рис. 28. Общий случай преобразования сигнала НЭ

Постоянная составляющая и амплитуды гармоник ряда находятся по формулам

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} SU_m (\cos \omega t - \cos \theta) d(\omega t) = SU_m \gamma_0(\theta),$$

$$I_{m1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} S U_m (\cos \omega t - \cos \theta) \cos(\omega t) d(\omega t) = S U_m \gamma_1(\theta),$$

.....

$$I_{mk} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} S U_m (\cos \omega t - \cos \theta) \cos(k \omega t) d(\omega t) = S U_m \gamma_k(\theta).$$

В этих формулах функции

$$\gamma_0 = \frac{1}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta),$$

$$\gamma_1 = \frac{1}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \theta),$$

.....

$$\gamma_k = \frac{2}{\pi} \frac{\sin k \theta \cos \theta - k \cos k \theta \sin \theta}{k(k^2 - 1)}.$$

называются функциями Берга (по имени А.И. Берга, предложившего такой подход к расчету спектральных составляющих выходного тока). Так как эти функции зависят только от угла отсечки, их можно заранее рассчитать. График для первых трех функций Берга приведен на рис. 29.

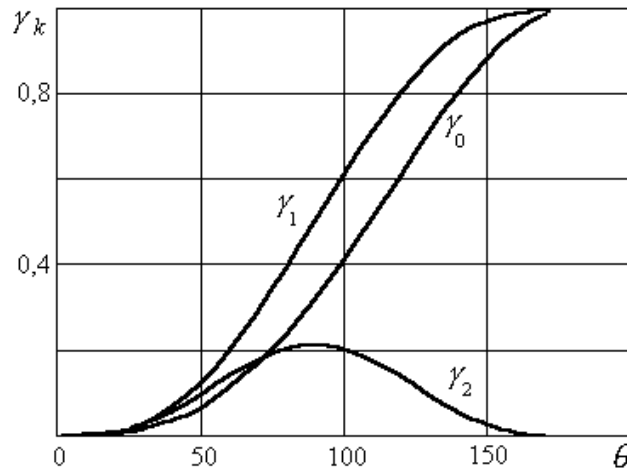


Рис. 29. Графики функций Берга

Спектральный анализ выходного сигнала на основе угла отсечки выполняется следующим образом. По известным значениям E , U_m , S или экспериментально находят угол отсечки и для него определяют γ_k . Амплитуда гармоники будет определяться по формуле $I_{mk} = S U_m \gamma_k(\theta)$.

Амплитуды гармоник имеют максимальные значения при определенных углах отсечки. Например, чтобы эффективно реализовать режим удвоения частоты, нужно иметь угол отсечки $\theta = 90^0$.

Амплитудная модуляция

Рассмотрим пример применения НЭ при решении задачи о передаче информации на большие расстояния. Проблема здесь состоит в том, что сигнал, несущий информацию, как правило, низкочастотный, в свободном же пространстве могут эффективно распространяться только электромагнитные колебания высокой частоты. Поэтому необходимо преобразовать низкочастотный сигнал в высокочастотный, полностью сохранив содержащуюся в нем информацию: такое преобразование называют модуляцией.

Одним из видов модуляции является амплитудная модуляция, суть которой заключается в следующем. Имеется низкочастотное модулирующее колебание вида $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega} \cos \Omega t$ и высокочастотное несущее колебание $u_{\omega}(t) = U_{\omega} \cos \omega t$ (рис. 30, а и б соответственно).

Требуется получить высокочастотный сигнал u_{AM} (рис. 30, в), амплитуда которого меняется по закону модулирующего колебания $u_{\Omega}(t)$:

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= U_{\omega}(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t = \\ &= U_{\omega} \cos \omega t + \frac{m}{2} U_{\omega} \cos(\omega - \Omega)t + \frac{m}{2} U_{\omega} \cos(\omega + \Omega)t. \end{aligned}$$

Коэффициент модуляции m , равен отношению максимального изменения амплитуды модулированного высокочастотного сигнала к амплитуде несущего колебания частоты ω : $m = \frac{\Delta U_{AM}}{U_{\omega}} = \frac{b U_{\Omega}}{U_{\omega}}$, где b – некоторая константа.

Сформулированную задачу можно решить, применяя НЭ. Действительно, если подать на вход НЭ два синусоидальных сигнала с частотами Ω и ω , то ток на выходе НЭ будет содержать все необходимые составляющие спектра для формирования амплитудно-модулированного (АМ) сигнала.

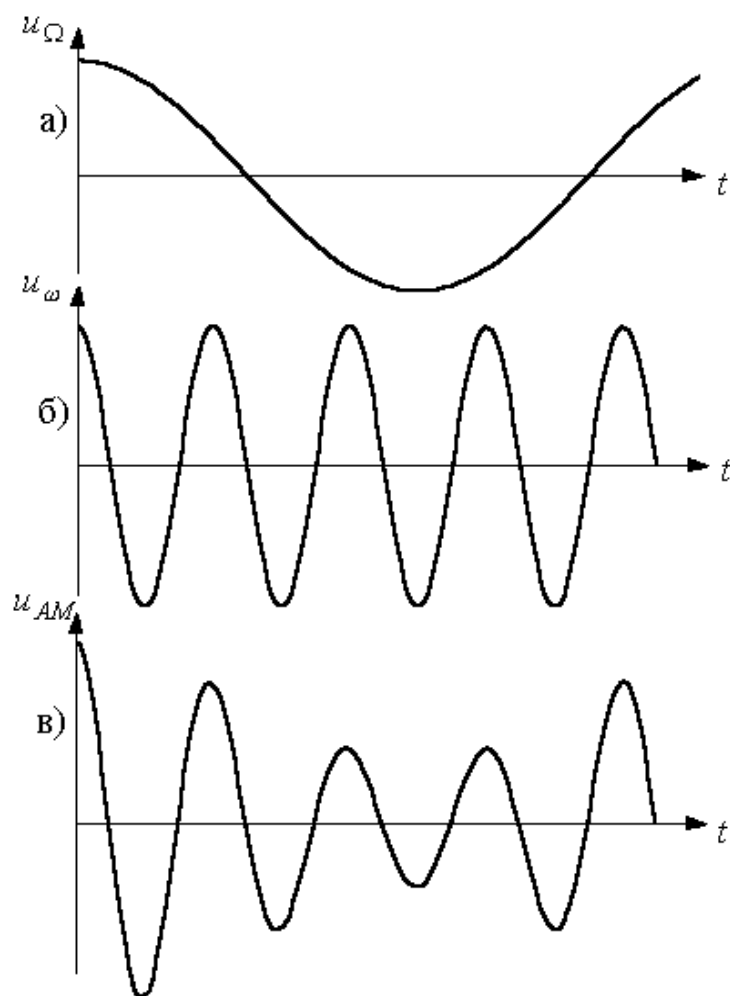


Рис. 30. Форма сигналов при амплитудной модуляции

На рис. 31, а, б, в приведены соответственно спектры входного воздействия, тока на выходе НЭ и АМ сигнала. Поставив на выходе НЭ полосовой фильтр можно выделить амплитудно-модулированный сигнал.

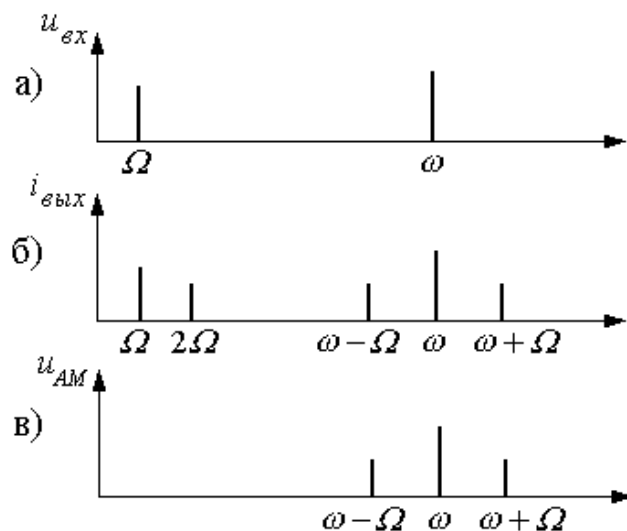


Рис. 31. Спектры сигналов при АМ модуляции

Наряду с формированием АМ сигнала НЭ позволяет выполнять и обратную операцию, называемую детектированием – выделение из АМ колебаний низкочастотного сигнала.

Наилучшие результаты дает детектирование сигналов большой амплитуды, когда ВАХ НЭ аппроксимируется ломаной линией. Используем, как и ранее, метод трех плоскостей (рис. 32).

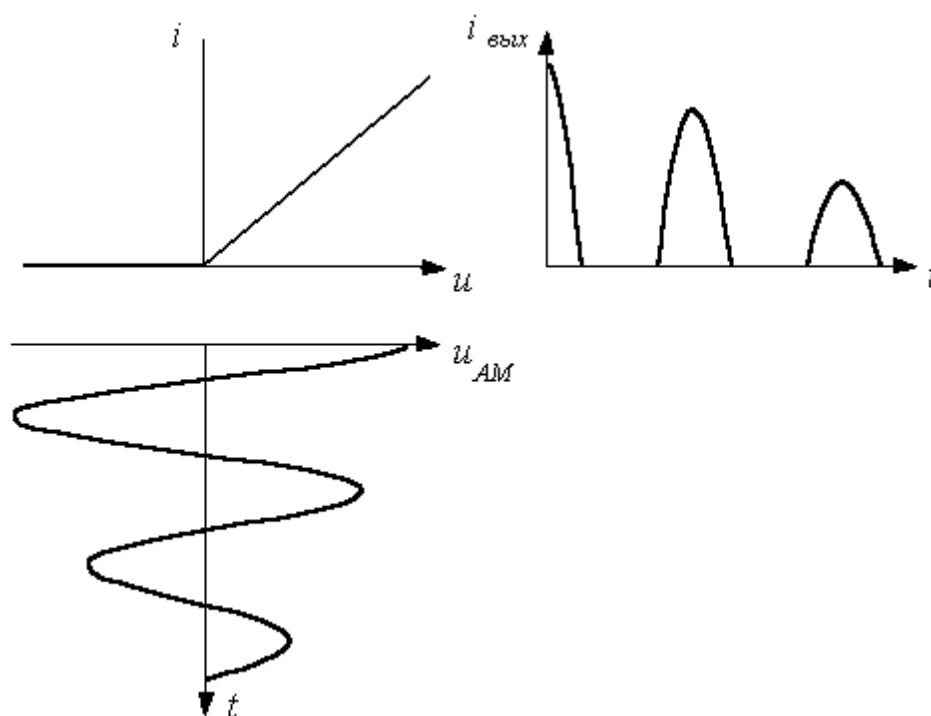


Рис. 32. Форма тока на выходе НЭ при детектировании

Ток, протекающий через НЭ, имеет форму импульсов, высота которых изменяется в такт с огибающей высокочастотного колебания. Если обеспечить угол отсечки $\theta = 90^\circ$ (при этом значение угла отсечки не зависит от амплитуды приложенного напряжения и остается постоянным для всех импульсов тока на выходе НЭ) постоянная составляющая этих импульсов – несущее информацию низкочастотное колебание – определяется соотношением

$$i_{\Omega}(t) = \frac{S u_{\text{АМ}}(t)}{\pi}.$$

На выходе ФНЧ, установленного после НЭ, низкочастотный сигнал без искажений повторяет форму огибающей входного сигнала, что и необходимо при выполнении операции детектирования.

Раздел 8. Прохождение синусоидальных сигналов через цепи с распределенными параметрами

Уравнения передачи однородной длинной линии

Рассмотрим цепи с распределенными параметрами на примере длинных линий, полагая, что сигнал имеет синусоидальный характер и имеет место установившийся режим.

Длинные линии могут иметь различную конструкцию. Так воздушная двухпроводная линия состоит из параллельных проводов. Симметричная кабельная линия представляет собой два изолированных скрученных друг с другом провода, образующих витую пару. Коаксиальная пара является основой коаксиального кабеля и состоит из внутреннего цилиндра – провода сплошного сечения, помещенного в полый цилиндр.

Электрические свойства длинной линии характеризуются набором первичных параметров, к которым относится: активное сопротивление единицы длины R_0 (Ом/м), индуктивность единицы длины L_0 (Гн/м), емкость единицы длины C_0 (Ф/м) и проводимость изоляции единицы длины G_0 (См/м).

Выделим элементарный участок двухпроводной линии длиной Δx , находящийся на расстоянии x от начала линии. Учитывая, что активное сопротивление и индуктивность учитывают соответственно потери и индуктивность в двух проводах линии передачи, а емкость и проводимость определяются между проводниками, эквивалентную схему участка линии можно приближенно представить в виде последовательно включенных сопротивления $R_0 \Delta x$ и индуктивности $L_0 \Delta x$ и параллельно включенных активной проводимости $G_0 \Delta x$ и емкости $C_0 \Delta x$ (рис. 33).

Таким образом, линия рассматривается как цепь с бесконечно большим числом звеньев, электрические параметры которых бесконечно малы.

Уменьшение напряжения в конце участка Δx линии по сравнению с его началом вызвано падением напряжения на индуктивности $L_0 \Delta x$ и активном сопротивлении $R_0 \Delta x$. Поэтому $-\Delta u = L_0 \Delta x \frac{\partial i}{\partial t} + R_0 \Delta x i$. Здесь

использованы частные производные, так как напряжение и ток зависят от двух переменных: t и x .

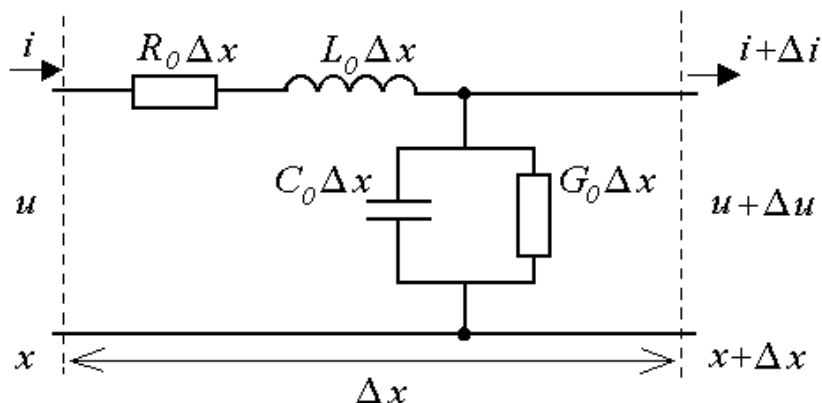


Рис. 33. Участок двухпроводной длинной линии

Уменьшение тока на участке Δx происходит за счет ответвления тока через емкость $C_0 \Delta x$ и проводимость изоляции $G_0 \Delta x$. Пренебрегая изменением напряжения как величиной второго порядка малости, можно записать $-\Delta i = C_0 \Delta x \frac{\partial u}{\partial t} + G_0 \Delta x u$.

Разделив левую и правую части двух последних уравнений на Δx и перейдя к пределу при $\Delta x \rightarrow 0$, получим дифференциальные уравнения линии:

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = L_0 \frac{\partial i}{\partial t} + R_0 i,$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = C_0 \frac{\partial u}{\partial t} + G_0 u.$$

Эти уравнения называют телеграфными, так как они впервые были получены для линии телеграфной связи.

Будем считать, что в линии имеет место установившийся режим синусоидальных колебаний. Поскольку закон изменения напряжений и токов во времени известен, то из дифференциальных уравнений остается найти закон изменения амплитуд и фаз напряжений и токов в зависимости от расстояния x . Переходя к комплексной записи гармонических сигналов, преобразуем дифференциальные уравнения к виду

$$\begin{aligned} -\frac{d\dot{U}}{dx} &= (R_0 + j\omega L_0)\dot{I}, \\ -\frac{d\dot{I}}{dx} &= (G_0 + j\omega C_0)\dot{U} \end{aligned} \quad (19)$$

Так как комплексные значения $\dot{U}$ и $\dot{I}$ являются функциями только x , уравнения записываются не в частных, а в полных производных.

Продифференцировав первое уравнение в (19) по x , и подставив в него второе уравнение, получим $\frac{d^2\dot{U}}{dx^2} = (R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)\dot{U}$.

Используя обозначение

$$\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)}, \quad (20)$$

получаем однородное дифференциальное уравнение второго порядка $\frac{d^2\dot{U}}{dx^2} - \gamma^2\dot{U} = 0$, характеристическое уравнение которого $p^2 - \gamma^2 = 0$ имеет корни $p_{1,2} = \pm\gamma$. Решение однородного дифференциального уравнения для напряжения в точке x ищем в виде $\dot{U}_x = A_1 e^{-\gamma x} + A_2 e^{\gamma x}$.

Из первого уравнения в (19) следует, что $\dot{I}_x = -\frac{1}{R_0 + j\omega L_0} \frac{d\dot{U}}{dx} = \frac{\gamma}{R_0 + j\omega L_0} (A_1 e^{-\gamma x} - A_2 e^{\gamma x})$.

Используя обозначение

$$Z_\epsilon = \frac{R_0 + j\omega L_0}{\gamma} = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}, \quad (21)$$

запишем решение для тока в точке x в виде $\dot{I}_x = \frac{1}{Z_\epsilon} (A_1 e^{-\gamma x} - A_2 e^{\gamma x})$.

Величины γ и Z_ϵ получили название коэффициента распространения и волнового сопротивления линии и являются ее вторичными параметрами.

Постоянные интегрирования A_1 и A_2 , как обычно, можно найти из начальных условий: при $x=0$, $\dot{U}_x = \dot{U}_1$ и $\dot{I}_x = \dot{I}_1$, где $\dot{U}_1$ и $\dot{I}_1$ –

напряжение и ток в начале линии. То есть $\dot{U}_1 = A_1 + A_2$, $\dot{I}_1 Z_{\epsilon} = A_1 - A_2$.

Откуда получаем $A_1 = \frac{\dot{U} + \dot{I}_1 Z_{\epsilon}}{2}$, $A_2 = \frac{\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_{\epsilon}}{2}$.

Подстановка полученных значений постоянных интегрирования дает следующие уравнения для определения напряжения $\dot{U}_x$ и тока $\dot{I}_x$ в произвольной точке x длинной линии

$$\begin{aligned}\dot{U}_x &= \frac{\dot{U}_1 + \dot{I}_1 Z_{\epsilon}}{2} e^{-\gamma x} + \frac{\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_{\epsilon}}{2} e^{\gamma x}, \\ \dot{I}_x &= \frac{\dot{U}_1 + \dot{I}_1 Z_{\epsilon}}{2 Z_{\epsilon}} e^{-\gamma x} - \frac{\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_{\epsilon}}{2 Z_{\epsilon}} e^{\gamma x}.\end{aligned}\quad (22)$$

Это и есть уравнения передачи однородной длинной линии.

Из уравнений передачи видно, что напряжение и ток состоят из двух слагаемых. Первые слагаемые уменьшаются с увеличением расстояния от начала линии x , вторые – возрастают. Это трактуется как существование в линии двух типов волн: падающей и отраженной.

Обозначим в (22) $\dot{U}_{\Pi} = (\dot{U}_1 + \dot{I}_1 Z_{\epsilon})/2$ и $\dot{U}_O = (\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_{\epsilon})/2$. С учетом этих обозначений запись уравнений передачи однородной длинной линии упростится и примет следующий вид: $\dot{U}_x = \dot{U}_{\Pi} e^{-\gamma x} + \dot{U}_O e^{\gamma x} = \dot{U}_{nad} + \dot{U}_{omp}$,

$$\dot{I}_x = \frac{\dot{U}_{\Pi}}{Z_{\epsilon}} e^{-\gamma x} - \frac{\dot{U}_O}{Z_{\epsilon}} e^{\gamma x} = \dot{I}_{nad} + \dot{I}_{omp}.$$

Определим соотношение между падающими и отраженными волнами в конце линии.

Полагая $x = l$ и обозначая напряжение и ток в конце линии $\dot{U}_2$ и $\dot{I}_2$, получим $\dot{U}_2 = \dot{U}_{2nad} + \dot{U}_{2omp}$, $\dot{I}_2 = \dot{I}_{2nad} + \dot{I}_{2omp}$. Эти равенства с учетом того, что $\dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_n$ (Z_n - сопротивление нагрузки линии), можно переписать следующим образом: $\dot{I}_2 Z_n = \dot{U}_{2nad} + \dot{U}_{2omp}$, $\dot{I}_2 Z_{\epsilon} = \dot{U}_{2nad} - \dot{U}_{2omp}$.

$$\text{Откуда } \dot{U}_{2nad} = \dot{I}_2 \frac{Z_n + Z_{\epsilon}}{2}, \quad \dot{U}_{2omp} = \dot{I}_2 \frac{Z_n - Z_{\epsilon}}{2}.$$

Отношение комплексной амплитуды напряжения отраженной волны к комплексной амплитуде падающей волны называют коэффициентом отражения по напряжению: $\sigma_U = \frac{Z_n - Z_{\epsilon}}{Z_n + Z_{\epsilon}}$ и тогда $\dot{U}_{2omp} = \sigma_U \dot{U}_{2nad}$.

Амплитуда отраженной волны тока определяется формулой
$$\dot{I}_{2omp} = -\frac{\dot{U}_{omp}}{Z_6} = -\sigma_U \frac{\dot{U}_{nad}}{Z_6} = -\sigma_U \dot{I}_{2nad}.$$
 По аналогии с напряжением можно записать $\dot{I}_{2omp} = \sigma_I \dot{I}_{2nad}$, где σ_I – коэффициент отражения по току, и получаем, что $\sigma_I = -\sigma_U$. То есть коэффициент отражения по току равен по значению и противоположен по знаку коэффициенту отражения по напряжению.

Если линия замкнута накоротко на конце, то есть $Z_n = 0$, то коэффициент отражения по напряжению равен $\sigma_U = -1$, а коэффициент отражения по току $\sigma_I = 1$. Падающая и отраженная волны напряжения имеют в конце линии равные амплитуды и сдвинуты по отношению друг к другу на 180° . Амплитуда результирующей волны напряжения в конце линии будет равна нулю. В то же время наложение падающей и отраженной волн тока дают удвоение амплитуды.

При холостом ходе в конце линии (линия разомкнута) $\sigma_U = 1$ и $\sigma_I = -1$, то есть картина изменится на противоположную: ток будет равен нулю, а напряжение увеличится вдвое.

Важным для практики является случай $Z_n = Z_6$, соответствующий условию $\sigma_I = \sigma_U = 0$ и как следствие, отраженные волны напряжения и тока будут отсутствовать. Этот режим работы линии является режимом согласованного включения. При этом напряжение и ток в любой точке линии будут определяться только падающими волнами, и вся энергия, которую несет электромагнитная волна, полностью поглощается в конце линии нагрузочным сопротивлением. Для любой точки линии x :
$$\dot{U}_x = \dot{U}_\Pi e^{-\gamma x}, \quad \dot{I}_x = \dot{I}_\Pi e^{-\gamma x}.$$

Учитывая последнее обстоятельство, рассмотрим физический смысл волнового сопротивления. Поскольку в падающей волне
$$\dot{U}_x = \frac{\dot{U}_1 + \dot{I}_1 Z_6}{2} e^{-\gamma x}, \quad \dot{I}_x = \frac{\dot{U}_1 + \dot{I}_1 Z_6}{2 Z_6} e^{-\gamma x},$$
 получаем $Z_6 = \dot{U}_x / \dot{I}_x$. То есть волновое сопротивление линии выражает соотношение между амплитудами и фазами напряжения и тока падающей волны. Причем волновое сопротивление не зависит от длины линии – оно постоянно в любой точке.

Помимо волнового сопротивления к вторичным параметрам линии относится коэффициент распространения $\gamma = \alpha + j\beta$. Вещественная часть коэффициента распространения α характеризует изменение напряжения и тока по абсолютной величине при распространении энергии на расстояние единичной длины и называется коэффициентом ослабления. Мнимая часть коэффициента распространения β характеризует изменение фазы напряжения и тока. Она называется коэффициентом фазы линии.

Линия без потерь

Линия без потерь – это линия, у которой рассеяние энергии пренебрежимо мало и можно полагать $R_0 = 0$, $G_0 = 0$.

Волновое сопротивление линии без потерь становится чисто активным: $Z_\epsilon = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \rho_\epsilon$, а коэффициент распространения равен

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{L_0C_0}.$$

Подставляя значение $\gamma = j\beta$ в (20) и учитывая, что $e^{\pm j\beta x} = \cos \beta x \pm j \sin \beta x$, уравнения передачи преобразуем к виду:

$$\begin{aligned}\dot{U}_x &= \dot{U}_1 \cos \beta x - j\dot{I}_1 Z_\epsilon \sin \beta x, \\ \dot{I}_x &= \dot{I}_1 \cos \beta x - j \frac{\dot{U}_1}{Z_\epsilon} \sin \beta x.\end{aligned}$$

Для удобства анализа процессов, происходящих на конце линии без потерь будем характеризовать расположение точки наблюдения ее удалением не от начала линии, как это было раньше, а от конца линии. В этом случае уравнения передачи линии без потерь, выражающие комплексные значения напряжения и тока в произвольной точке линии x , отсчитанной от ее конца, запишутся в виде:

$$\begin{aligned}\dot{U}_x &= \dot{U}_2 \cos \beta x + jZ_\epsilon \dot{I}_2 \sin \beta x, \\ \dot{I}_x &= \dot{I}_2 \cos \beta x + j \frac{\dot{U}_2}{Z_\epsilon} \sin \beta x.\end{aligned}\tag{23}$$

Положив в (23) $x=l$, найдем входное сопротивление линии без потерь $Z_{ex} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = Z_n \frac{1 + jZ_6 / Z_n \operatorname{tg} \beta l}{1 + jZ_n / Z_6 \operatorname{tg} \beta l}$, где $Z_n = Z_2 = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2}$.

Рассмотрим некоторые частные случаи.

В случае согласованного включения линии ($Z_n = R_n = Z_6 = \rho_6$) из (21) следует, что

$$\dot{U}_x = \dot{U}_2 (\cos \beta x + j \sin \beta x) = \dot{U}_2 e^{j\beta x}, \quad \dot{I}_x = \dot{I}_2 (\cos \beta x + j \sin \beta x) = \dot{I}_2 e^{j\beta x},$$

а для мгновенных значений напряжения и тока получаем

$$u_x(t) = U_2 \sin(\omega t + \beta x) \text{ и } i_x(t) = I_2 \sin(\omega t + \beta x).$$

То есть амплитуда падающей волны будет постоянной по всей длине линии, что соответствует режиму так называемой бегущей волны.

Распространение бегущей волны означает, что через бесконечно малый промежуток времени dt такая же амплитуда колебаний возникает в другой точке линии на расстоянии, отстоящем от первой точки на расстоянии dx . Равенство амплитуд возможно только при равенстве аргументов синусов, то есть $\omega t + \beta x = \omega t + \omega dt + \beta x + \beta dx$. Откуда следует, что отношение $\frac{dx}{dt}$, характеризующее скорость распространения бегущей

волны вдоль линии и называемое фазовой скоростью, определяется формулой: $\frac{dx}{dt} = -\frac{\omega}{\beta} = -V$. Знак минус указывает на то, что волна движется от начала к концу линии (x уменьшается). В рассматриваемом случае $V = 1/\sqrt{L_0 C_0}$.

Путь, пройденный волной за период колебаний $T = 2\pi/\omega$, называется длиной волны λ , и определяется формулой $\lambda = VT = \omega T / \beta = 2\pi / \beta$.

При коротком замыкании линии ($Z_n = 0, \dot{U}_2 = 0$) уравнения передачи примут вид $\dot{U}_x = jZ_6 \dot{I}_2 \sin \beta x, \quad \dot{I}_x = \dot{I}_2 \cos \beta x$, а мгновенные значения напряжения и тока в любой точке линии описываются выражениями:

$$u_x(t) = |\dot{I}_2| \rho_6 \sin \beta x \sin(\omega t + \pi/2), \quad i_x(t) = |\dot{I}_2| \cos \beta x \sin \omega t.$$

Амплитуды напряжения $|i_2|\rho_e \sin \beta x$ и тока $|i_2|\cos \beta x$ являются функциями координаты x . В линии есть точки, в которых амплитуда напряжения (тока) в любой момент времени равна нулю. Это так называемые узлы напряжения (тока). И есть точки, в которых амплитуда напряжения (тока) имеет максимальное значение – это пучности. Узлы напряжения и пучности тока образуются в точках, в которых выполняется условие $\beta x = 0, \pi, \dots$, то есть $\sin \beta x = 0$, $\cos \beta x = \pm 1$. Пучности напряжения и узлы тока возникают в тех точках линии, где $\beta x = \pi/2, 3\pi/2, \dots$. При этих значениях βx имеем $\sin \beta x = \pm 1$ и амплитуда напряжения максимальна, а $\cos \beta x = 0$ и амплитуда тока равна нулю.

Рассмотрим процесс образования узлов и пучностей.

При коротком замыкании линии $\sigma_U = -1$, $\sigma_I = 1$ и происходит полное отражение энергии, в результате чего в любой точке результирующее напряжение (ток) складывается из суммы падающих и отраженных волн одинаковой амплитуды. Сдвиг фаз между падающей и отраженной волнами напряжения в точке x очевидно будет равен $\varphi_U = \beta x - [-(\beta x - \pi)] = 2\beta x - \pi = 4\pi \frac{x}{\lambda} - \pi$, а между падающей и отраженной волнами тока – $\varphi_I = \beta x - (-\beta x) = 2\beta x = 4\pi \frac{x}{\lambda}$.

Удобно рассматривать в линии без потерь точки x , кратные четверти длины волны. На расстоянии $\lambda/4$ от конца линии $\varphi_U = 0$ и $\varphi_I = \pi$, то есть фазы падающей и отраженной волн напряжения совпадают, а волн тока – противоположны. В этой точке образуется пучность напряжения и узел тока. В точке $x = \lambda/2$ ($\varphi_U = \pi$, $\varphi_I = 2\pi$) возникает пучность тока и узел напряжения и т.д.

Узлы напряжения или тока остаются на месте, а напряжение или ток между узлами как это показано на рис. 34, плавно меняется (пульсирует) с течением времени от t_1 до t_5 , достигая положительного и отрицательного амплитудных значений.

Таким образом, возникают волны напряжения или тока, которые не распространяются вдоль линии, а стоят на месте. Такие волны называются стоячими, а режим работы линии – режим стоячих волн.

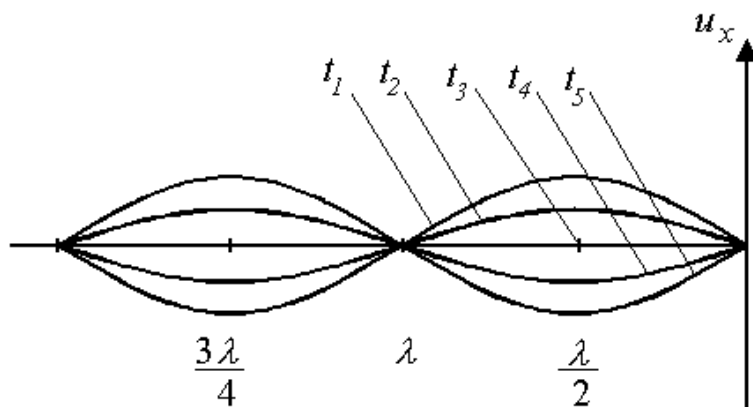


Рис. 34. Режим стоячих волн

При разомкнутой линии также будет возникать режим стоячих волн с той лишь разницей, что узлы и пучности напряжения при разомкнутой линии совпадают с узлами и пучностями тока при коротком замыкании, а узлы и пучности тока разомкнутой линии – с узлами и пучностями напряжения короткозамкнутой линии.

При нагрузке линии на активное сопротивление, не равное волновому, часть падающей волны отражается обратно в линию. Амплитуда отраженной волны меньше амплитуды падающей волны, поэтому падающую волну можно представить в виде суммы двух волн. Одна из волн, равная по амплитуде отраженной, взаимодействуя с ней, образует стоячую волну, другая является падающей бегущей волной. В этом случае говорят о режиме смешанных волн.

На рис. 35 показано распределение по длине линии амплитуды напряжения при условии $R_n > \rho_v$.

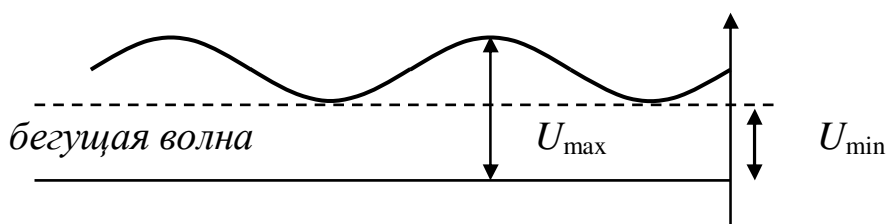


Рис. 35. Смешанная волна

В линии отсутствуют узлы и пучности, а наблюдаются минимумы и максимумы амплитуды волны.

Чтобы оценить близость режима смешанных волн к режиму бегущей волны, используют коэффициент бегущей волны $k_{б.в.} = U_{\min} / U_{\max}$, либо обратную ему величину – коэффициент стоячей волны $k_{с.в.}$.

Коэффициент бегущей волны изменяется в пределах от 0 до 1. При значении $k_{б.в.} = 0$ в линии имеет место стоячая волна, при $k_{б.в.} = 1$ – бегущая волна.

Коэффициент бегущей волны можно выразить через отношение волнового сопротивления и сопротивления нагрузки. Действительно, минимальное значение амплитуды смешанной волны $U_{\min}$ представляет собой амплитуду бегущей волны $U_{б.в.}$, то есть $U_{\min} = U_{б.в.} = I_2 \rho_{с.}$.

Максимальное значение амплитуды смешанной волны будет равно $U_{\max} = U_{б.в.} + U_{с.в.} = I_2 R_n$, где $U_{с.в.}$ – максимальная амплитуда стоячей волны. Отсюда находим, что $k_{б.в.} = \rho_{с.} / R_n$.

Контрольные вопросы и тестовые задания

1. Коэффициент передачи по напряжению K_u при последовательном соединении RC элементов, если напряжение снимается с емкости, имеет вид?
2. Коэффициент передачи по напряжению K_u при последовательном соединении RC элементов, если напряжение снимается с сопротивления, имеет вид?
3. Коэффициент передачи по напряжению K_u при последовательном соединении RL элементов, если напряжение снимается с сопротивления, имеет вид?
4. Коэффициент передачи по напряжению K_u при последовательном соединении RL элементов, если напряжение снимается с индуктивности, имеет вид?
5. Коэффициент передачи по напряжению K_u при последовательном соединении RLC элементов, если напряжение снимается с индуктивности, имеет вид?
6. Коэффициент передачи по напряжению K_u при последовательном соединении RLC элементов, если напряжение снимается с резистора, имеет вид?
7. Коэффициент передачи по напряжению K_u при последовательном соединении RLC элементов, если напряжение снимается с емкости, имеет вид?

8. В чем смысл спектрального метода анализа прохождения сложных сигналов через электрическую цепь?
9. В чем состоит приближенный спектральный метод анализа?
10. В чем состоит смысл метода интеграла наложения?
11. Какова связь между коэффициентом передачи и импульсной характеристикой цепи?
12. Какие цепи называют дифференцирующим.
13. Какие цепи называют интегрирующим.
14. Нарисуйте схему дифференцирующей RC цепи и ее реакцию при подаче на вход прямоугольного импульса?
15. Нарисуйте схему интегрирующей RC цепи и ее реакцию при подаче на вход прямоугольного импульса?
16. Нарисуйте схемы дифференцирующей и интегрирующей цепей на основе RL элементов?
17. Нарисуйте ВАХ НЭ?
18. Крутизна характеристики определяется по формуле?
19. Что является следствием того, что элемент цепи нелинейный?
20. В чем состоит метод трех плоскостей при анализе НЭ?
21. Из каких элементов состоит выпрямитель. Поясните работу выпрямителя?
22. Что такое угол отсечки?
23. Что позволяют определить коэффициенты Берга?
24. Что называют амплитудной модуляцией?
25. Где применяется амплитудная модуляция?
26. Как выглядит спектр сигнала при АМ модуляции?
27. Что такое детектирование?
28. Что такое цепи с распределенными параметрами?
29. Назовите параметры длинной линии?
30. Как выглядит участок двухпроводной линии?
31. Запишите телеграфные уравнения?
32. В каком случае эти коэффициенты отражения равны нулю?
33. Что такое линия без потерь?
34. Запишите уравнение передачи линии без потерь?
35. Чем характеризуется режим согласованной нагрузки?
36. Поясните условия возникновения режима стоячих волн?

1. Цепь состоит из последовательно включенных резистора и конденсатора: выходное напряжение снимается с конденсатора. Какому электрическому фильтру соответствует данная цепь?
 - A. Фильтр нижних частот.
 - B. Фильтр верхних частот.
 - C. Полосовой фильтр.
 - D. Резонансный фильтр.

2. Цепь состоит из последовательно включенных конденсатора и резистора: выходное напряжение снимается с резистора. Какому электрическому фильтру соответствует данная цепь?
 - A. Фильтр нижних частот.
 - B. Фильтр верхних частот.
 - C. Полосовой фильтр.
 - D. Резонансный фильтр.

3. Цепь состоит из последовательно включенных резистора и катушки индуктивности: выходное напряжение снимается с катушки индуктивности. Какому электрическому фильтру соответствует данная цепь?
 - A. Фильтр нижних частот.
 - B. Фильтр верхних частот.
 - C. Полосовой фильтр.
 - D. Резонансный фильтр.

4. Цепь состоит из последовательно включенных катушки индуктивности и резистора: выходное напряжение снимается с резистора. Какому электрическому фильтру соответствует данная цепь?
 - A. Фильтр нижних частот.
 - B. Фильтр верхних частот.
 - C. Полосовой фильтр.
 - D. Резонансный фильтр.

5. Цепь состоит из последовательно включенных RLC элементов: выходное напряжение снимается с резистора. Какому электрическому фильтру соответствует данная цепь?
- A. Фильтр нижних частот.
 - B. Фильтр верхних частот.
 - C. Полосовой фильтр.
 - D. Резонансный фильтр.
6. Цепь состоит из последовательно включенных RLC элементов: выходное напряжение снимается с резистора. Как определить добротность этой цепи?
- A. По виду частотной характеристики коэффициента передачи в области резонанса.
 - B. По виду частотной характеристики коэффициента передачи в области частот много выше резонанса.
 - C. По виду частотной характеристики коэффициента передачи в области много ниже резонанса.
 - D. По выходному напряжению на частоте резонанса.
7. Цепь состоит из последовательно включенных RLC элементов: выходное напряжение снимается с емкости. Как определить добротность этой цепи?
- A. По виду частотной характеристики коэффициента передачи в области резонанса.
 - B. По виду частотной характеристики коэффициента передачи в области частот много выше резонанса.
 - C. По виду частотной характеристики коэффициента передачи в области много ниже резонанса.
 - D. По выходному напряжению на частоте резонанса.
8. Цепь состоит из последовательно включенных RLC элементов: выходное напряжение снимается с емкости. Чему равен коэффициент передачи цепи на частотах, близких нулю?
- A. Нулю.
 - B. Единице.

- C. Бесконечности.
- D. Добротности.

9. Цепь состоит из последовательно включенных RLC элементов: выходное напряжение снимается с индуктивности. Чему равен коэффициент передачи цепи на частотах, близких нулю?
- A. Нулю.
 - B. Единице.
 - C. Бесконечности.
 - D. Добротности.
10. Как связаны между собой коэффициент передачи цепи и импульсная характеристика цепи?
- A. Интегралом.
 - B. Производной.
 - C. Преобразованием Фурье.
 - D. Никак не связаны.
11. На интегрирующую цепь подано напряжение в виде прямоугольного импульса. Какое напряжение будет на выходе цепи?
- A. Напряжение в виде прямоугольного импульса той же амплитуды.
 - B. Напряжение в виде прямоугольного импульса, но другой амплитуды.
 - C. Линейно нарастающее напряжение.
 - D. Два коротких экспоненциальных импульса.
12. На дифференцирующую цепь подано напряжение в виде прямоугольного импульса. Какое напряжение будет на выходе цепи?
- A. Напряжение в виде прямоугольного импульса той же амплитуды.
 - B. Напряжение в виде прямоугольного импульса, но другой амплитуды.
 - C. Линейно нарастающее напряжение.
 - D. Два коротких экспоненциальных импульса.

- 13.** Что является физической причиной нелинейности элементов цепи?
- A. Наличие электрических потерь.
 - B. Зависимость параметров элементов от величины протекающего через них тока.
 - C. Зависимость параметров элементов от температуры.
 - D. Способность запасать энергию.
- 14.** Что является следствием нелинейности элемента цепи?
- A. Способность изменять спектр входного сигнала.
 - B. Способность преобразовывать электрическую энергию в другие виды энергии.
 - C. Способность преобразовывать магнитную энергию в другие виды энергии.
 - D. Способность сокращать переходной процесс.
- 15.** Какой параметр не используется для оценки свойств НЭ по вольт-амперной характеристике?
- A. Статическое сопротивление.
 - B. Динамическое сопротивление.
 - C. Крутизна характеристики.
 - D. Угол отсечки.
- 16.** На что влияет положение рабочей точки на вольт-амперной характеристике нелинейного элемента?
- A. На амплитуду входного сигнала.
 - B. На форму входного сигнала.
 - C. На форму выходного сигнала.
 - D. Ни на что не влияет.
- 17.** Что такое угол отсечки?
- A. Доля периода от начала колебаний.
 - B. Расстояние между двумя гармониками в спектре сложного сигнала.
 - C. Фазовый угол между поданным на элемент напряжением и протекающим через него током.

D. Половина той части периода, в течение которой на выходе нелинейного элемента протекает ток.

18. Что позволяют определять коэффициенты Берга?

- A. Амплитуды гармоник на выходе НЭ.
- B. Частоту синусоидального сигнала, воздействующего на НЭ.
- C. Рабочую точку на вольт-амперной характеристике.
- D. Крутизну вольт-амперной характеристики.

19. Чему равна постоянная составляющая на выходе НЭ, если на вход НЭ подан синусоидальный сигнал амплитудой тока I ?

- A. $I/2$.
- B. $I/\sqrt{2}$.
- C. I/π .
- D. I .

20. Какой параметр используется при анализе длинной линии?

- A. Волновое сопротивление.
- B. Характеристическое сопротивление.
- C. Резонансное сопротивление.
- D. Сопротивление $p - n$ перехода.

21. Каким будет волновое сопротивление линии без потерь?

- A. Равным нулю.
- B. Чисто реактивным.
- C. Чисто активным.
- D. Комплексным, имеющим и активную, и реактивную составляющие.

22. В каком случае длинная линия работает с большей эффективностью?

- A. При подключении к линии сопротивления, равного волновому.
- B. При подключении к линии сопротивления, равного сопротивлению проводов длинной линии.
- C. Когда к концу длинной линии ничего не подключают.
- D. Когда концы длинной линии замкнуты накоротко.

ЧАСТЬ 3. МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ

Магнитные цепи. Примерный расчет магнитной цепи. Катушка с магнитопроводом в цепи переменного тока. Явление феррорезонанса. Трансформаторы. Электрические машины постоянного и переменного тока. Вращающееся магнитное поле. Трехфазные электрические цепи.

Раздел 9. Понятие магнитной цепи

Рассмотрим катушку индуктивности. При протекании постоянного тока по виткам катушки с поперечным сечением S внутри нее создается магнитное поле, интенсивность которого характеризуется магнитной индукцией B и магнитным потоком $\Phi = BS$.

Магнитный поток катушки с током усиливается во много раз, если ее намотать на замкнутый сердечник, например, тороид из ферромагнитного материала, который называют магнитопроводом (рис. 36, а). В этом случае магнитный поток создается не только катушкой с током (источник внешнего магнитного поля), но и соответствующим ферромагнитным веществом магнитопровода (источником внутреннего магнитного поля).

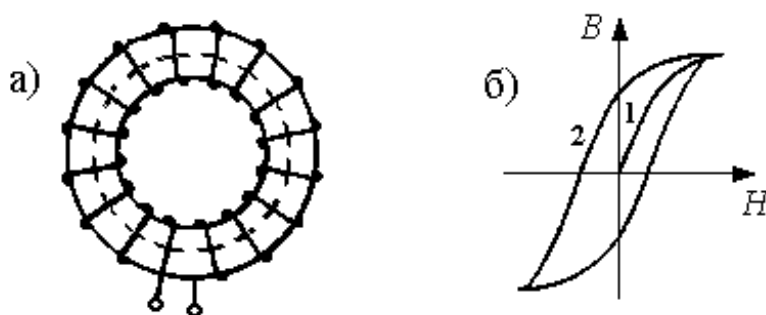


Рис. 36. Катушка, намотанная на тороид из ферромагнитного материала

Магнитная индукция B связана с напряженностью H магнитного поля и магнитной проницаемостью известным соотношением $B = \mu_0 \mu H$, где μ_0 – магнитная постоянная, μ – относительная магнитная проницаемость среды.

Используя закон полного тока для катушки $Hl = In$, где I – ток, n – число витков катушки, l – средняя длина окружности (тороида), на которую намотана катушка, для магнитного потока можно записать $\Phi = \mu_0 \mu InS/l$ или

$$\Phi = \frac{In}{\left(\frac{l}{\mu_0 \mu S} \right)}. \quad (24)$$

Произведение In носит название магнитодвижущей силы ($МДС$), а знаменатель можно трактовать как магнитное сопротивление магнитопровода R_m . Тогда вся формула по аналогии с электрической цепью может быть представлена как закон Ома для магнитопровода или закона Ома для магнитной цепи. То есть магнитная цепь представляет собой магнитопровод из ферромагнитного материала, через который проходит магнитный поток, созданный током в катушке. Произведение NI часто называют магнитным напряжением.

Вспомним основные свойства ферромагнитных материалов. Ферромагнитные материалы обладают способностью намагничиваться и значительно усиливать внешнее магнитное поле. Для практики большое значение имеют особые свойства ферромагнитных веществ, проявляющиеся в процессе намагничивания. В первую очередь это кривая намагничивания $B(H)$, которая имеет в общем случае нелинейный характер (в воздухе $B(H)$ имеет линейную зависимость), а также явление гистерезиса, характеризующееся тем, что при намагничивании и размагничивании кривые $B(H)$ не совпадают.

Пример кривой первоначального намагничивания (1) и петли гистерезиса (2) показан на рис. 36, б.

Помимо кривой первоначального намагничивания в практике используют еще и основную кривую намагничивания, которая представляет собой линию, соединяющую вершины петель гистерезиса, образующихся по мере возрастания значений B и H при циклическом перемагничивании. Кривая первоначального намагничивания и основная кривая намагничивания проходят близко друг к другу и мы в дальнейшем их различать не будем.

По кривой намагничивания можно построить вебер-амперную характеристику магнитопровода $\Phi(I)$ ($\Phi = BS$, $H = In/l$).

Характерно, что, начиная с некоторой напряженности магнитного поля, происходит магнитное насыщение, то есть такое состояние ферромагнитного материала, при котором рост напряженности поля не влечет за собой увеличение намагниченности.

Следует отметить, что при циклическом перемагничивании ферромагнитный материал нагревается, что свидетельствует о потерях энергии.

Различают магнито-твердые, имеющие широкую петлю гистерезиса и магнито-мягкие ферромагнитные материалы, для которых характерна большая магнитная проницаемость и достаточно узкая петля гистерезиса. Чаще всего магнито-твердые материалы используются для изготовления постоянных магнитов, а магнито-мягкие – для магнитопроводов электротехнических устройств.

В качестве примера измерений свойств ферромагнитных материалов рассмотрим осциллографический метод исследований на переменном токе, который позволяет визуально наблюдать петлю гистерезиса. Схема измерений приведена на рис. 37.

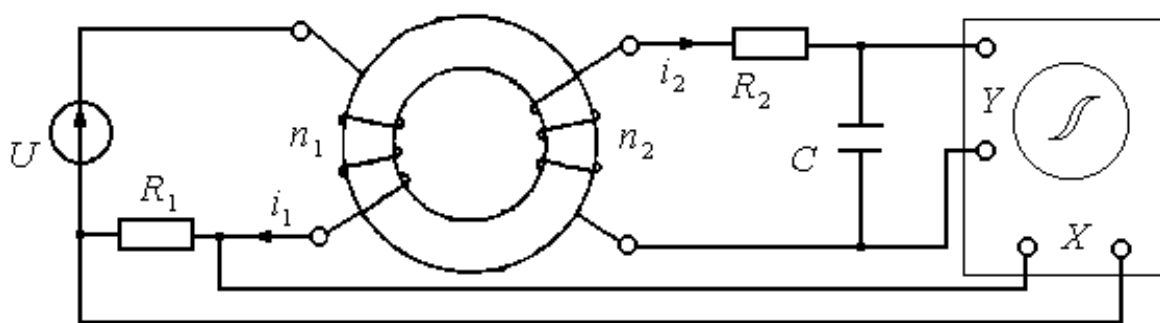


Рис. 37. Схема измерений петли гистерезиса осциллографическим методом

Исследуемый образец в виде кольца (тороида) из ферромагнитного материала площадью поперечного сечения S и средней длиной l имеет две обмотки с числом витков n_1 и n_2 . Первая обмотка подключена к источнику синусоидального напряжения U и имеет последовательно включенный токовый резистор R_1 с малой по сравнению с обмоткой величиной сопротивления. Вторая обмотка подключена к интегрирующей RC цепи. Напряжение $u_1(t)$, снимаемое с резистора R_1 , пропорциональное намагничивающему току $i_1(t)$ и мгновенным значениям напряженности магнитного поля в образце $H(t)$ подается на вход горизонтального отклонения луча X осциллографа: $u_1(t) = R_1 i_1(t) = R_1 H(t) l / n_1$. А на вход вертикального отклонения луча Y подается напряжение $u_C(t)$ с

выхода интегрирующей цепочки, пропорциональное мгновенным значениям магнитного потока и магнитной индукции: $u_C(t) = \frac{n_2 S}{R_2 C} B(t)$.

Таким образом, на экране осциллографа будет воспроизводиться зависимость мгновенных значений индукции от мгновенных значений напряженности магнитного поля, то есть петля гистерезиса.

Зная n_1, n_2, S, l, R_1, R_2 и C , а также используя масштабные коэффициенты по горизонтали и вертикали, по замкнутой кривой на экране осциллографа можно определить в итоге конкретные значения B и H в отдельных точках петли гистерезиса.

Как и электрические, магнитные цепи выполняют неразветвленными и разветвленными: применение того или иного вида цепи определяется в основном назначением электротехнического устройства. Рассмотренный ранее пример катушки с ферромагнитным тороидом соответствует неразветвленной цепи. Пример магнитопровода и разветвленной цепи показаны на рис. 38 а, б.

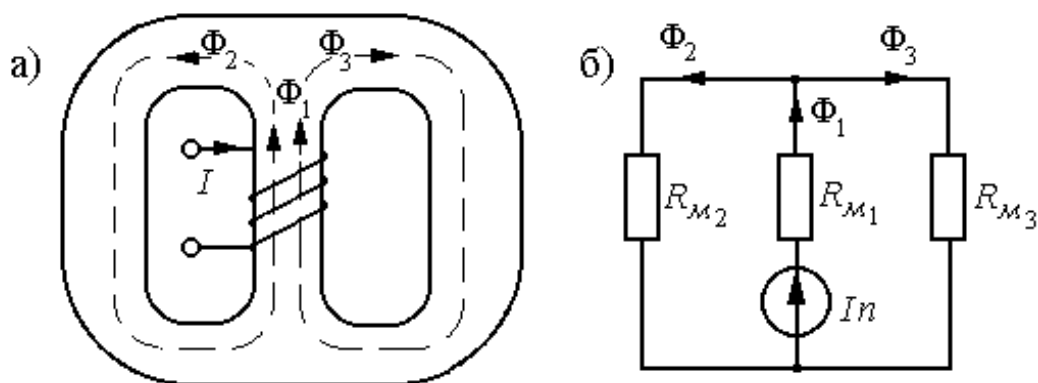


Рис. 38. Разветвленная магнитная цепь

Кроме этого, магнитные цепи могут быть однородными и неоднородными. Неоднородная магнитная цепь состоит из нескольких участков, отличающихся в общем случае длиной, поперечным сечением и материалом. Чаще всего кроме участков из ферромагнитных материалов имеются воздушные зазоры. Имеется много электротехнических устройств, конструктивно содержащих зазор: это в первую очередь различные электромагнитные реле, обеспечивающие замыкание или размыкание контактов, и электромагниты.

Если магнитопровод не замкнут, а имеет воздушный зазор величиной l_g , то по отношению к магнитному потоку будет два последовательно включенных участка магнитной цепи и соотношение (24) перепишется в виде:

$$\Phi = \frac{In}{\frac{l}{\mu_0 \mu S} + \frac{l_g}{\mu_0 S}}.$$

Величина $l_g/(\mu_0 S)$ представляет собой магнитное сопротивление воздушного зазора. Наличие воздушного зазора увеличивает общее магнитное сопротивление и уменьшает магнитный поток.

Напомним, что магнитный поток сквозь поверхность раздела двух сред (ферромагнитный материал – воздух) не изменяется. Магнитная индукция на границе раздела также не меняется, а напряженность магнитного поля меняется скачком и оказывается большей в среде с меньшей магнитной проницаемостью.

Общий расчет магнитных цепей чаще всего выполняется с применением магнитных аналогов законов Кирхгофа.

Первый закон Кирхгофа для магнитной цепи гласит: алгебраическая сумма магнитных потоков в узле магнитной цепи равна нулю. Этот закон является следствием того физического факта, что магнитный поток через замкнутую поверхность равен нулю – линии магнитного потока замкнутые. Например, для узла магнитной цепи, изображенной на рис. 38: $\Phi_1 - \Phi_2 - \Phi_3 = 0$.

Второй закон Кирхгофа – закон полного тока для магнитной цепи – формулируется следующим образом: сумма всех МДС, действующих в магнитной цепи, равна сумме произведений напряженности магнитного поля на длину соответствующих участков для контура магнитной цепи (сумме магнитных напряжений участков магнитной цепи). Если в контуре имеется n участков и m катушек с токами, то

$$\sum_{k=1}^n H_k l_k = \sum_{p=1}^m I_p n_p.$$

Такая формулировка второго закона Кирхгофа справедлива в тех случаях, когда магнитопровод можно разбить на такие участки, вдоль каждого из которых напряженность H магнитного поля остается постоянной.

Раздел 10. Примерный расчет магнитной цепи

При расчете магнитной цепи материал, форма и размеры магнитопровода обычно заданы и в общем случае могут решаться два типа задач: прямая задача – когда по заданному магнитному потоку в цепи требуется найти *МДС*, необходимую для создания этого потока, и обратная задача – когда по заданной намагничивающей силе требуется найти магнитный поток или магнитную индукцию в магнитопроводе.

Расчет неразветвленной однородной магнитной цепи

В неразветвленной магнитной цепи магнитный поток во всех участках один и тот же и решение прямой задачи выполняется в следующей последовательности:

- по заданному магнитному потоку и известной площади поперечного сечения находят магнитную индукцию $B = \Phi / S$;
- определяют напряженность магнитного поля H в магнитопроводе по кривой намагничивания;
- находят магнитодвижущую силу по закону полного тока: $I_n = Hl$ (l – длина магнитопровода, подсчитанная по средней линии).

Порядок решения обратной задачи следующий:

- определяют напряженность магнитного поля в магнитопроводе $H = I_n / l$;
- по кривой намагничивания данного типа магнитопровода находят магнитную индукцию B ;
- определяют магнитный поток $\Phi = BS$.

Расчет неразветвленной неоднородной магнитной цепи

Рассмотрим решение прямой задачи на примере магнитной цепи электромагнита, показанной на рис. 39 и конструктивно содержащей воздушный зазор.

Разделим магнитную цепь на участки длины l_k и в пределах каждого участка площадь поперечного сечения S_k магнитопровода будем считать постоянной. Кроме этого, будем полагать, что толщина электромагнита одинакова по всей длине.

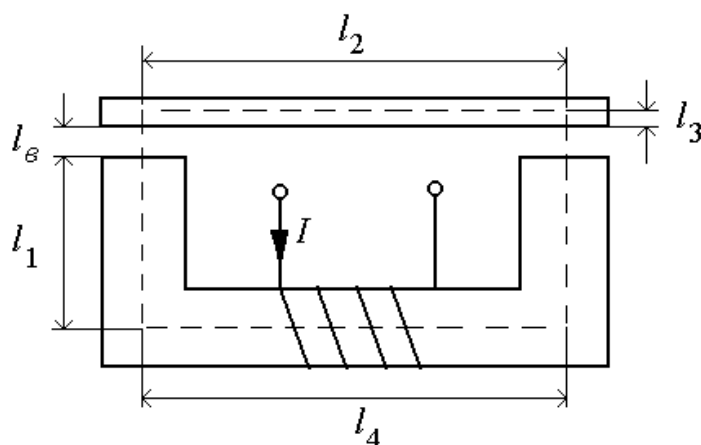


Рис. 39. Магнитная цепь электромагнита

При заданном потоке находим магнитную индукцию на каждом участке по формуле $B_k = \Phi / S_k$ и по кривой намагничивания материала магнитопровода определяем напряженность магнитного поля H_k на каждом участке. Напряженность магнитного поля в воздушных зазорах находим по формуле $H_g = B / \mu_0 = 0,8 \cdot 10^6 B$ ($\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ Гн/м).

Для каждого участка находим магнитное напряжение $H_k l_k$ и записываем закон полного тока:

$$2H_1 l_1 + H_2 l_2 + 2H_3 l_3 + H_4 l_4 + 2H_g l_g = I n. \quad (25)$$

Важно отметить, что на относительно малый воздушный зазор приходится основная часть МДС, так как H_g при той же индукции B значительно больше напряженности магнитного поля в магнитопроводе.

Решение обратной задачи оказывается более сложным, поскольку непосредственно применить закон полного тока не представляется возможным (магнитный поток и, следовательно, напряженности $H_1, H_2 \dots$ неизвестны). Чаще всего решение задачи проводят методом последовательных приближений, суть которого заключается в многократном решении прямой задачи при некоторых исходных значениях магнитного потока. Обычно вначале, в качестве первого приближения, задают максимально возможный в данной магнитной цепи магнитный поток Φ_1 , например, считая магнитное сопротивление воздушного зазора равным сопротивлению магнитных участков цепи, и находят величину МДС $I_1 n_1$. Второе приближенное значение магнитного потока Φ_2 выбирают меньше Φ_1 , вновь решают прямую задачу и

сравнивают результат с заданным значением $MДС$. Если, например, $I_2 n_2 < I_n$, где I_n – заданная $MДС$, то задаются новым значением магнитного потока $\Phi_3 > \Phi_2$ – третье приближение, так что разница между $I_3 n_3$ и I_n уменьшится и т.д., до тех пор, пока рассчитанное значение $MДС$ не станет с требуемой точностью близким к заданному.

Расчет разветвленной магнитной цепи

Если разветвленная магнитная цепь симметрична, то ее расчет можно свести к задаче о расчете неразветвленной магнитной цепи, если ее условно разрезать по плоскости симметрии.

Если цепь несимметрична, например, как показано на рис. 40, то решение прямой задачи можно провести по такой схеме:

- а) составляют уравнение по первому закону Кирхгофа для магнитной цепи $\Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_3$;
- б) составляют два уравнения по второму закону Кирхгофа

$$\begin{aligned} H_1 l_1 + H_2 l_2 &= I_n, \\ H_3 l_3 + H_6 l_6 - H_2 l_2 &= 0, \end{aligned}$$

в) по известному потоку определяют индукцию на участке: например, если задан поток Φ_3 , вычисляют $B_3 = \Phi_3 / S_3$;

г) по кривой намагничивания находят H_3 ;

д) вычисляют индукцию и напряженность магнитного поля в воздушном зазоре $B_6 = B_3$, $H_6 = B_3 / \mu_0$;

е) определяют сумму магнитных напряжений $H_3 l_3 + H_6 l_6$;

ж) вычисляют $H_2 l_2 = H_3 l_3 + H_6 l_6$;

з) по кривой намагничивания находят B_2 и затем $\Phi_2 = B_2 S_2$;

и) определяют последний неизвестный магнитный поток $\Phi_1 = \Phi_2 + \Phi_3$;

к) по найденному потоку Φ_1 определяют B_1 , а затем H_1 ;

л) находят $MДС$ $H_1 l_1 + H_2 l_2 = I_n$.

Обратная задача, когда задается $MДС$ и нужно определить все потоки обычно решается методом последовательных приближений.

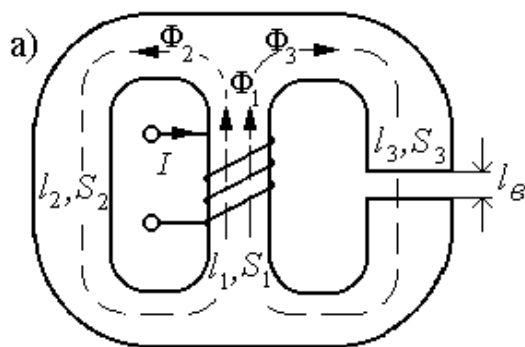


Рис. 40. Несимметричная разветвленная магнитная цепь

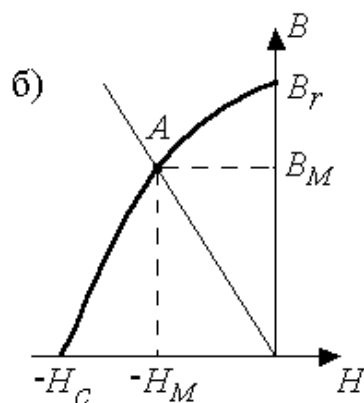


Рис. 41. Кривая размагничивания

Расчет магнитных цепей с постоянным магнитом

Источником магнитодвижущей силы может быть не только катушка с током, но и постоянный магнит.

При расчете магнитной цепи с постоянным магнитом требуется по заданному потоку найти оптимальные размеры постоянного магнита или определить магнитный поток и индукцию в воздушном зазоре.

Рассмотрим расчет неразветвленной магнитной цепи с постоянным магнитом на примере тороида из магнито-твёрдого материала длиной l и площадью поперечного сечения S_M .

Магнитное состояние тороида после намагничивания и отключения питания намагничивающей катушки определяется точкой $B = B_r$, $H = 0$ на петле гистерезиса (рис. 41). Величины остаточной магнитной индукции B_r и коэрцитивной силы H_c (при $B = 0$) характеризуют материал постоянного магнита: чем они больше, тем выше его качество. Показанную на рис. 41 кривую, являющуюся частью петли гистерезиса, еще называют кривой размагничивания.

Вырежем из тороида участок длиной $l_в \ll l$. Оставшаяся часть тороида будет постоянным магнитом, а в образовавшемся воздушном зазоре магнитное поле возбуждается этим постоянным магнитом. Будем считать, что всюду в зазоре магнитное поле характеризуется напряженностью магнитного поля $H_в$ и индукцией $B_в = \mu_0 H_в$.

По закону полного тока для контура, совпадающего со средней линией магнитопровода $H_M l_M + H_в l_в = 0$, где H_M и l_M – напряженность магнитного поля и длина средней линии постоянного магнита. Из

последнего уравнения следует, что $H_M = -\frac{l_\epsilon}{l_M} \frac{B_\epsilon}{\mu_0}$. Учитывая, что магнитный поток в неразветвленной цепи одинаковый на всех участках, в итоге получим зависимость

$$H_M = -\frac{S_M l_\epsilon}{S_\epsilon l_M} \frac{B_M}{\mu_0} = -N_M B_M,$$

представляющую собой уравнение прямой линии, проходящей через начало координат. Величина N_M носит название коэффициента размагничивания постоянного магнита. Точка пересечения A прямой $H_M = -N_M B_M$ и кривой размагничивания (рис. 41) определяет индукцию в магните $B = B_M$, а следовательно, и индукцию в воздушном зазоре.

Пример электротехнических устройств с магнитными цепями

Проведем расчет силы притяжения электромагнита, в котором магнитное поле возбуждается током протекающим через катушку (рис. 39). Учитывая, что величина воздушного зазора площадью поперечного сечения S_ϵ переменная величина, примем для l_ϵ обозначение x и будем пренебрегать магнитным сопротивлением магнитопровода.

Используя для энергии магнитного поля известное выражение $W_m = \frac{\Psi I}{2}$, а также учитывая, что $\Psi = \mu_0 H_\epsilon S_\epsilon n$ и $H_\epsilon = In/2x$, в итоге получим $W_m = \frac{\mu_0 S_\epsilon (In)^2}{x \cdot 2}$.

Условие однородности магнитного поля предполагает, что x достаточно мало и все поле сосредоточено в объеме $2xS_\epsilon$. Введем обозначение Y_m для проводимости воздушного зазора: $Y_m = \frac{\mu_0 S_\epsilon}{x}$. Тогда

$$W_m = Y_m \frac{(In)^2}{2}.$$

Электромеханическая сила f , действие которой вызывает перемещение пластины dx , может быть найдена через соответствующее перемещению изменение энергии магнитного поля и равна

$$f = \frac{dW_M}{dx} = \frac{(In)^2}{2} \frac{dY_M}{dx} = -\frac{\mu_0 S_\epsilon n^2}{2x^2} I^2.$$

Используя (25) последнее выражение можно записать через характеристики магнитного поля в зазоре: $f = -\mu_0 H_\epsilon^2 S_\epsilon = -\frac{B_\epsilon^2 S_\epsilon}{\mu_0}$.

При значении $x \rightarrow 0$ нельзя пренебрегать магнитным сопротивлением магнитопровода, и полученная формула уже неприменима.

Раздел 11. Катушка с магнитопроводом в цепи переменного тока

Переменный ток в катушке возбуждает в магнитопроводе и вокруг него магнитное поле. Большая часть магнитных линий замыкается по магнитопроводу – это основной магнитный поток Φ . Другая часть магнитных линий охватывает отдельные витки и группы витков, замыкается по воздуху и частично по магнитопроводу. Эта часть магнитного поля характеризуется потокоцеплением рассеяния Ψ_{pac} . Потокоцепление рассеяния в основном зависит от взаимного расположения витков, сечения провода и т.д.

В воздухе (линейная среда) индукция пропорциональна напряженности магнитного поля $B = \mu_0 H$, поэтому можно считать, что потокоцепление рассеяния пропорционально току, то есть $\Psi_{pac} = L_{pac} I$, где L_{pac} – индуктивность рассеяния – постоянная величина.

Полное потокоцепление с витками катушки $\Psi = n\Phi + \Psi_{pac}$.

С учетом активного сопротивления витков провода катушки R_ϵ и потокоцепления рассеяния напряжение между выводами катушки определяется выражением

$$u = R_\epsilon i + \frac{d\Psi}{dt} = R_\epsilon i + \frac{d\Psi_{pac}}{di} \frac{di}{dt} + n \frac{d\Phi}{dt} = R_\epsilon i + L_{pac} \frac{di}{dt} + n \frac{d\Phi}{dt},$$

из которого следует, что реальную катушку с магнитопроводом можно представить в виде последовательно соединенных резистивного элемента с сопротивлением витков обмотки R_ϵ , индуктивного элемента с

индуктивностью рассеяния L_{pac} и так называемой идеализированной катушки.

У идеализированной катушки обмотка не имеет индуктивности рассеяния и активного сопротивления. Свойства идеализированной катушки зависят только от параметров магнитопровода и режима намагничивания, а напряжение между ее выводами определяется ЭДС самоиндукции $-e$ в витках обмотки: $u = -e = n \frac{d\Phi}{dt}$.

Если магнитопровод изготовлен из ферромагнитного материала с широкой петлей гистерезиса, то это дополнительно приводит к значительным потерям энергии в магнитопроводе. Действительно, в любой момент времени мощность потерь $p = ui = n \frac{d\Phi}{dt} \frac{Hl}{n} = SlH \frac{dB}{dt}$. Для периодического тока средняя мощность потерь, то есть активная мощность за один период $P = \frac{1}{T} \int_0^T ui dt = Sl \oint H dB$ и пропорциональна площади петли гистерезиса, умноженной на объем магнитопровода Sl .

Наличие активных потерь за счет гистерезиса можно учесть введением последовательно с сопротивлением R_e еще одного активного сопротивления R_z .

Идеализированную катушку с магнитопроводом можно рассматривать как линейный элемент при малых значениях напряженности магнитного поля при узкой петле гистерезиса, когда зависимость $B(H)$ или вебер-амперная характеристика магнитопровода близка к линейной функции. В этом случае $u = L \frac{di}{dt}$, где $L = \mu_0 \mu S n^2 / l$ – индуктивность идеализированной катушки.

Если же амплитуда тока в катушке достигает величины, при которой значение индукции в магнитопроводе достигает насыщения, то катушку нельзя считать линейным элементом. Как элемент электрической цепи такая катушка задается нелинейной вольт-амперной (вебер-амперной) характеристикой и мы имеем нелинейный индуктивный элемент.

Рассмотрим свойства идеализированной катушки.

При подключении к катушке с магнитопроводом источника напряжения $u = U_m \sin \omega t$ через нее протекает некоторый ток, и

магнитодвижущая сила возбуждает в магнитопроводе магнитный поток, положительное направление которого определяется правилом буравчика. Этот магнитный поток индуцирует в катушке ЭДС самоиндукции.

Поскольку $u = n \frac{d\Phi}{dt}$, можно найти закон изменения во времени

магнитного потока $d\Phi = \frac{U_m}{n} \sin \omega t dt$ и после интегрирования получим

$$\Phi = -\frac{U_m}{n\omega} \cos \omega t = \Phi_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right).$$

То есть при синусоидальном напряжении между выводами катушки магнитный поток в магнитопроводе также синусоидальный и сдвинут по фазе относительно напряжения на угол $\pi/2$.

Ток, протекающий через катушку, в общем случае будет несинусоидальным. Наиболее простой способ определения формы тока – графический.

Построим на рис. 42, а петлю гистерезиса ферромагнитного материала, а на рис. 42, б магнитный поток $\Phi = \Phi_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$. Отметим на графике $\Phi(\omega t)$ значения магнитного потока в точках 0, 1, 2 ... 8 при углах 0, 45, 90 ... 360° соответственно. Поток Φ_0 на петле гистерезиса соответствует точке 0 при токе i_0 (рис. 45, в). Аналогично определяются точки Φ_1, i_1, Φ_2, i_2 и т.д. Если соединить точки i_0, i_1, i_2 ... плавной кривой, получим зависимость $i(\omega t)$.

Из полученных результатов видно, что ток и магнитный поток достигают максимальных значений одновременно, однако их нулевые значения не совпадают по времени. Ток достигает нулевого значения раньше, чем магнитный поток, то есть магнитный поток отстает по фазе от тока катушки вследствие явления гистерезиса.

Если провести спектральный анализ тока на рис. 42, в, то можно получить: $i = I_{1m} \sin \omega t + I_{3m} \sin 3\omega t + \dots$. Откуда следует, что в случае доведения магнитопровода до насыщения, намагничивающий ток будет несинусоидальным, содержит третью гармонику и другие гармонические составляющие более высокого порядка.

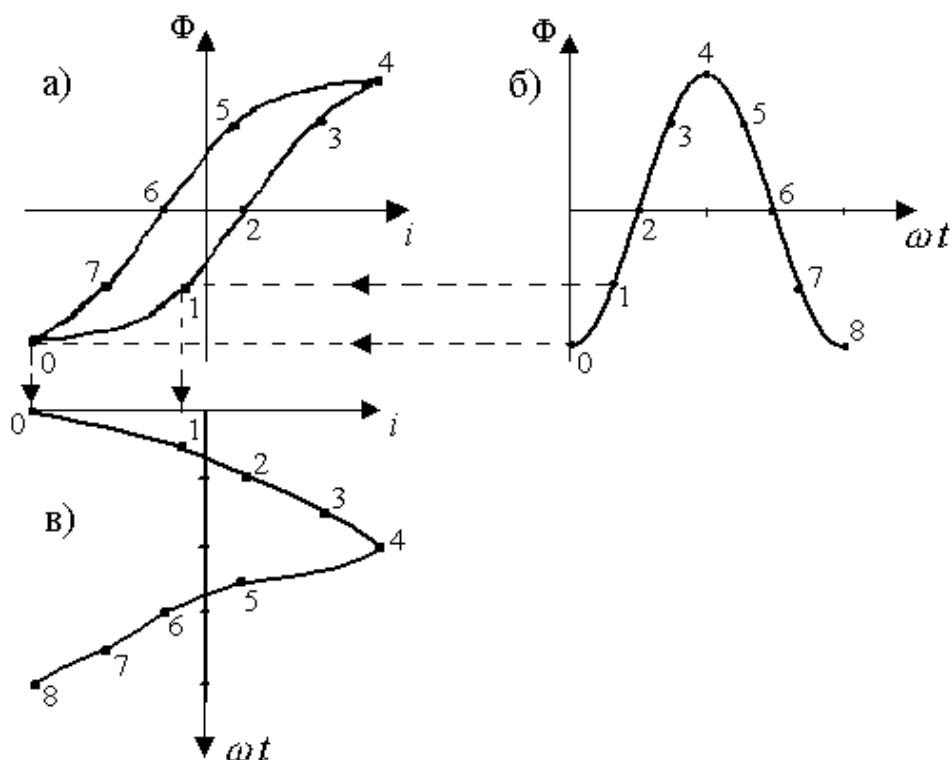


Рис. 42. Построение зависимости тока от магнитного потока

Приведенный на рис. 42 пример относился к случаю возбуждения катушки источником напряжения. Другим возможным вариантом создания магнитного потока является подключение катушки к источнику тока. При этом намагничивающий ток будет иметь синусоидальный характер, а напряжение на катушке и магнитный поток будут несинусоидальными.

Проведем анализ магнитного потока и напряжения между выводами катушки, используя спектральный подход и, предполагая, что зависимость индукции от напряженности магнитного поля приближенно определяется нелинейным уравнением вида $B = aH - cH^3$, в котором коэффициенты a и c зависят от свойств ферромагнитного материала и конструкции магнитопровода. Принятая зависимость $B(H)$ подобна основной кривой намагничивания.

Если катушка подключается к источнику синусоидального тока $i = I_m \sin \omega t$, то магнитный поток в магнитопроводе

$$\Phi = aSH - cSH^3 = \frac{aS}{l} I_m \sin \omega t - \frac{cSn^3}{l^3} I_m^3 \sin^3 \omega t,$$

а напряжение между выводами катушки

$$u = n \frac{d\Phi}{dt} = \left(\frac{aSn^2\omega}{l} I_m - \frac{3cS\omega n^4}{4l^3} I_m^3 \right) \cos \omega t + \frac{3cS\omega n^4}{4l^3} I_m^3 \cos 3\omega t =$$

$$= U_{1m} \cos \omega t + U_{3m} \cos 3\omega t.$$

При выводе последнего соотношения было использовано равенство $\sin^2 \omega t \cos \omega t = \frac{1}{2} \sin \omega t \sin 2\omega t = \frac{1}{4} (\cos \omega t - \cos 3\omega t)$.

Индуктивное сопротивление катушки на первой гармонике для действующего значения тока

$$\omega L(I) = \omega \left(\frac{aSn^2}{l} - \frac{3cSn^4}{2l^3} I^2 \right),$$

где выражение в скобках соответствует нелинейной индуктивности катушки с магнитопроводом $L(I)$ без учета высших гармоник. Видно, что с увеличением значения тока индуктивность и индуктивное сопротивление нелинейной катушки уменьшается.

Учитывая нелинейную зависимость между магнитным потоком и намагничивающим током можно существенно менять свойства катушки, если магнитопровод намагничивать одновременно переменным и постоянным током. Такое намагничивание можно осуществить, если на магнитопроводе кроме основной обмотки, включенной в цепь переменного тока, имеется дополнительная обмотка с постоянным током, называемая обмоткой подмагничивания. (Этот случай имеет сходство с нелинейным резистивным элементом, когда на него подается постоянное смещение, обеспечивающее определенное положение рабочей точки на вольт-амперной характеристике).

Явление феррорезонанса

В цепи с линейными LC элементами при постоянной частоте источника напряжения или тока резонанс достигается непосредственным изменением индуктивности или емкости. Если индуктивность имеет нелинейный характер, то резонанс может наступать при изменении тока в цепи или приложенного напряжения: индуктивность меняется в связи с изменением тока или напряжения, что приводит к изменению частоты резонанса цепи, которая, в свою очередь, может принять величину,

равную частоте внешнего воздействия. Резонанс в цепи, содержащей нелинейную индуктивность, называют феррорезонансом. Феррорезонанс при последовательном соединении L и C элементов называют феррорезонансом напряжений, а при их параллельном соединении – феррорезонансом токов.

В феррорезонансных цепях наблюдается ряд специфических явлений. Так, например, если в линейной цепи с последовательно соединенными элементами L , C и R при плавном изменении напряжения ток изменяется плавно, то в феррорезонансной цепи при таком же изменении напряжения наблюдаются скачки амплитуды тока и его фазы.

Для пояснения этого явления рассмотрим феррорезонанс напряжений при последовательном соединении катушки с магнитопроводом и линейной емкости. ВАХ отдельных элементов цепи показаны на рис. 43, а (ВАХ катушки повторяет кривую намагничивания, а ВАХ конденсатора и активного сопротивления R_{Π} – это прямые линии). ВАХ всей цепи строится с учетом формулы $U = \sqrt{U_R^2 + (U_L - U_C)^2}$ и показана на рис. 43, б.

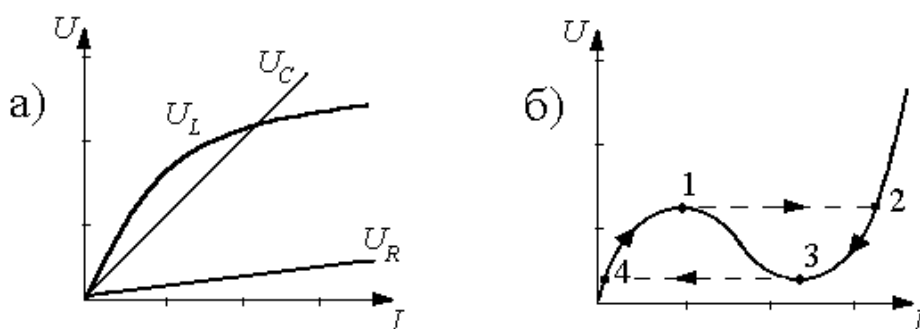


Рис. 43. Вольт-амперные характеристики отдельных элементов и всей последовательной RLC цепи

При малых значениях входного напряжения ток в цепи отстает по фазе от этого напряжения, так как сопротивление цепи имеет индуктивный характер ($U_L > U_C$). При постепенном повышении напряжения действующие значения тока I , а также напряжений U_L , U_C , U_R также увеличиваются. В точке пересечения ВАХ индуктивного и емкостного элементов $U_L = U_C$, а сдвиг фазы между

током и напряжением равен нулю, что соответствует условию резонанса напряжений.

Вольт-амперную характеристику цепи, приведенную на рис. 46, б практически можно получить, если воздействовать на цепь источником тока.

При воздействии на цепь источником напряжения, что требуется для получения резонанса напряжений, плавного изменения тока в цепи не будет. В этом случае при непрерывном увеличении напряжения на входе цепи ток плавно растет до значения I_1 , а затем скачком увеличивается до значения I_2 и далее плавно растет. При уменьшении напряжения ток плавно уменьшается до I_3 , а затем скачком изменяется до I_4 и снова плавно падает. Указанные значения токов $I_1 - I_4$ соответствуют точкам 1 – 4 на рис. 46, б. Скачкообразное изменение тока сопровождается изменением на 180° фазы тока по отношению к напряжению (опрокидыванием фазы).

При входных напряжениях источника, больше напряжения опрокидывания фазы, напряжение на катушке при изменении входного напряжения изменяется незначительно, что связано с переходом по кривой намагничивания в область насыщения. Эта особенность используется в феррорезонансных стабилизаторах, у которых напряжение на катушке служит выходным стабилизированным напряжением.

Трансформаторы

Трансформатором называется статическое (без движущихся частей) электромагнитное устройство, предназначенное для преобразования одного переменного напряжения в другое напряжение той же частоты. Трансформатор имеет не менее двух обмоток с общим магнитным потоком. Обмотка трансформатора, присоединенная к источнику напряжения, называется первичной. Соответственно первичными именуется все величины, относящиеся к этой обмотке, – число витков, напряжение, ток и т.д. Буквенное обозначение их снабжается индексом 1, например n_1 , U_1 , I_1 . Обмотка, к которой подключается приемник, и относящиеся к ней величины называются вторичными и имеют индекс 2. Если первичное напряжение U_1 трансформатора меньше вторичного U_2 ,

то он работает в режиме повышающего трансформатора, если наоборот, – в режиме понижающего трансформатора.

Конструкция трансформатора предполагает его работу в линейном режиме или близком к нему.

Рассмотрим принцип действия идеализированного трансформатора без учета активных потерь и индуктивности рассеяния (рис. 44).

Предположим в начале, что цепь вторичной обмотки трансформатора разомкнута и при действии источника синусоидального напряжения $u_1 = U_1 \sin \omega t$ ток в первичной обмотке равен i_1 .

Магнитодвижущая сила $i_1 n_1$ возбуждает в магнитопроводе магнитный поток, который индуцирует в первичной обмотке ЭДС самоиндукции и во вторичной обмотке – ЭДС так называемой взаимной индукции.

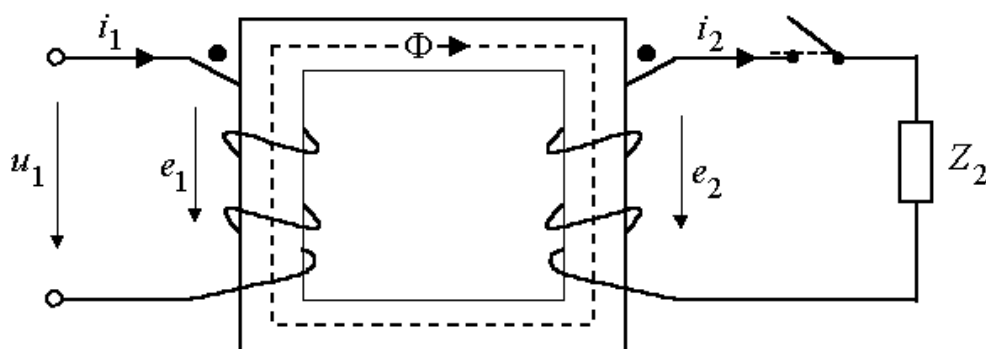


Рис. 44. Идеализированный трансформатор

После замыкания цепи вторичной обмотки сопротивлением Z_2 в ней возникает ток i_2 . При этом магнитный поток будет создаваться суммарной МДС первичной и вторичной обмоток и важным становится вопрос о способе включения обмоток согласно разметке их выводов.

Дело в том, что выводы обмоток трансформатора («начало» каждой обмотки) обозначаются особыми значками (точками, кружками, звездочками). Если токи в обмотках направлены одинаково относительно «начала» обмоток, то создаваемые ими магнитные потоки направлены в одну сторону. В противном случае магнитные потоки имеют различные направления. В первом случае говорят, что обмотки включены согласно, во втором, – встречно. На рис. 44 обмотки включены встречно, то есть суммарная МДС будет $i_1 n_1 - i_2 n_2$.

Если в цепи первичной обмотки ЭДС e_1 и ток i_1 совпадают по направлению, то в цепи вторичной обмотки направление тока противоположно направлению ЭДС e_2 . Это подчеркивает различную роль ЭДС: в первом случае ЭДС препятствует изменению тока, а во втором возбуждает ток.

Так как ЭДС в первичной $e_1 = -n_1 d\Phi/dt$ и вторичной $e_2 = -n_2 d\Phi/dt$ обмотках трансформатора создаются одним и тем же магнитным потоком в магнитопроводе, то положительное направление этих ЭДС относительно одноименных выводов обеих обмоток одинаковые.

Будем предполагать, что магнитопровод выполнен из ферромагнитного материала с близкой к линейной зависимости $B(H)$. Запишем значения ЭДС, индуцируемых в первичной и вторичной обмотках магнитным потоком Φ в комплексной форме:

$$\dot{E}_1 = -j\omega n_1 \dot{\Phi} = -j\omega n_1 \mu_0 \mu S \dot{H},$$

$$\dot{E}_2 = -j\omega n_2 \dot{\Phi} = -j\omega n_2 \mu_0 \mu S \dot{H}.$$

Так как $\dot{H} = \dot{I}_1 n_1 / l - \dot{I}_2 n_2 / l$, для напряжений получаем

$$\dot{U}_1 = j\omega n_1 \dot{\Phi} = \frac{j\omega n_1 \mu_0 \mu S}{l} (\dot{I}_1 n_1 - \dot{I}_2 n_2),$$

$$\dot{U}_2 = j\omega n_2 \dot{\Phi} = \dot{I}_2 \dot{Z}_2.$$

Последняя пара уравнений позволяет записать равенства $\dot{U}_2 / \dot{U}_1 = n_2 / n_1 = n_{21}$ и $\dot{U}_1 = \dot{Z}_2 \dot{I}_2 / n_{21}$. Величина n_{21} носит название коэффициента трансформации идеализированного трансформатора.

Преобразуем выражение для U_1 , умножив и разделив его правую часть на n_1/n_2 . Тогда $\dot{U}_1 = \dot{Z}_2 \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \frac{n_2}{n_1} \dot{I}_2 = \dot{Z}_2' \dot{I}_2'$, где $\dot{Z}_2' = \dot{Z}_2 / n_{21}^2$ – комплексное сопротивление вторичной обмотки цепи, приведенное к первичной, или приведенное сопротивление, а $\dot{I}_2' = n_{21} \dot{I}_2$ – комплексный ток вторичной обмотки, приведенный к первичной, или приведенный ток.

Первичная и вторичная обмотки трансформатора связаны только магнитной связью. Это свойство трансформаторов используется для

разделения цепей по переменному току. Причем, подбирая определенное число витков в обмотках трансформатора, при заданном входном напряжении U_1 можно получить желаемое напряжение U_2 .

Свойство трансформации сопротивлений из одной обмотки в другую используется для согласования выходного сопротивления источника и входного сопротивления приемника, например, для достижения условия передачи максимальной мощности.

Для расширения пределов измерения приборов применяются измерительные трансформаторы напряжения и тока. Такие трансформаторы отделяют цепи высокого напряжения (или тока) от измерительных цепей, что позволяет использовать стандартные амперметры и вольтметры.

Идеальный трансформатор преобразует напряжения и токи: понижает напряжение и во столько же раз повышает ток (и наоборот). Мощность же остается постоянной.

В реальных трансформаторах помимо основного магнитного потока, замыкающегося по магнитопроводу и сцепленного со всеми обмотками, имеются также потоки рассеяния, которые сцеплены только с одной обмоткой. Потоки рассеяния не участвуют в передаче энергии. Кроме того, имеют место потери энергии в магнитопроводе и на активном сопротивлении проводов обмоток трансформатора. Эти потери приводят к уменьшению коэффициента полезного действия трансформатора, который имеет значения от 0,7 до 0,95 и выше.

Раздел 12. Электрические машины постоянного тока

Электрическими машинами называются устройства, обеспечивающие преобразование механической энергии в электрическую, а также осуществляющие обратное преобразование. Машину для преобразования механической энергии в электрическую называют генератором, а для обратного преобразования – двигателем. Практически все электрические машины обратимы, то есть могут работать и в режиме генератора, и в режиме двигателя.

Не останавливаясь подробно на конструктивных особенностях, рассмотрим принцип построения электрических машин постоянного тока.

Электрические машины постоянного тока состоят из двух основных частей (рис. 45, а): неподвижной – статора и вращающейся – ротора (1), называемого в машинах постоянного тока якорем. Статор в свою очередь состоит из станины или корпуса (2) кольцевой формы и главных полюсов (3).

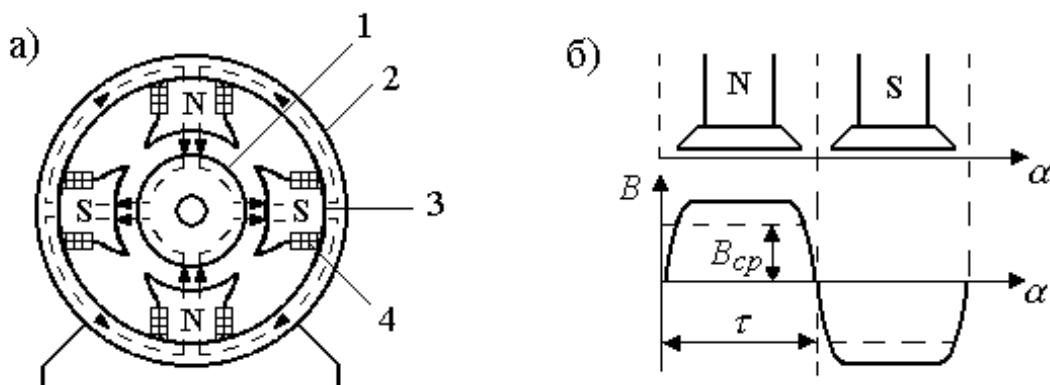


Рис. 45. Составные части электрической машины постоянного тока

Перечисленные составные части образуют магнитную цепь машины, предназначенную для создания в воздушном зазоре между главными полюсами и ротором однородного магнитного поля постоянного во времени и неподвижного в пространстве.

В зависимости от числа главных полюсов магнитная цепь может быть двух, четырех, шести полюсной и т. д. Пути магнитного потока для четырех полюсной машины показаны на рис. 45, а пунктирной линией. Помимо главных полюсов между ними могут также устанавливаться дополнительные полюсы, улучшающие режим работы машины.

Для создания магнитного потока главные полюсы имеют обмотки возбуждения (4), по которым пропускается постоянный ток, называемый током возбуждения (в машинах малой мощности в качестве полюсов используются постоянные магниты). Почти постоянное значение индукции в воздушном зазоре обеспечивается специальной формой полюсных наконечников.

Распределение магнитной индукции в воздушном зазоре характеризуется зависимостью $B(\alpha)$, где α – длина окружности якоря. На рис. 45, б в развернутом в плоскость виде приведена примерная зависимость $B(\alpha)$ и показано среднее значение индукции B_{cp} . Расстояние τ называется полюсным делением.

Основной частью якоря является сердечник, имеющий цилиндрическую форму, на внешней поверхности которого выдавлены пазы (углубления). В пазы сердечника укладываются витки медного провода. Концы витков выводятся на так называемый коллектор и припаиваются к его пластинам.

Принцип действия генератора

Простейший генератор можно представить в виде рамки (витка провода без сердечника), вращающейся в магнитном поле, образованном двумя полюсами постоянного магнита (рис. 46).

Концы витка (1) выведены на две пластины коллектора (2). К коллекторным пластинам прижимаются неподвижные щетки (3), к которым в свою очередь подключается внешняя цепь (4).

Пусть виток приводится во вращательное движение от внешнего приводного двигателя. Проводники активной части витка пересекают магнитное поле и в них по закону электромагнитной индукции наводятся ЭДС e_1 и e_2 , направление которых определяется по правилу правой руки.

При вращении витка по направлению движения часовой стрелки в верхнем проводнике, находящемся под северным полюсом, ЭДС направлены от нас, в нижнем, находящемся у южного полюса, – к нам. По ходу витка ЭДС складываются и в результате имеем $e = e_1 + e_2$. При этом нижняя щетка оказывается положительным выводом, а верхняя – отрицательным.

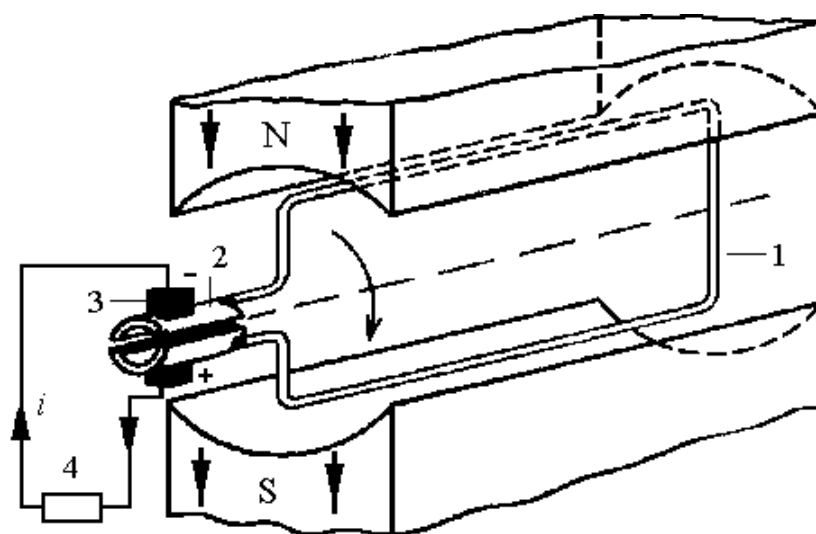


Рис. 46. Вращение рамки в магнитном поле

При повороте витка на 180^0 проводники из зоны одного полюса переходят в зону другого полюса и направление ЭДС в них изменяется на обратное. Одновременно ранее верхняя коллекторная пластина входит в контакт с нижней щеткой, а нижняя с верхней. Направление тока во внешней цепи при этом не изменяется.

Таким образом, коллекторные пластины не только обеспечивают соединение вращающегося витка с внешней цепью, но и выполняют роль переключающего устройства, являясь простейшим механическим выпрямителем.

Очевидно, что при наличии двух пар полюсов, как это показано на рис. 45, а, необходимо иметь две рамки на одной оси, согнутые под углом 90^0 и осуществить соответствующую коммутацию их выводов.

Принцип действия двигателя

То же устройство, показанное на рис. 46, работает в режиме электрического двигателя, если к щеткам вместо нагрузки внешней цепи подвести постоянное напряжение. Под действием этого напряжения через щетки, пластины коллектора и виток потечет ток i (при соблюдении полярности приложенного к щеткам напряжения, ток течет в сторону, противоположную показанной на рис. 46). Взаимодействие тока и магнитного поля B создает силу, которая направлена перпендикулярно B и i . Направление этой силы F_m определяется правилом левой руки: на верхний проводник сила действует вправо, на нижний – влево. Эта пара сил создает вращающий момент, поворачивающий виток по часовой стрелке.

При переходе первоначально верхнего проводника в зону южного полюса, а нижнего – в зону северного полюса концы проводников и соединенные с ними коллекторные пластины вступают в контакт со щетками другой полярности. Направление тока в проводниках витка изменяется на противоположное, а направление силы F_m и момента $M_{вр}$ не изменяется. Виток непрерывно будет вращаться в магнитном поле.

Таким образом, коллектор в режиме двигателя не только обеспечивает контакт внешней цепи с витком, но и преобразует постоянный ток во внешней цепи в переменный ток в витке.

Электродвижущая сила и вращающий момент машины

При движении провода обмотки якоря в магнитном поле под полюсом он пересекает линии магнитного поля с индукцией B_{cp} и в нем возникает ЭДС, среднее значение которой $E_{cp} = B_{cp}lv$, где l – активная длина провода, v – окружная (линейная) скорость якоря.

Окружную скорость v можно выразить через частоту вращения якоря $n_{я}$, об/мин, ширину полюсного деления τ и число полюсов $2p$: $v = \pi D n_{я} / 60$, $\pi D = 2p\tau$, где D – диаметр якоря. То есть $v = 2p n_{я} \tau / 60$ и $E_{cp} = 2B_{cp} l p n_{я} \tau / 60$. Учтем, что $l\tau = S_{II}$ – площадь полюсного деления, а $B_{cp} S_{II} = \Phi$ – магнитный поток одного полюса. Тогда для отдельного провода обмотки $E_{cp} = 2p n_{я} \Phi / 60$. Если обмотка содержит n витков провода, то во столько же раз возрастает и ЭДС.

В целом ЭДС якоря можно записать в виде

$$E_{я} = C_E n_{я} \Phi, \quad (26)$$

где C_E – постоянный для данной машины коэффициент.

Из соотношения (26) следует, что ЭДС обмотки якоря пропорциональна частоте вращения якоря и магнитному потоку главных полюсов машины.

При работе машины в режиме двигателя на каждый из проводов обмотки якоря, находящихся под полюсами машины, действует сила $F_m = B_{cp} Il$. Сумма этих сил создает вращающий момент, действующий на якорь: $M_{вр} = \frac{D}{2} n B_{cp} Il$. Окружность якоря, как и в предыдущем случае, выразим через ширину полюсного деления: $\pi D = 2p\tau$ и заменим $B_{cp} l\tau$ на Φ . Тогда получим $M_{вр} = p n \Phi I / \pi$. В итоге можно записать $M_{вр} = C_M \Phi I$, где C_M – постоянный для данной машины коэффициент, зависящий, как и в предыдущем случае, от числа полюсов, числа витков и конструктивных особенностей обмотки якоря.

Таким образом, вращающий момент, действующий на якорь машины, пропорционален току якоря и магнитному потоку главных полюсов машины.

Свойства и характеристики электрических машин постоянного тока зависят главным образом от способа включения цепи возбуждения магнитного поля по отношению к цепи якоря. Соединение этих цепей может быть параллельным, последовательным, смешанным, и, наконец, эти цепи могут быть независимы одна от другой.

В машинах с независимым возбуждением обмотка возбуждения подключается к независимому источнику электроэнергии, благодаря чему ток в ней не зависит от напряжения на выводах якоря машины. Для этих машин характерна независимость главного потока от нагрузки.

У машин с параллельным возбуждением цепь обмотки возбуждения соединяется параллельно с цепью якоря. В этом случае ток возбуждения во много раз меньше тока якоря, а напряжение между выводами цепей якоря и возбуждения одно и то же. Следовательно, сопротивление обмотки возбуждения должно быть относительно велико. Обмотка возбуждения в этом случае имеет большое число витков из тонкого провода и, следовательно, значительное сопротивление. Для машин параллельного возбуждения, имеющих большую мощность, характерно постоянство главного магнитного потока и его небольшая зависимость от условий нагрузки машины.

У машин с последовательным возбуждением ток якоря равен току обмотки возбуждения, поэтому эта обмотка выполняется проводом большого сечения. Значения тока в обмотке последовательного возбуждения велико, так что для получения необходимой *МДС* обмотка может иметь малое число витков. Следовательно, сопротивление обмотки последовательного возбуждения относительно мало. Для этих машин характерны изменения в широких пределах главного магнитного потока при изменениях нагрузки машины вследствие изменения тока якоря.

В машинах со смешанным возбуждением на каждом полюсе расположены две обмотки. Одна из этих обмоток подключена параллельно якорю, вторая обмотка – последовательно. В зависимости от преобладания *МДС*, созданных последовательной или параллельной обмотками возбуждения, машина по своим характеристикам может быть машиной последовательного возбуждения с небольшой параллельной обмоткой возбуждения или машиной параллельного возбуждения с небольшой последовательной обмоткой возбуждения. В большинстве машин смешанного возбуждения применяются согласное соединение, то

есть *МДС* двух обмоток складываются. Встречное соединение, при котором *МДС* обмоток имеют противоположное направление, применяется в немногих специальных случаях.

Генераторы постоянного тока

Рассмотрим применение электрических машин постоянного тока на примере генераторов с независимым и параллельным возбуждением.

Основными величинами, характеризующими работу генератора постоянного тока, являются: вырабатываемая мощность, напряжение на выходе U , ток якоря $I_{\text{я}}$ соответствующий току нагрузки I , частота вращения якоря $n_{\text{я}}$ (обычно $n_{\text{я}} = \text{const}$) и ток возбуждения $I_{\text{в}}$. Зависимость между этими величинами описывается двумя уравнениями: уравнением для ЭДС якоря $E_{\text{я}} = E = C_E n_{\text{я}} \Phi$ и уравнением электрического состояния цепи якоря $U = E - R_{\text{я}} I_{\text{я}}$.

Основными характеристиками, определяющими свойства генераторов, являются:

- характеристика холостого хода – зависимость ЭДС генератора от тока возбуждения при постоянной частоте вращения якоря и разомкнутой цепи нагрузки: $E = f(I_{\text{в}})$;
- внешняя характеристика – зависимость напряжения на выходе генератора от тока нагрузки при постоянном токе возбуждения и постоянной частоте вращения: $U = f(I)$;
- регулировочная характеристика – зависимость тока возбуждения от тока нагрузки при условии поддержания постоянного напряжения на выходе генератора и постоянной частоте вращения якоря: $I_{\text{в}} = f(I)$.

В генераторе с независимым возбуждением цепь якоря и цепь возбуждения электрически не связаны, а обмотка возбуждения подключается к отдельному источнику напряжения $E_{\text{в}}$ (рис. 47, а). Это дает возможность регулировать магнитный поток, а вместе с ним и ЭДС генератора в широких пределах. Для такой регулировки в цепь возбуждения вводится регулировочный реостат R_p . Якорь генератора приводится во вращательное движение от приводного двигателя *ПД*. Ток в цепи возбуждения мал и обычно составляет 1 – 3% от тока якоря.

Характеристика холостого хода снимается при плавном увеличении тока возбуждения, а затем при его плавном уменьшении. Примерный ее вид показан на рис. 47, б. Обратная ветвь характеристики идет несколько выше, и при токе $I_e = 0$ в машине есть некоторая ЭДС E_0 , называемая остаточной. Такой вид характеристики холостого хода объясняется тем, что при постоянной частоте вращения якоря ЭДС E пропорциональна магнитному потоку, который, в свою очередь, пропорционален индукции магнитного поля. То есть форма характеристики на рис. 50, б подобна петле гистерезиса.

Номинальным (оптимальным) для генератора является режим работы, когда рабочая точка ($I_{e \text{ ном}}, E_{\text{ном}}$) находится на изгибе характеристики холостого хода (рис. 47, б). Этим обеспечивается получение достаточно большой величины ЭДС при небольшом токе возбуждения.

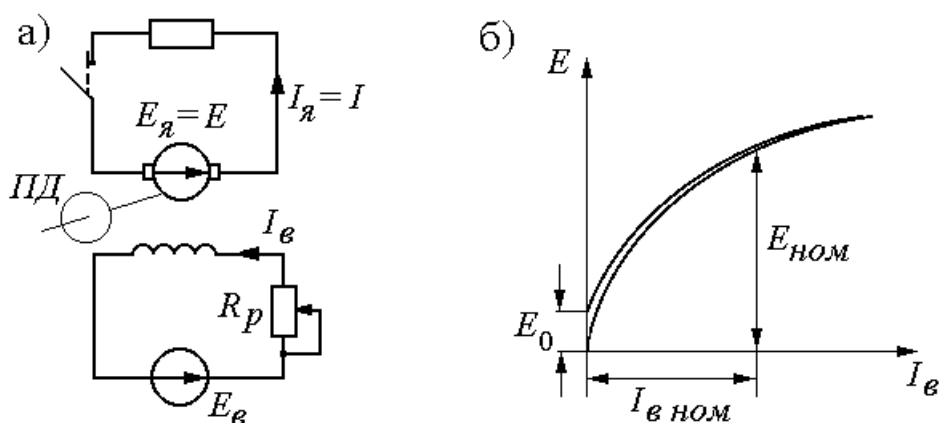


Рис. 47. Схема генератора независимого возбуждения и его характеристика холостого хода

Внешняя характеристика генератора показывает влияние тока нагрузки на напряжение на его выходе и описывается уравнением электрического состояния цепи якоря. Зависимость $U = f(I)$, примерный вид которой показан на рис. 48, а (линия 1), была бы линейной, если, во-первых, напряжение на выходе генератора плавно бы не уменьшалось из-за падения напряжения на сопротивлении якоря, а, во-вторых, если магнитный поток машины, а вместе с ним и ЭДС, с ростом тока якоря не уменьшались бы из-за размагничивающего влияния реакции якоря. (Под реакцией якоря подразумевают влияние магнитного поля, создаваемого током якоря, на магнитное поле главных полюсов).

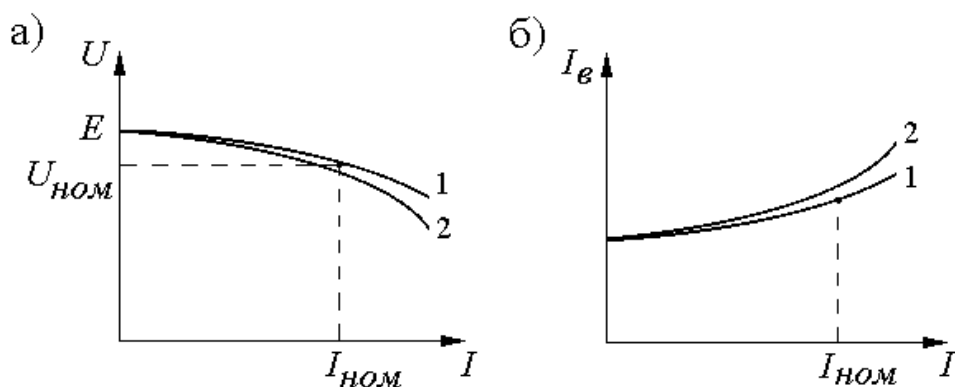


Рис. 48. Внешняя и регулировочная характеристики

Если увеличивать ток в нагрузке сверх некоторого номинального значения, то напряжение на выходе генератора будет существенно снижаться, а машина будет работать уже в условиях перегрузки. Ее обмотка якоря, щетки и коллектор нагреваются, и под щетками начинается значительное искрение.

Регулировочная характеристика, примерный вид которой показан на рис. 48, б (линия 1), позволяет выяснить, как надо изменять ток возбуждения для того, чтобы при изменениях нагрузки поддерживать постоянным напряжение между выводами генератора. Характеристика сначала почти прямолинейна, но затем изгибается вверх вследствие влияния насыщения магнитопровода машины.

У генератора с параллельным возбуждением часть тока якоря идет на возбуждение главного магнитного поля машины (рис. 49, а). Эти генераторы применяются наиболее часто, так как они не требуют дополнительного источника электроэнергии.

Поскольку обмотка возбуждения подключена к выводам якоря, то важное значение имеет процесс первоначального возникновения ЭДС, называемый процессом самовозбуждения.

Рассмотрим этот процесс при отключенной нагрузке генератора, то есть при холостом ходе.

Магнитная цепь машины имеет небольшой остаточный магнитный поток (примерно 2 – 3% от номинального рабочего). При вращении якоря в поле остаточного потока в нем наводится небольшая ЭДС, вызывающая некоторый ток в обмотке возбуждения. При соответствующем направлении он увеличивает остаточный магнитный поток, ЭДС в якоре возрастает, и процесс развивается лавинообразно.

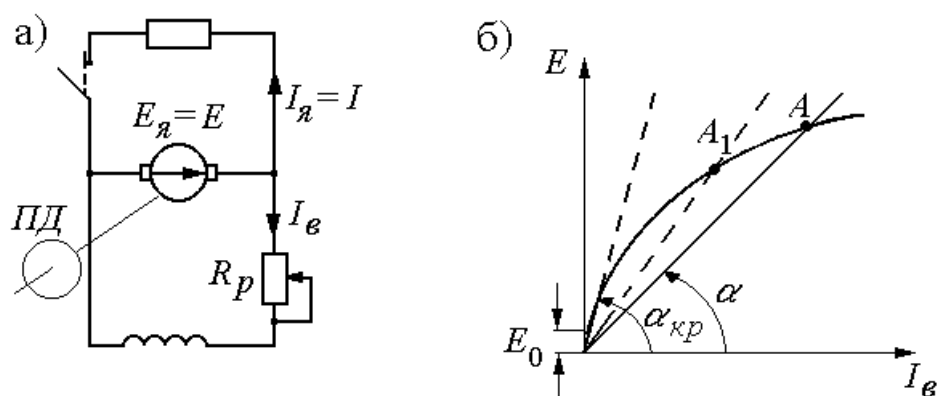


Рис. 49. Схема генератора с параллельным возбуждением и его характеристика холостого хода

При достижении установившегося режима работы ЭДС в обмотке якоря и ток возбуждения будут иметь постоянные значения. Найдем эти значения в режиме холостого хода.

Так как $R_{я} \ll R_{е}$, где $R_{е}$ – сумма сопротивлений обмотки возбуждения и регулировочного реостата, установившийся ток возбуждения $I_{е}$ определяется из условия $E = U = I_{е}R_{е}$. Этому условию соответствует точка пересечения A характеристики холостого хода $E = f(I_{е})$ (рис. 49, б) и прямой $E = I_{е}R_{е}$. (Характеристика холостого хода генератора с самовозбуждением все равно снимается при независимом возбуждении, а потому совпадает с приведенной на рис. 47, б).

Угол α наклона прямой $E = I_{е}R_{е}$ зависит от сопротивления цепи возбуждения. Если увеличивать, например, с помощью реостата величину $R_{е}$, одновременно уменьшая ток возбуждения $I_{е}$, то точка пересечения смещается влево (A_1). При достаточно большом сопротивлении цепи возбуждения, называемом критическим, когда $\alpha = \alpha_{кр}$ (рис. 49, б), генератор не возбуждается.

Таким образом, условия, при которых генератор должен возбуждаться, состоят в следующем:

- наличие остаточной намагниченности;
- совпадение по направлению остаточного магнитного потока и поля, создаваемого обмоткой возбуждения (несовпадение полей может быть при неправильном подключении выводов обмотки возбуждения или при несоответствующем направлении вращения ротора);

- сопротивление цепи возбуждения должно быть меньше критического.

Внешняя характеристика генератора параллельного возбуждения отличается от внешней характеристики генератора независимого возбуждения более резким снижением напряжения (линия 2 на рис. 48, а) поскольку происходит уменьшение тока возбуждения и дополнительное снижение ЭДС генератора.

Регулировочная характеристика генератора параллельного возбуждения аналогична регулировочной характеристике генератора независимого возбуждения (линия 2 на рис. 48, б), но идет несколько круче, что объясняется более значительным уменьшением напряжения генератора.

Электрические машины постоянного тока находят широкое применение, начиная с мощных тяговых двигателей на электрическом транспорте и заканчивая микромашинами малой мощности, применяемыми в системах автоматического регулирования. В качестве датчиков частоты вращения широко применяют тахогенераторы – электрические машины, преобразующие энергию вращения вала в электрический сигнал. В тахогенераторе магнитное поле возбуждается постоянным магнитом или независимой обмоткой возбуждения, а его основной выходной характеристикой является зависимость напряжения на нагрузке от частоты вращения вала: $U = f(n_{\text{я}})$.

Используя соотношения (26) для напряжения на выходе тахогенератора можно записать $U = \frac{C_E \Phi n_{\text{я}}}{1 + (R_{\text{я}} / R_{\text{н}})}$, где $R_{\text{н}}$ – сопротивление нагрузки. При постоянстве $R_{\text{я}}$, $R_{\text{н}}$ и магнитного потока главных полюсов зависимость $U = f(n_{\text{я}})$ будет линейной. Практически, при небольшой величине нагрузки и значительном токе якоря наблюдается отклонение от линейной зависимости из-за размагничивающего действия реакции якоря, что приводит к уменьшению магнитного потока.

То есть, для сохранения линейности характеристики важно, чтобы магнитная цепь тахогенератора была не насыщенной, а сопротивление нагрузки достаточно большим и стабильным.

Общим недостатком электрических машин постоянного тока является сложность их конструкций, связанная в основном со щеточно-

коллекторной частью. Кроме того, в коллекторно-щеточной части, осуществляющей постоянную перекоммутацию обмоток, возникает искрение. Это снижает надежность машин и ограничивает область их применения.

Раздел 13. Электрические машины переменного тока

Перечисленных недостатков, характерных для машин постоянного тока, лишены электрические машины переменного тока. В основе работы этих машин лежит создание в воздушном зазоре между статором и ротором вращающегося магнитного поля. Это достигается с помощью переменного синусоидального тока в обмотках возбуждения.

В электродвигателях переменного тока обмотки возбуждения, их называют фазными обмотками, располагаются в пазах на внутренней стороне статора, конструктивно выполненного в виде полого цилиндра.

Для получения вращающегося магнитного поля необходимы три одинаковые фазные обмотки, расположенные на статоре так, чтобы углы между их осями были равны 120^0 . На рис. 50, а каждая из трех обмоток условно показана в виде одного витка и обозначена: A, B, C – начала, X, Y, Z – концы обмоток. Если обмотки подключить к трем источникам синусоидального напряжения, обеспечив между ними сдвиг фазы 120^0 , то токи в них будут равны соответственно:

$$i_{AX} = i_A = I_m \sin \omega t, \quad i_{BY} = i_B = I_m \sin(\omega t - 120^0), \\ i_{CZ} = i_C = I_m \sin(\omega t - 240^0).$$

Токи каждой из обмоток создают магнитные поля. На рис. 50, а показаны направления векторов индукции магнитных полей, создаваемых каждой обмоткой:

$$B_A = B_m \sin \omega t, \quad B_B = B_m \sin(\omega t - 120^0), \quad B_C = B_m \sin(\omega t - 240^0). \quad (27)$$

Сумма векторов этих магнитных индукций образует магнитную индукцию поля статора.

Опишем поле статора через его составляющие по двум взаимно перпендикулярным осям x и y , причем оси x дадим направление оси катушки фазной обмотки или просто фазы A .

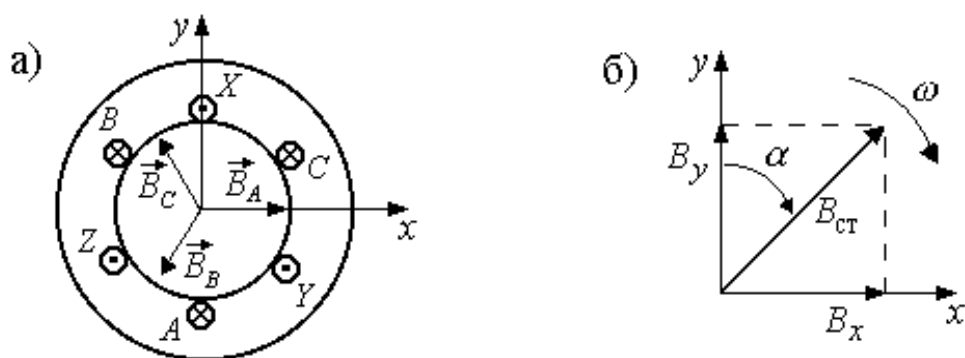


Рис. 50. Формирование вращающегося магнитного поля

Составляющая индукции магнитного поля вдоль оси x равна алгебраической сумме проекций на эту ось:

$$B_x = B_A \cos 0^\circ + B_B \cos(-120^\circ) + B_C \cos(-240^\circ) = B_A + B_B \cdot (-1/2) + B_C \cdot (-1/2).$$

Подставив выражения индукции из (27), получим $B_x = 1,5B_m \sin \omega t$.

Составляющая индукции магнитного поля по оси y

$$B_y = B_A \sin 0^\circ + B_B \sin(-120^\circ) + B_C \sin(-240^\circ) = B_B \cdot (-\sqrt{3}/2) + B_C \cdot (\sqrt{3}/2).$$

После подстановки значений индукции в итоге получим $B_y = 1,5B_m \cos \omega t$.

Таким образом, общая магнитная индукция поля статора (рис. 50, б) $B_{\text{ст}} = \sqrt{B_x^2 + B_y^2} = 1,5B_m$ имеет постоянное значение, а угол α , образуемый магнитными линиями поля с осью y , определяется условием $\operatorname{tg} \alpha = B_x / B_y = \operatorname{tg} \omega t$, то есть $\alpha = \omega t$.

Следовательно, магнитное поле статора вращается в плоскости расположения осей катушек по направлению движения часовой стрелки с угловой скоростью ω . Вектор индукции поля последовательно совпадает по направлению с осью той из фазных обмоток, ток в которой достигает максимального значения. То есть поле вращается в направлении последовательности фаз трехфазной системы токов в фазных обмотках и является круговым ($B_{\text{ст}} = \text{const}$).

Опишем принцип действия электрических машин переменного тока на примере электродвигателя.

Поместим во вращающееся магнитное поле замкнутый виток в виде прямоугольной рамки – короткозамкнутый ротор.

При вращении поля проводники рамки пересекаются линиями магнитной индукции, в силу чего в них наводится ЭДС. Направление ЭДС определяется по правилу правой руки.

Под действием ЭДС в рамке образуется ток такого же направления. Но проводники с током в магнитном поле испытывают действие электромагнитных сил, направление которых определяется в соответствии с правилом левой руки. Относительно оси рамки электромагнитные силы образуют момент, под действием которого рамка вращается в сторону вращения поля.

Частота вращения рамки n_1 всегда меньше частоты вращения поля n_0 , то есть $n_1 < n_0$ (рамка «скользит» относительно поля). Вращение рамки с частотой поля невозможно, так как при $n_1 = n_0$ поле не пересекает проводников рамки, не наводится ЭДС, отсутствует ток и электромагнитные силы.

Скольжение оценивается относительной величиной $S = \frac{n_0 - n_1}{n_0}$ или

выражается в процентах: $S = \frac{n_0 - n_1}{n_0} \cdot 100\%$.

Электрические двигатели, работающие по описанному принципу, называют асинхронными.

Если вместо короткозамкнутой рамки в магнитном поле поместить постоянный магнит (или электромагнит), то благодаря взаимодействию вращающегося поля с полем постоянного магнита образуется вращающийся момент, также направленный в сторону вращения поля.

Постоянный магнит в постоянном магнитном поле стремится занять положение, при котором ось полюсов магнита в направлении от южного полюса к северному совпадает с направлением внешнего поля. Постоянный магнит «увлекается» за вращающимся полем, то есть вращается в ту же сторону и с той же частотой, что и поле: $n_1 = n_0$.

Электрические двигатели, работающие по такому принципу, называют синхронными.

Синхронные электрические машины

У синхронных электрических машин, как уже отмечалось, ротор в установившемся режиме вращается с угловой скоростью вращающегося магнитного поля и представляет собой электромагнит (или постоянный магнит) с числом пар полюсов, равным числу пар полюсов вращающегося магнитного поля. Обмотка возбуждения ротора-электромагнита через специальные кольца подключается к источнику постоянного тока.

Основной областью применения синхронных электрических машин является их работа в качестве генераторов для выработки электрической энергии на электростанциях.

Для получения синусоидальной ЭДС в проводах обмотки статора необходимо, чтобы индукция в воздушном зазоре, создаваемая магнитным полем тока ротора, распределялась по синусоидальному закону вдоль окружности ротора. Чаще всего это достигается увеличением ширины воздушного зазора от середины полюса к краям как это показано на рис. 51, а.

При вращении ротора синхронного генератора от приводного двигателя с постоянной (синхронной) частотой n_1 магнитное поле ротора, пересекая проводники обмоток статора AX , BY и CZ , наводит в них ЭДС $e = Blv$. Так как $B = B_m \sin \alpha$, для ЭДС запишем $e = B_m lv \sin \alpha = B_m lv \sin \omega t = E_m \sin \omega t$.

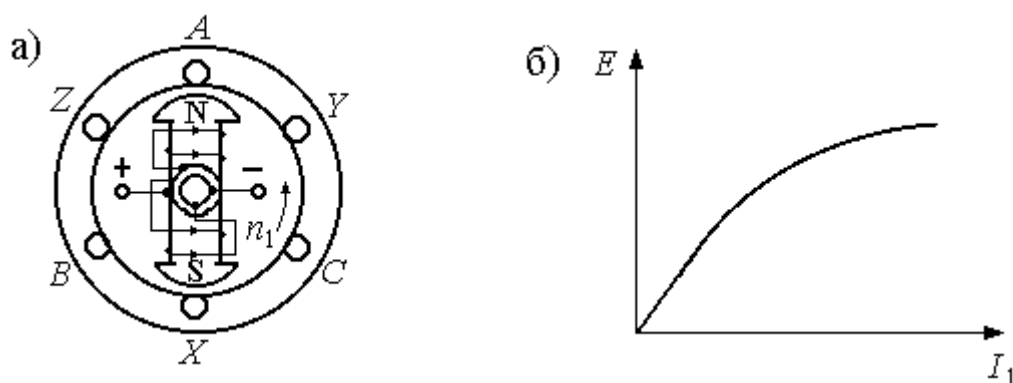


Рис. 51. Схема синхронного генератора переменного тока
и его характеристика холостого хода

Действующее значение ЭДС одной обмотки (одной фазы) можно переписать в виде: $E = k f n \Phi_m$, где k – конструктивный коэффициент

генератора, n – число витков обмотки статора, $f = pn_1/60$ – частота синусоидальной ЭДС, Φ_m – максимальный магнитный поток полюса ротора.

Изменяя ток возбуждения I_1 в обмотке ротора можно регулировать создаваемый им магнитный поток Φ_m и пропорциональную ему ЭДС E генератора. На рис. 51, б представлена примерная зависимость $E(I_1)$, снятая без внешней нагрузки – характеристика холостого хода. Форма этой характеристики напоминает кривую намагничивания ферромагнитного материала: отсутствует пропорциональность между магнитным потоком и током возбуждения при больших его значениях, что обусловлено явлением насыщения магнитной цепи машины.

Обмотки отдельных фаз статора сдвинуты в пространстве на угол 120° , и их ЭДС образуют симметричную трехфазную систему.

Трехфазные электрические цепи

Широкое распространение электрических машин переменного тока дало толчок развитию трехфазных электрических цепей, в которых действуют три ЭДС e_A , e_B , e_C с одинаковой частотой и амплитудой, сдвинутые по фазе относительно друг друга на 120° .

Порядок, в котором ЭДС проходят через одинаковые значения, например максимум, называют порядком следования или чередование фаз: $A - B - C$.

Значение ЭДС фазы A достигает максимума на одну треть периода раньше, чем ЭДС фазы B , и на две трети периода раньше, чем фазы C . Другой порядок чередования фаз не применяется.

Если начальную фазу ЭДС e_A принять равной нулю, то мгновенные значения ЭДС записываются в следующем виде:

$$e_A = E_m \sin \omega t, \quad e_B = E_m \sin(\omega t - 120^\circ),$$

$$e_C = E_m \sin(\omega t - 240^\circ) = E_m \sin(\omega t + 120^\circ).$$

Если к каждой обмотке трехфазного синхронного генератора подключить отдельный приемник, то получим несвязную трехфазную систему, которая состоит из трех независимо работающих однофазных цепей. Каждая из однофазных цепей называется просто фазой. Выводы

обмоток генератора A, B, C (для приемника электрической энергии a, b, c) называют началами, а X, Y, Z (для приемников x, y, z) соответственно концами. Напряжение между началами и концами обмоток генератора $U_{AX} = U_A$, $U_{BX} = U_B$, $U_{CX} = U_C$ или началами и концами приемников U_a , U_b , U_c называют фазными напряжениями. А протекающие токи – фазными токами. Несвязные трехфазные цепи применяются редко, поскольку для соединения генератора и приемника требуется шесть проводов. На практике обмотки трехфазных генераторов соединяют звездой или треугольником.

При соединении звездой концы обмоток X, Y, Z объединяют в общий узел, называемый нейтральной точкой, обозначаемой обычно как N . В этом случае провода, идущие от начала A, B и C фаз, называют линейными (рис. 52, а). Напряжения U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} – называют линейными и они в $\sqrt{3}$ раз больше фазных напряжений. Потенциал нейтральной точки N принимают равным нулю.

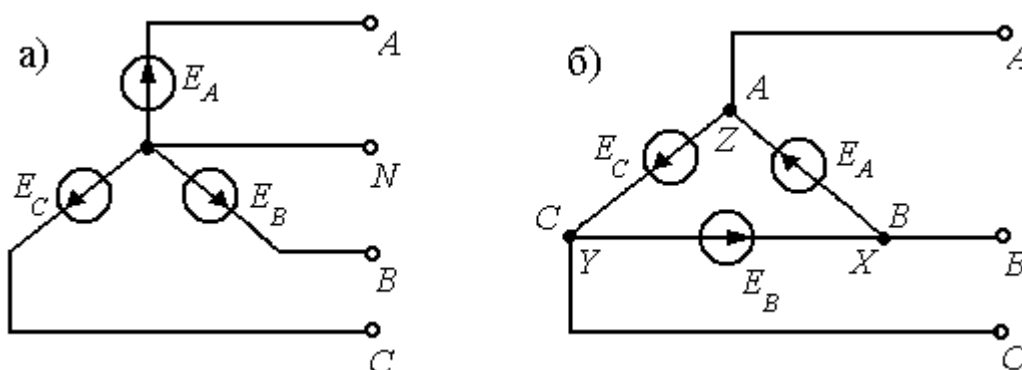


Рис. 52. Соединение трехфазных цепей звездой и треугольником

При соединении обмоток генератора треугольником (рис. 52, б) начало одной фазы совпадает с концом другой. Обмотки образуют замкнутый контур, в котором действуют три ЭДС, сдвинутые по фазе на 120° . Нейтральный провод отсутствует. При соединении треугольником линейные и фазные напряжения равны между собой.

Обмотки трехфазных генераторов, как правило, соединяют звездой, так как такое соединение дает возможность получить два разных напряжения: линейное и фазное.

Трехфазные приемники электрической энергии также могут соединяться звездой и треугольником. Причем, схема соединения

приемников не зависит от схемы соединений обмоток генератора (кроме соединения звездой с нейтральным проводом). Поэтому при соединении трехфазных генераторов и приемников возможны различные варианты схем включения. Например, возможна схема соединения звезда-звезда с нейтральным проводом (рис. 53), представляющая собой четырехпроводную линию.

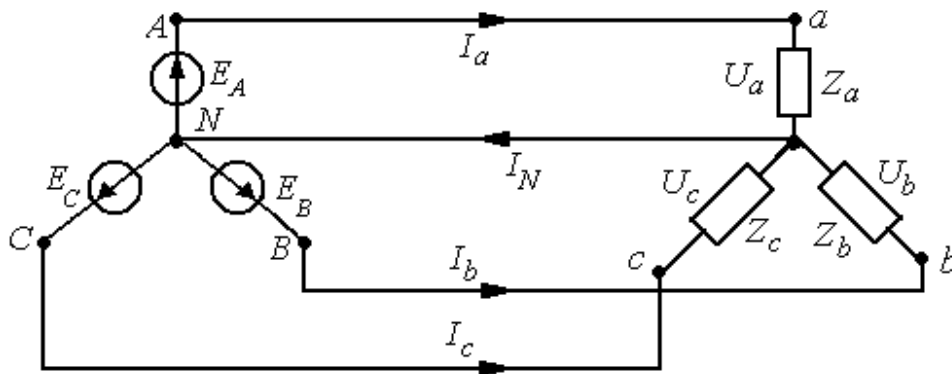


Рис. 53. Соединение генератора и приемника по схеме звезда-звезда с нейтральным проводом

Если нагрузка симметрична, то есть $\dot{Z}_a = \dot{Z}_b = \dot{Z}_c$, то ток через нейтральный провод протекать не будет. В этом случае нейтральный провод вообще может отсутствовать, и линия будет трехфазной.

Асинхронные электрические машины

Рассмотрим асинхронные электрические машины на примере электродвигателя с короткозамкнутым ротором.

Выражая частоту вращения магнитного поля статора в *об/мин*, получим $n_0 = f * 60$ где f – линейная частота переменного тока (при $f = 50 \text{ Гц}$, $n_0 = 3000 \text{ об/мин}$). Если число пар полюсов будет больше двух ($p > 2$), то частота вращения поля будет равна $n_0 = f * 60 / p$.

Частота вращения ротора определяется формулой $n_1 = n_0(1 - S)$. В зависимости от мощности и конструктивных особенностей электродвигателя скольжение может составлять величину от 2 до 8%.

Вращающий момент $M_{\text{вр}}$ возникает под влиянием сил, действующих на проводники ротора, находящиеся во вращающемся магнитном поле. Обозначим мгновенное значение тока в обмотке ротора через i_1 ,

магнитную индукцию статора в той же точке через B и активную длину проводника через l . Тогда сила, действующая на проводник, $F_m = Bli_1$.

Индукция B и ток i_1 в каждый данный момент времени распределены вдоль окружности ротора примерно по синусоидальному закону, т. е. $B = B_m \sin \xi$, а $i_1 = I_{m1} \sin(\xi - \psi)$, где ξ – координата, определяющая положение проводника на роторе, а ψ – угол сдвига фаз между ЭДС и током в обмотке ротора. Таким образом, $F_m = B_m I_{m1} \sin \xi \sin(\xi - \psi)$.

Средняя сила, действующая на проводник, определяется как интеграл вдоль окружности ротора от силы F_m , действующей на один проводник:

$$F_{cp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} B_m I_{m1} \sin \xi \sin(\xi - \psi) d\xi.$$

Заменяя произведение синусов на разность косинусов, получаем

$$F_{cp} = \frac{B_m I_{m1}}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} [\cos \psi - \cos(2\xi - \psi)] d\xi.$$

В последнем выражении интеграл от второго слагаемого, как интеграл за два периода косинусоидальной функции, равен нулю. Тогда

$$F_{cp} = \frac{B_m I_{m1}}{2} \cos \psi.$$

Обозначим число проводников ротора через n . Зная, что полюсное деление $\tau = \pi D / 2p$, и, для меняющейся по синусоидальному закону магнитной индукции $B_m = \frac{\pi}{2} B_{cp} = \frac{\pi \Phi}{2 \tau l}$, находим вращающий момент:

$$M_{ep} = \frac{np}{2\sqrt{2}} \Phi I_1 \cos \psi.$$

Обозначим постоянную $\frac{np}{2\sqrt{2}} = C_M$. Тогда $M_{ep} = C_M \Phi I_1 \cos \psi$.

В этом выражении $\psi = \arctg \frac{x_{L1}}{R_1}$, где R_1 – активное сопротивление, а x_{L1} – индуктивное сопротивление обмотки вращающегося ротора.

Таким образом, вращающий момент асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором создается за счет взаимодействия магнитного потока во вращающемся магнитном поле и тока в обмотке ротора.

Асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором имеют наибольшее распространение. В то же время часть двигателей изготавливают с фазным ротором, который имеет такую же трехфазную обмотку, как и статор. Фазы этой обмотки обычно соединяют звездой, а концы обмоток присоединяют к трем контактными кольцам. Через кольца и щетки обмотка ротора присоединяется к трехфазному реостату, что дает возможность регулировать ток в обмотках ротора и величину вращающего момента.

Рассмотрим возможности использования асинхронных двигателей в однофазной сети переменного тока.

Если у статора двигателя только одна однофазная обмотка, то переменный ток в ней будет возбуждать в машине, пока ее ротор неподвижен, переменное магнитное поле, ось которого тоже неподвижна. Это поле будет создавать в обмотке ротора ЭДС, под действием которой в ней возникнут токи. Взаимодействие токов ротора с магнитным полем статора создает электромагнитные силы, противоположно направленные в разных половинах обмотки ротора, так что результирующий вращающий момент, действующий на ротор, будет равен нулю.

Но если ротор раскрутить при помощи внешнего воздействия, то в дальнейшем он будет вращаться самостоятельно. Сходные условия создаются у трехфазного двигателя при отключении одной из фаз. В таких условиях трехфазный двигатель продолжает работать. При этом во избежание сильного нагрева двух обмоток, оставшихся включенными, необходимо, чтобы нагрузка двигателя не превышала 50-60% номинальной.

Широкое распространение в бытовой технике получили маломощные асинхронные двигатели, у которых помимо одной обмотки статора, подключаемой к однофазной сети переменного тока, имеется вторая обмотка, расположенная на статоре так, чтобы оси двух обмоток были смещены относительно друг друга на угол 90^0 . Для обеспечения работы двигателя последовательно со второй обмоткой включают фазосдвигающее устройство, чаще всего конденсатор, что обеспечивает

условия создания вращающегося поля (рис. 54, а). Действительно, если токи и в первой (1), и во второй (2) обмотках статора имеют равные действующие значения, а сдвиг фаз между ними равен $\pi/2$, то у возбуждаемого ими магнитного поля соответствующие проекции B_x и B_y определяются выражениями аналогичными трехфазному асинхронному двигателю. Поэтому и получается круговое результирующее магнитное поле.

Если емкость конденсатора подобрана так, что круговое поле создается при пуске двигателя, когда требуется максимальный вращающий момент, то при номинальной (рабочей) нагрузке изменение тока второй обмотки вызовет изменение напряжения на конденсаторе, а, следовательно, и напряжение на второй обмотке по значению и фазе. В результате вращающееся магнитное поле станет эллиптическим (при вращении магнитный поток будет пульсировать), что обусловит уменьшение вращающегося момента. При необходимости, отключение части конденсаторов при переходе от пускового режима к рабочему осуществляют с помощью специальных устройств.

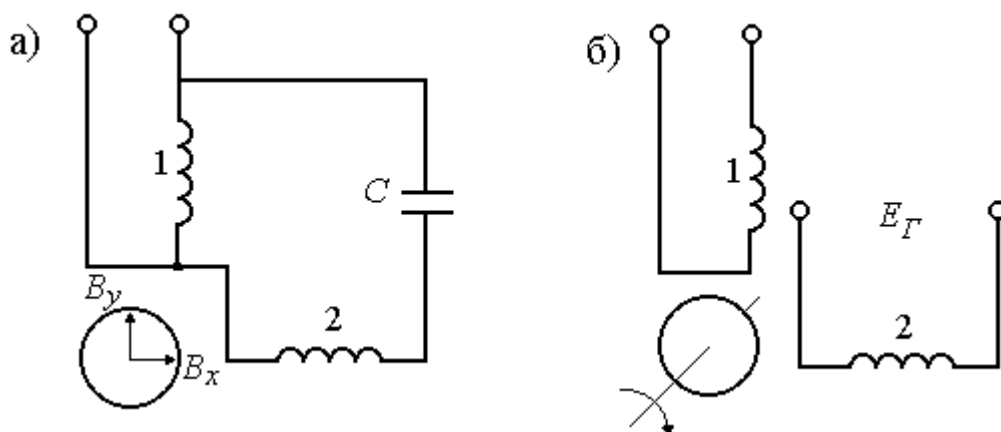


Рис. 54. Схемы однофазного асинхронного двигателя и тахогенератора

Двухфазные асинхронные двигатели также широко применяются в различных схемах автоматического управления, например, в качестве управляемых двигателей: частота вращения или вращающий момент регулируются изменением действующего значения или фазы напряжения одной из обмоток. Такие двигатели вместо обычного ротора с короткозамкнутой обмоткой имеют ротор в виде полого тонкостенного алюминиевого цилиндра («стаканчика»), вращающегося в узком

воздушном зазоре между статором и неподвижным центральным сердечником, называемым внутренним статором. Двигатели с полым ротором обладают ничтожно малой инерцией.

По аналогии со схемой асинхронного двигателя, который показан на рис. 54, *а*, строится схема однофазного генератора, в частности тахогенератора с полым ротором (рис. 54, *б*).

Если бы магнитный поток Φ_B , создаваемый обмоткой возбуждения (1) был постоянным, то при вращении ротора в нем, как в якоре машины постоянного тока, наводилась бы ЭДС, определяемая формулой $E_{\text{я}} = C_E n_{\text{я}} \Phi_B$, и протекал бы постоянный ток. Этот ток создал бы постоянное поперечное поле $\Phi_{\text{Г}}$ реакции якоря, пропорциональное $E_{\text{я}}$, и, в конечном счете, пропорциональное частоте вращения якоря $n_{\text{я}}$. Так как поток Φ_B изменяется по синусоидальному закону, все указанные выше величины, в том числе и поток $\Phi_{\text{Г}}$, будут переменными. В результате магнитный поток $\Phi_{\text{Г}}$ наводит в генераторной обмотке (2) синусоидальную ЭДС $E_{\text{Г}}$, пропорциональную частоте вращения ротора.

Помимо тахогенератора существует большое количество других примеров применения маломощных электрических машин или как их называют информационных машин в устройствах автоматики и управления. Среди них важное место занимают поворотные трансформаторы и сельсины.

Поворотными (вращающимися) трансформаторами называют маломощные машины переменного тока, преобразующие угол поворота ротора в напряжение, пропорциональное этому углу или некоторым его функциям. В зависимости от закона изменения напряжения на выходе их подразделяют на следующие типы:

- линейный вращающийся трансформатор, выходное напряжение которого пропорционально углу поворота ротора;
- синусно-косинусный трансформатор, позволяющий получать на выходе два напряжения, одно из которых пропорционально синусу, другое косинусу угла поворота;

Для получения поворотных трансформаторов различных типов может быть использована одна и та же машина с двумя обмотками на статоре и двумя на роторе при разных способах их включения.

Сельсины представляют собой электрические машины, предназначенные для синхронного и синфазного поворота или вращения двух или нескольких валов, механически не связанных между собой. Одну из этих машин, механически связанную с ведущим валом называют сельсин-датчиком, а другую, связанную с ведомым валом, – сельсин-приемником.

Система синхронной связи работает таким образом, что при повороте ротора сельсин-датчика на какой-либо угол, ротор сельсин-приемника поворачивается на такой же точно угол. Следовательно, система стремится ликвидировать рассогласование между положением роторов датчика и приемника.

Наибольшее распространение получили однофазные сельсины, состоящие из статора и ротора, на которых располагаются обмотка возбуждения и обмотка синхронизации. Чаще всего обмотка возбуждения расположена на статоре, а обмотка синхронизации – на роторе и состоит из трех фазных обмоток, расположенных в пространстве под углом 120^0 относительно друг друга и соединенных в звезду.

Контрольные вопросы и тестовые задания

1. Что такое магнитная цепь?
2. Как выглядит аналог закона Ома для магнитной цепи?
3. Что такое магнитодвижущая сила?
4. Что такое магнитное напряжение?
5. Какие материалы называют магнито-твердыми?
6. Какие материалы называют магнито-мягкими?
7. Как выглядит неразветвленная магнитная цепь?
8. Как выглядит разветвленная магнитная цепь?
9. Какая магнитная цепь называется неоднородной?
10. Сформулируйте законы Кирхгофа для магнитной цепи?
11. Приведите последовательность операций, выполняемых при расчете неразветвленной однородной цепи?
12. Поясните порядок расчета магнитных цепей с постоянным магнитом?

13. Перечислите основные свойства идеализированной катушки с магнитопроводом в цепи переменного тока?
14. Нарисуйте и поясните зависимость тока в катушке от магнитного потока?
15. Покажите аналитически, что катушка с магнитопроводом является нелинейным элементом?
16. В чем заключается явление феррорезонанса?
17. Нарисуйте вольт-амперную характеристику последовательной RLC цепи с нелинейной индуктивностью?
18. Сформулируйте основные свойства трансформатора?
19. Поясните принцип работы электрической машины постоянного тока?
20. Как определить ЭДС обмотки якоря генератора постоянного тока?
21. Как определить вращающий момент, действующий на якорь электродвигателя постоянного тока?
22. Что такое независимое возбуждение обмоток генератора постоянного тока?
23. Как выглядит характеристика холостого хода для генератора с независимым возбуждением?
24. Как выглядит характеристика холостого хода для генератора с параллельным возбуждением?
25. Что такое тахогенератор?
26. Какой основной недостаток электрических машин постоянного тока?
27. Как распределяются обмотки в электрических машинах переменного тока?
28. Что такое вращающееся магнитное поле. Когда оно возникает?
29. Опишите принцип действия электрических машин переменного тока?
30. Как выглядит соединение генератора и приемника по схеме звезда-звезда с нейтральным проводом?
31. Поясните принцип работы электродвигателя с короткозамкнутым ротором?
32. Приведите примеры использования асинхронных двигателей в однофазной сети переменного тока?

1. Что является аналогом тока в магнитной цепи?
 - A. Магнитная проницаемость.
 - B. Магнитный поток.
 - C. Сила, действующая на проводник с током в магнитном поле.
 - D. Петля гистерезиса.

2. О чем говорит тот факт, что при протекании тока через катушку, намотанную на магнитопровод, магнитопровод нагревается?
 - A. Существуют потери энергии в магнитопроводе.
 - B. Катушка намотана слишком толстым проводом.
 - C. Для возбуждения тока в катушке использован источник с низким внутренним сопротивлением.
 - D. Для возбуждения тока в катушке использован источник с высоким внутренним сопротивлением.

3. От чего не зависит количество тепла, выделяемое в магнитопроводе при перемагничивании?
 - A. От площади петли гистерезиса.
 - B. От объема магниторода.
 - C. От величины тока, протекающего через катушку.
 - D. От сопротивления контакта катушки и магнитопровода.

4. С какой целью в магнитопроводе создается воздушный зазор?
 - A. Для увеличения величины магнитного потока.
 - B. Для сужения петли гистерезиса.
 - C. Для уменьшения потерь на перемагничивание.
 - D. Для создания в воздушной среде однородного магнитного поля.

5. Как будет меняться ток в катушке с магнитопроводом при подключении синусоидального источника напряжения?
 - A. Ток будет иметь синусоидальную форму.
 - B. Ток будет иметь несинусоидальную форму.
 - C. Ток будет отсутствовать.

6. Трансформатором называется статическое электромагнитное устройство, которое преобразует?
- A. Амплитуду напряжения.
 - B. Частоту.
 - C. Мощность.
 - D. Форму электромагнитного воздействия.
7. Какой элемент не относится к электрическим машинам постоянного тока?
- A. Датчик скорости вращения.
 - B. Статор.
 - C. Ротор.
 - D. Коллектор.
8. В каких устройствах образуется вращающееся магнитное поле?
- A. Электрические машины постоянного тока.
 - B. Электрические машины переменного тока.
 - C. Трансформаторы.
 - D. Во всех перечисленных устройствах.
9. Как соотносятся линейное и фазное напряжения при соединении обмоток трехфазного генератора по схеме треугольника?
- A. Равны между собой.
 - B. Линейное напряжения в два раза больше.
 - C. Линейное напряжение в три раза больше.
 - D. Линейное напряжение больше в $\sqrt{3}$ раз.
10. Как соотносятся линейное и фазное напряжения при соединении обмоток трехфазного генератора по схеме звезда?
- A. Равны между собой.
 - B. Линейное напряжение в два раза больше.
 - C. Линейное напряжение в три раза больше.
 - D. Линейное напряжение больше в $\sqrt{3}$ раз.

ЧАСТЬ 4. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ЭЛЕКТРОНИКИ

*Физические основы электроники. Свойства p–n перехода.
Полупроводниковые диоды. Биполярные транзисторы. Полевые
(униполярные) транзисторы*

Раздел 14. Физические основы электроники

Электроника – это область техники, занимающаяся исследованием, разработкой и применением приборов, работа которых основана на протекании электрического тока в твердом теле, вакууме и газе. Такими приборами являются полупроводниковые (протекание тока в твердом теле), электронные (протекание тока в вакууме) и ионные (протекание тока в газах) приборы. Общим для всех названных приборов является то, что они являются нелинейными элементами. Это определяет их основные свойства и возможности.

В данной книге мы будем уделять основное внимание устройствам, так называемой, информационной электроники, которые обеспечивают генерацию (создание) электрических воздействий и сигналов различной формы, их усиление, преобразование, а также обеспечивают обработку информации, предварительно преобразованной в электрический сигнал.

Электровакуумные приборы

Среди приборов информационной электроники исторически первыми были электронные приборы – электровакуумные лампы.

В качестве примера рассмотрим диод и триод, имеющие соответственно два и три вывода. (Слово «диод» образовалось от греческой приставки «ди» – «дважды» и сокращения слова «электрод»).

Диод по своему устройству – простейшая из электронных ламп. Его основные части: стеклянный (или металлический) баллон, откаченный до высокого вакуума, и два электрода – анод и катод, помещенные внутри баллона. Катод (κ) обеспечивает термоэлектронную эмиссию – испускание электронов телом при нагреве, и конструктивно может быть выполнен как металлическая нить прямого накала (разогрев катода происходит под действием тока, непосредственно протекающего через него), либо подогреваться отдельным нагревателем, электрически изолированным от катода. Чтобы направить эмитированные катодом

электроны к аноду (a), необходимо создать между катодом и анодом электрическое поле, направленное от анода к катоду. В простейшем случае для этой цели может служить аккумуляторная батарея напряжением 20 – 100 В. Отрицательный полюс батареи должен быть подключен к катоду, положительный полюс – к аноду. Под действием сил электрического поля эмитируемые катодом электроны движутся к аноду, образуя ток.

На рис. 55 показана вольт-амперная характеристика (ВАХ) диода – зависимость анодного тока I_a от напряжения U_a между анодом и катодом. Основной областью применения таких диодов является выпрямление переменного тока.

Трехэлектродная лампа – триод – отличается от диода тем, что между катодом и анодом находится промежуточный электрод – управляющая сетка (c). Посредством малого изменения напряжения между управляющей сеткой и катодом можно получить значительные изменения потока электронов между катодом и анодом – анодного тока.

Очевидно, что если подать на управляющую сетку большое отрицательное напряжение относительно катода, то ток через лампу протекать не будет, что соответствует разрыву цепи катод – анод. Если подать большое положительное напряжение, то через лампу будет протекать большой анодный ток, что соответствует небольшому внутреннему сопротивлению лампы и условно короткому замыканию цепи катод – анод.

Для электронной лампы, выполняющей роль усилителя, необходимо на управляющую сетку вместе с напряжением усиливаемого сигнала подать некоторое определенное небольшое отрицательное относительно катода постоянное напряжение, называемое напряжением смещения. Величина этого напряжения определяется свойствами лампы и указывается в справочной литературе.

Пока на сетке нет переменного напряжения, в анодной цепи течет не изменяющийся по величине ток I_a , соответствующий определенному напряжению смещения на сетке. Это значение анодного тока называют током покоя. Когда на сетку подается входное, например, синусоидальное напряжение, анодный ток также приобретает переменную составляющую: при положительной полуволне на сетке анодный ток возрастает, при отрицательной – уменьшается. Чем больше изменяется

напряжение на сетке, тем значительнее амплитуда колебаний анодного тока. При этом на аноде появляется переменная составляющая напряжения (в противофазе с входным напряжением).

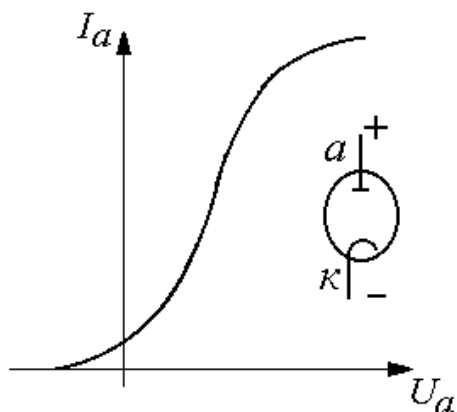


Рис. 55. ВАХ электровакуумного диода

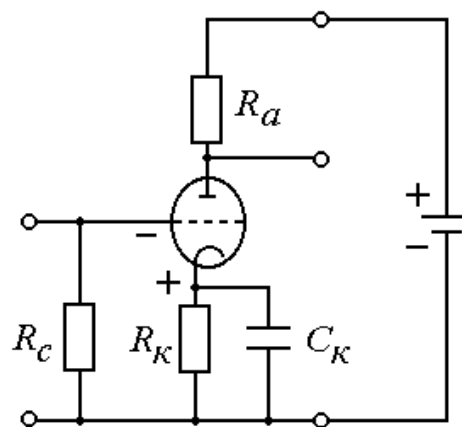


Рис. 56. Схема подачи напряжения смещения на сетку лампы (триода)

На рис. 56 показана возможная схема для подачи необходимого напряжения смещения – так называемое автоматическое смещение.

Между минусом источника питания и катодом лампы включен резистор R_k . Управляющая сетка лампы соединена через резистор R_c с нижним выводом катодного резистора R_k . Через резистор R_k течет ток. При этом на верхнем выводе резистора R_k , а значит и на катоде лампы, получается положительное напряжение относительно минуса источника питания. А так как сетка соединена не с катодом, а с минусом источника питания, то она получает отрицательное напряжение относительно катода.

Резистор, с помощью которого на сетке лампы создают начальное отрицательное напряжение смещения, называют резистором автоматического смещения.

Сопротивление резистора R_k , необходимое для получения требуемого напряжения смещения U_c конкретной лампы, можно рассчитать по формуле $R_k = U_c / I$, где I – катодный ток лампы, равный анодному току.

Например, для триода типа 6С5С, как следует из справочной литературы, надо подать напряжение смещения $U_c = -8В$. При этом ток

(ток покоя) этой лампы составляет 8 мА. В этом случае сопротивление резистора должно быть: $R_k = 1 \text{ кОм}$.

Какова роль конденсатора C_k ? Когда лампа усиливает переменное напряжение, через нее протекает и переменный, и постоянный ток. В результате на катодном резисторе R_k , как и на анодной нагрузке R_a , действует и постоянное, и переменное напряжение. И если в цепи катода будет только резистор, то создающееся на нем переменное напряжение вместе с постоянным напряжением смещения будет автоматически подаваться на управляющую сетку лампы, что приводит к уменьшению усиления. Конденсатор же шунтирует резистор и свободно пропускает через себя переменную составляющую тока и тем самым устраняет эффект уменьшения усиления.

Емкость конденсатора C_k должна быть достаточно большой, чтобы он не представлял сколько-нибудь существенного сопротивления токам самых низких частот, усиливаемых лампой.

Полупроводниковые приборы

Замена ламповой аппаратуры полупроводниковой позволила в десятки или даже в сотни раз уменьшить габариты и массу приборов и снизить потребляемую ими мощность. Поэтому полупроводниковые приборы являются безусловными лидерами в электронике.

Вспомним вначале основные сведения о полупроводниках.

Полупроводниковые материалы объединяют обширный класс материалов с удельным сопротивлением $10^8\text{--}10^{-6} \text{ Ом}\cdot\text{м}$. Наибольшее применение нашли кремний Si и германий Ge. Рассмотрим основные процессы в полупроводниках, исходя из их идеализированных упрощенных моделей.

В электронной структуре кристалла кремния из IV группы периодической системы элементов Менделеева каждый из четырех валентных электронов любого атома образует связанную пару (валентная связь) с такими же валентными электронами четырех соседних атомов. Если на атомы кремния не действуют внешние источники энергии (свет, теплота), способные нарушать его электронную структуру, то все атомы электрически нейтральны.

Однако электрические свойства идеального кристалла кремния существенно изменяются при добавлении в него примесей других химических элементов. В качестве примесей применяют обычно элементы либо из V (сурьма Sb, фосфор P), либо из III группы (галлий Ga, индий In) периодической системы.

В электронной структуре кристалла кремния с примесью фосфора четыре валентных электрона фосфора и валентные электроны четырех соседних атомов кремния образуют четыре связанных пары. Пятый валентный электрон фосфора оказывается избыточным. При незначительных затратах энергии от внешних источников (тепловая энергия при комнатной температуре) избыточный электрон теряет связь с атомом примеси и становится свободным. Атом фосфора, потеряв электрон, становится неподвижным положительным ионом. Такой полупроводник называется полупроводником с электронной проводимостью или полупроводником *n*-типа, а соответствующая примесь – донорной.

Если в качестве примеси используется индий, имеющий три валентных электрона, то в электронной структуре кристалла кремния одна валентная связь атома индия с четырьмя соседними атомами кремния недоукомплектована и, после захвата индием одного электрона, в кристалле образуется «дырка». Далее на место вновь образовавшейся «дырки» может переместиться электрон из соседней валентной связи и т.д. С электрофизической точки зрения этот процесс можно представить как хаотическое движение свободных дырок с положительным зарядом, равным заряду электрона. Такой полупроводник называется полупроводником с дырочной проводимостью или *p*-типа, а соответствующую примесь – акцепторной.

Хотя в обоих рассмотренных выше процессах участвуют только электроны, введение фиктивных дырок с положительным зарядом удобно с методической точки зрения.

Свободные электроны и дырки возникают не только в полупроводниках, содержащих примеси, но и в идеальных полупроводниках без примесей, если энергии внешнего источника достаточно для разрыва валентной связи. Разрыв одной валентной связи в электрически нейтральном атоме кремния эквивалентен рождению пары «электрон-дырка». Этот процесс называется генерацией или термогенерацией, если

источником энергии служит тепловая энергия. Одновременно протекает и обратный процесс – рекомбинация, то есть восстановление валентной связи при встрече электрона и дырки.

Разрыв связей может происходить также за счет энергии облучения полупроводника, например, светом, если энергия световых квантов достаточна для разрыва связей. Энергия разрыва связей у разных полупроводников различна, поэтому они по-разному реагируют на те, или иные участки спектра облучения.

Если в полупроводнике создать при помощи внешнего источника электрической энергии электрическое поле, то наряду с хаотическим (тепловым) движением электронов и дырок возникает их упорядоченное движение, то есть электрический ток, называемый током проводимости.

За время свободного пробега среднего расстояния между атомами полупроводника подвижные заряды приобретают некоторую кинетическую энергию. Если этой энергии достаточно для ударного возбуждения атомов полупроводника (разрыва в них валентных связей и рождения пары «электрон-дырка»), происходит резкое увеличение числа подвижных носителей заряда и, следовательно, удельной проводимости полупроводника. Описанное явление называется лавинным пробоем. Лавинный пробой обратим. Свойства полупроводника восстанавливаются при уменьшении напряженности электрического поля. Этим лавинный пробой отличается от теплового пробоя, который может возникнуть вслед за лавинным пробоем и является необратимым.

Контактные явления в полупроводниках

«Чистые» полупроводники в электронике применяются редко. В основном применяют «примесные» полупроводники и используют специфические явления, возникающие на границе раздела между полупроводниками p -типа и n -типа (эту границу называют p - n переходом).

Характерной особенностью p - n перехода является резко выраженная зависимость его электрической проводимости от полярности приложенного к нему внешнего напряжения, чего не бывает в полупроводнике одной проводимости.

Вследствие разности концентраций свободных дырок и электронов по обе стороны границы раздела полупроводников из полупроводника

p -типа часть дырок диффундирует в полупроводник n -типа, а из полупроводника n -типа часть электронов диффундирует в полупроводник p -типа, полностью рекомбинируя между собой. В результате вдоль границы раздела полупроводников возникают слои неподвижных отрицательных и положительных ионов. Возникающее между этими слоями электрическое поле препятствует дальнейшей диффузии свободных дырок и электронов через границу раздела. При некотором значении напряженности электрического поля в p - n переходе диффузия через границу раздела полностью прекращается. Контактная разность потенциалов на p - n переходе называется высотой потенциального барьера. Высота потенциального барьера для германия и кремния составляет примерно 0,25 В и 0,55 В соответственно.

Между слоями концентрация подвижных носителей заряда (электронов и дырок) мала, и эта область имеет большое удельное сопротивление.

В том случае, когда положительный полюс внешнего источника напряжения приложен к полупроводнику p -типа, а отрицательный – к полупроводнику n -типа (прямое направление), внешнее напряжение уменьшает контактную разность потенциалов. При внешнем напряжении, превышающем величину потенциального барьера, сопротивление перехода мало и поступающие от внешнего источника в n -область электроны создают электрический ток, величина которого зависит от приложенного внешнего напряжения.

При противоположном включении внешнего источника напряжения (в обратном направлении) электроны и дырки будут двигаться в направлении от p - n перехода, что приводит к еще большему увеличению потенциального барьера, и как следствие, к возрастанию его сопротивления. Ток через переход (называемый обратным током) будет чрезвычайно мал.

Величины токов в прямом и обратном направлениях могут различаться в десятки и сотни раз. На рис. 57 приведена примерная ВАХ германиевого p - n перехода.

Обращает на себя внимание тот факт, что зависимость тока от величины напряжения не является линейной. Резкое увеличение тока в обратном направлении при большом запирающем напряжении может указывать на ухудшение электрической прочности перехода (лавинный

или тепловой пробой). В свою очередь, крутой загиб вверх ветви прямого тока предупреждает об опасности чрезмерного роста тока через переход, что может привести к его разрушению. Поэтому в справочной литературе для p – n переходов полупроводниковых приборов указывается предельное значение обратного напряжения и прямого тока.

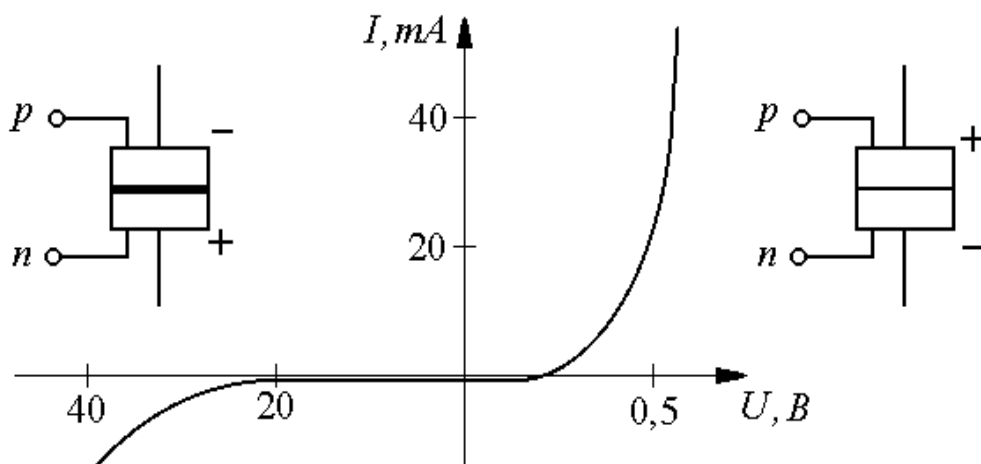


Рис. 57. Вольт-амперная характеристика p – n перехода

Использование свойств p – n перехода лежит в основе работы различных видов полупроводниковых приборов, простейшим из которых является полупроводниковый диод.

Раздел 15. Полупроводниковые диоды

Полупроводниковым диодом или просто диодом называют прибор с двумя выводами, содержащий один p – n переход. На практике чаще всего встречаются германиевые и кремниевые диоды. Данные об основных типах, обозначениях и основных характеристиках диодов содержатся в специальной справочной литературе. Условное изображение и ВАХ некоторых видов диодов, которые будут встречаться в дальнейшем, приведены на рис. 58.

Выпрямительные диоды (рис. 58, а) предназначены для одностороннего пропускания тока в прямом направлении. Считают, что диод включен в прямом направлении, когда к аноду подключен положительный, а к катоду – отрицательный полюс источника питания.

Основными параметрами выпрямительных диодов являются:

- максимальный прямой ток $I_{\max}$ – самый большой ток, который может длительное время проходить через диод не повреждая его;
- максимальное обратное напряжение $U_{\text{обр. max}}$ – наибольшее значение напряжения, которое диод может выдерживать длительное время без пробоя;
- обратный ток – это ток диода, когда к нему приложено обратное напряжение.

Выпрямительные диоды в зависимости от типа и конструкции рассчитаны на прямой ток от долей до десятков ампер и обратное напряжение от десятков до нескольких тысяч вольт.

Стабилизирующие диоды или стабилитроны (рис. 58, б) предназначены для стабилизации напряжения в различных узлах электронных устройств. Характерной особенностью стабилитронов является то, что обратная ветвь их ВАХ имеет очень крутое падение (лавинный пробой), причем величина обратного напряжения, при котором наблюдается это явление, достаточно стабильна. Основными параметрами стабилитрона являются напряжение стабилизации $U_{\text{стаб}}$, а также минимальный и максимальный ток через переход в режиме стабилизации. Величина $U_{\text{стаб}}$ различных видов диодов может находиться в пределах от нескольких единиц до нескольких сотен вольт, а ток от десятков миллиампер до нескольких ампер.

Варикапы (рис. 58, в) представляют собой диоды, у которых резко выражена зависимость емкости p – n перехода от величины обратного напряжения.

Вообще любой электронно-дырочный переход, к которому приложено обратное напряжение, обладает свойствами конденсатора. При этом роль диэлектрика играет сам p – n переход, а роль обкладок – прилежащие слои полупроводника с электрическими зарядами разного знака – электронами и дырками. Изменяя напряжение, приложенное к p – n переходу, можно изменять его толщину, а, следовательно, и емкость. В варикапах зависимость емкости перехода от обратного напряжения проявляется особенно сильно. Основными параметрами варикапов являются величина емкости диода и обратное напряжение смещения.

Фотодиоды представляют собой полупроводниковые приборы, у которых под действием излучения в области p – n перехода происходит

генерация пар электрон–дырка. Эта генерация приводит к увеличению обратного тока диода при наличии обратного напряжения.

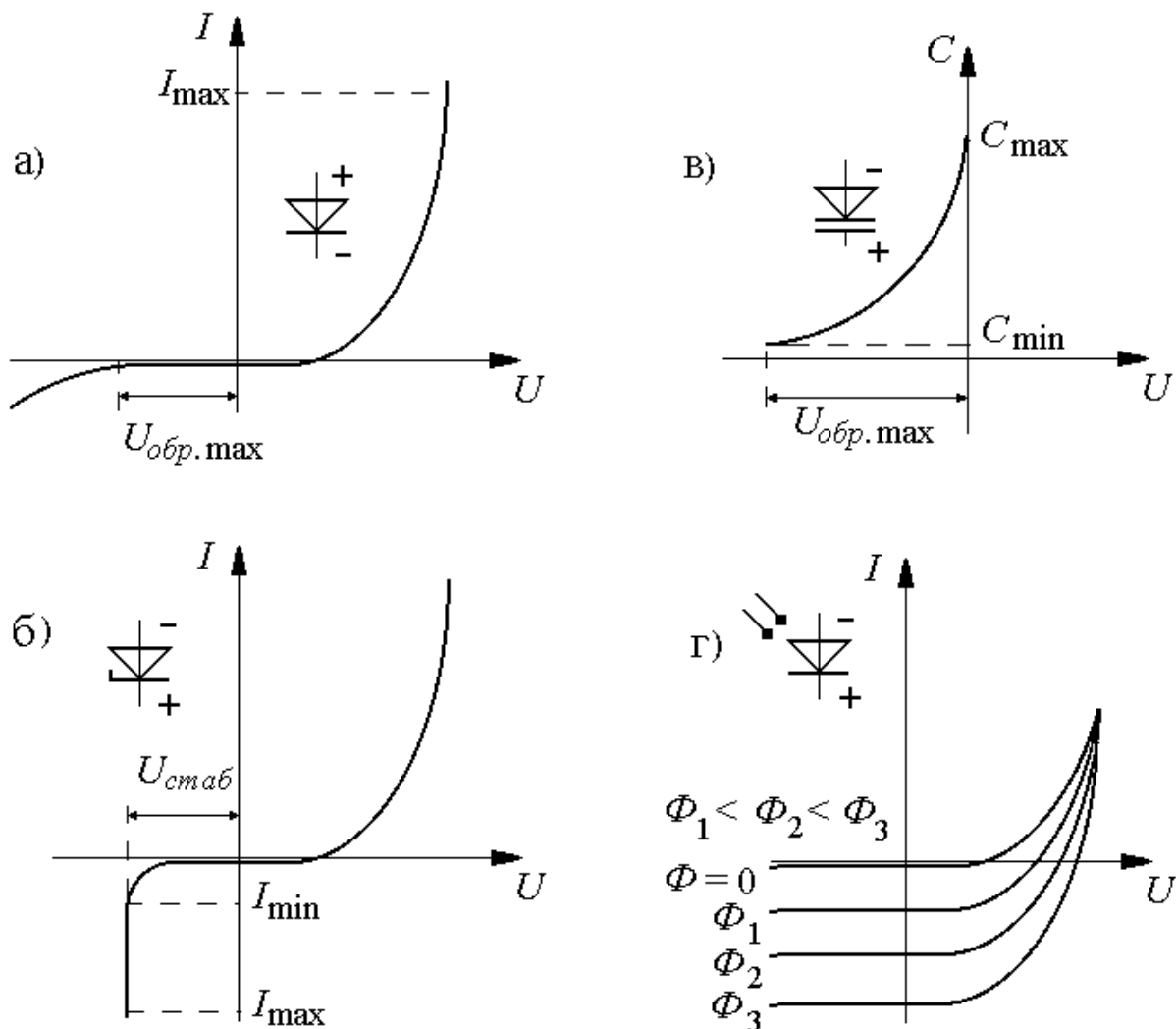


Рис. 58. Характеристики диодов

Вольт-амперная характеристика фотодиода при различном световом потоке Φ показана на рис. 58, г. Если световой поток равен нулю, то его ВАХ практически не отличается от ВАХ обычного диода.

Тиристоры

Другим примером являются тиристоры – полупроводниковые приборы с четырехслойной $p-n-p-n$ структурой. Они относятся к так называемым переключающим приборам с двумя устойчивыми состояниями, способным под действием сигнала управления переходить из закрытого (непроводящего) состояния в открытое (проводящее).

Структурная схема и обозначение тиристора показаны на рис. 59.

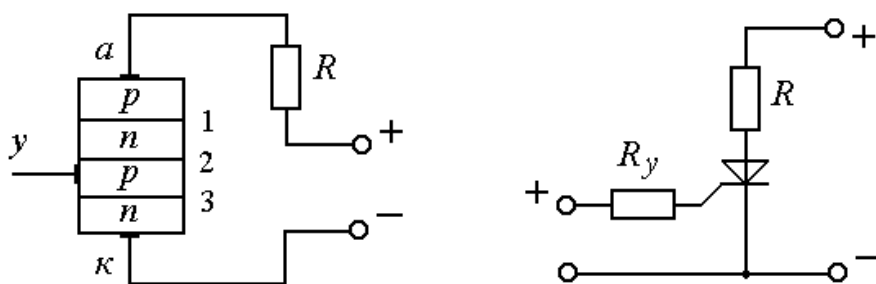


Рис. 59. Структура и обозначение тиристора

Крайнюю область p -типа, к которой подключается положительный полюс источника питания называют анодом (a), область n -типа, к которой подключается отрицательный полюс этого источника – катодом ($к$), а вывод тиристора от внутренней области p -типа – управляющим электродом (y).

Главная область применения тиристорov – энергетическая электроника, в области высоких мощностей тиристор является основным переключающим управляемым элементом. Поэтому дадим лишь общую характеристику этого полупроводникового прибора.

Рассмотрим работу тиристора, когда на него подано небольшое прямое напряжение, как показано на рис. 59, а напряжение на управляющем электроде отсутствует.

Приложенное к тиристорy напряжение распределяется между тремя $p-n$ переходами: два перехода (1 и 3) включены в прямом направлении и падение напряжения на них мало, а средний переход (2) – в обратном направлении. Таким образом, практически все напряжение питания оказывается приложенным к среднему переходу, который препятствует протеканию тока. Тиристор обладает большим внутренним сопротивлением или, как говорят, закрыт.

Открыть тиристор можно двумя способами.

Первый способ не использует управляющий электрод, а состоит в том, что постепенно увеличивают напряжение питания. При некотором напряжении на тиристоре, которое называют напряжением переключения, происходит лавинный пробой среднего $p-n$ перехода, что сопровождается резким возрастанием тока через тиристор. Его сопротивление резко падает: тиристор открывается.

Тиристор, работающий без использования управляющего электрода (этот электрод может отсутствовать) называют динистором.

Второй способ заключается в подаче сигнала управления на управляющий электрод. Если за время действия сигнала управления ток в цепи анод-катод превысит определенное значение, называемое удерживающим током $I_{уд}$, то тиристор остается в открытом состоянии и по окончании действия управляющего сигнала.

Тиристор является прибором однонаправленного действия, то есть им можно управлять только при прямом напряжении между анодом и катодом. При обратном напряжении тиристор ведет себя как обычный диод.

Открытый тиристор можно перевести вновь в закрытое состояние, если уменьшить протекающий через него ток до величины $I_{уд}$, например, в результате снижения анодного напряжения, или просто на короткое время разомкнуть внешнюю цепь.

В цепях постоянного тока для этой цели используются специальные коммутирующие устройства, а в цепях переменного синусоидального тока тиристор закрывается автоматически в момент окончания положительной полуволны.

Изготавливаются также симисторы – многослойные переключающиеся приборы, которые могут коммутировать ток любого направления. Симистор заменяет цепь из двух обычных тиристоров, включенных встречно-параллельно.

Раздел 16. Биполярные транзисторы

Биполярный транзистор – это полупроводниковый прибор с двумя p - n переходами, имеющий три вывода. Действие биполярного транзистора основано на использовании носителей заряда обоих знаков (дырок и электронов), а управление протекающим через него током осуществляется с помощью некоторого управляющего тока. Его структура и условное графическое изображение показаны на рис. 60.

Средний слой и соответствующий вывод называют базой (б), один из крайних слоев называется эмиттером (э), а другой крайний слой и соответствующий вывод – коллектором (к). Во время работы транзистора его эмиттер вводит (эмиттирует) в базу дырки (в транзисторе структуры

$p-n-p$) или электроны (в транзисторе структуры $n-p-n$), а коллектор собирает эти электрические заряды.

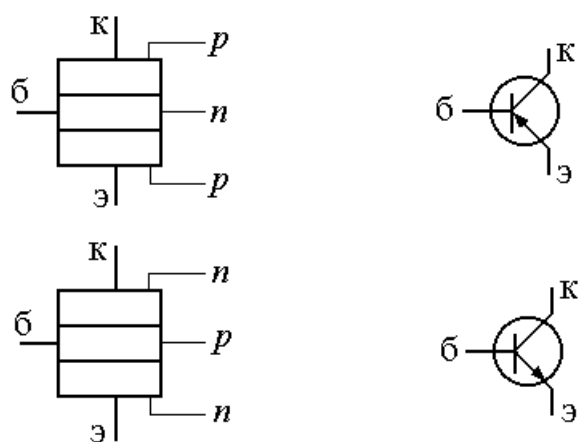


Рис. 60. Структура и условное обозначение транзистора

Технологически транзистор изготавливают таким образом, чтобы концентрация атомов примеси (для транзисторов структуры $n-p-n$ – свободных электронов) в эмиттере была велика по сравнению с концентрацией атомов примеси (дырок) в базе.

Чаще всего начальное смещение на электроды транзистора подают таким образом, чтобы эмиттерный переход был включен в прямом, а коллекторный – в обратном направлении. При этом напряжение на эмиттерном переходе для германиевого транзистора должно быть больше 0,25 В и кремниевого – больше 0,55 В, а на коллекторном переходе – не менее нескольких вольт. Тогда через эмиттерный переход потечет ток $I_э$, который будет обеспечиваться главным образом инжекцией электронов из эмиттера в базу.

Из-за малой толщины базы почти все электроны, пройдя базу, через так называемое время пролета достигают коллектора. Только малая доля электронов рекомбинирует в базе с дырками (в силу существенной разницы в концентрации свободных зарядов в эмиттере и базе). Убыль этих дырок компенсируется протеканием тока базы $I_б$. Ясно, что $I_б \ll I_э$.

Обратное смещение коллекторного перехода способствует тому, что электроны, подошедшие к нему, захватываются электрическим полем перехода и переносятся в коллектор. В тоже время это поле препятствует

переходу электронов из коллектора в базу. Описанный процесс иллюстрирует рис. 61.

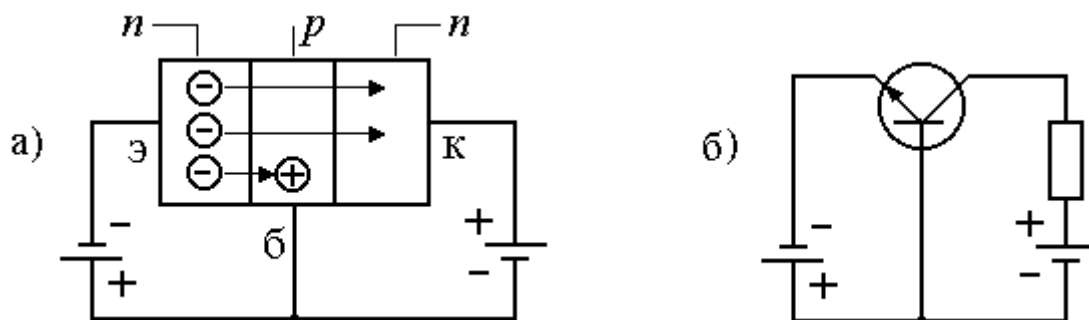


Рис. 61. Схема включения $p-n$ переходов транзистора

Если рассматривать транзистор как четырехполюсник, то входной сигнал можно подавать на два каких-либо электрода и с двух электродов снимать сигнал. При этом один из электродов обязательно будет общим. По названию общего электрода различают три схемы включения транзистора: по схеме с общей базой (ОБ), по схеме с общим эмиттером (ОЭ), и по схеме с общим коллектором (ОК).

Примеры включения $n-p-n$ транзисторов по схемам ОЭ, ОК и ОБ показаны соответственно на рис. 62, а, б, в. Необходимые напряжения смещения на переходах транзисторов устанавливаются с помощью резисторов R_1 и R_2 .

Для установки необходимого режима работы транзистора пользуются его входными и выходными характеристиками.

Рассмотрим для примера характеристики транзистора, включенного по схеме ОЭ.

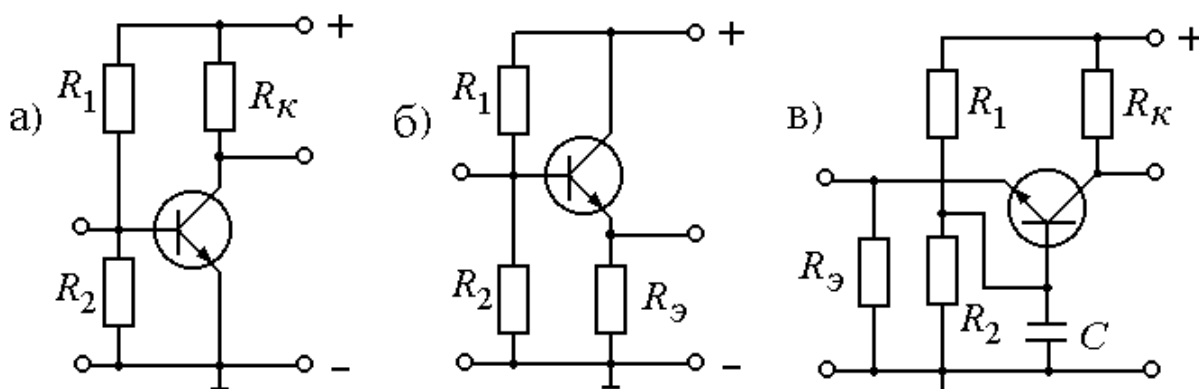


Рис. 62. Схемы включения транзистора ОЭ, ОК и ОБ

Для такой схемы входная характеристика соответствует зависимости тока базы от напряжения между базой и эмиттером: $I_{\bar{б}} = f(U_{\bar{б}\bar{э}})$ при постоянном напряжении между эмиттером и коллектором. Эта характеристика практически совпадает с ВАХ $p-n$ перехода и имеет вид, показанный на рис. 63, а.

Выходной характеристикой транзистора является зависимость коллекторного тока от напряжения между коллектором и эмиттером $I_{\kappa} = f(U_{\kappa\bar{э}})$, снятая при неизменном токе базы. Семейство выходных характеристик транзистора, снятых при различных значениях тока базы показано на рис. 63, б.

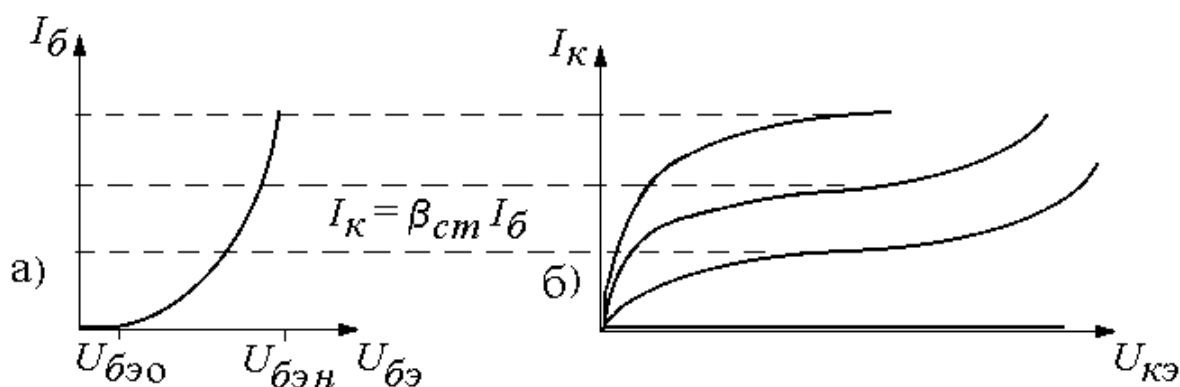


Рис. 63. Входная и выходные характеристики транзистора по схеме ОЭ

Резкое увеличение тока коллектора при значительном напряжении $U_{\kappa\bar{э}}$ на выходных характеристиках вызывается, как и у диодов, лавинным пробоем и является нежелательным явлением. Для предотвращения пробоя это напряжение не должно превышать предельного значения, указанного в справочной литературе на определенный тип транзистора.

Как следует из вида характеристик, показанных на рис. 63, в зависимости от установленных напряжений можно выделить три режима работы транзистора: их называют соответственно режимом отсечки, режимом насыщения и активным режимом.

Режим отсечки соответствует случаю, когда напряжение $U_{\bar{б}\bar{э}} < U_{\bar{б}\bar{э}0}$ (для германиевых транзисторов $U_{\bar{б}\bar{э}0} \approx 0,25B$, а для кремниевых — $U_{\bar{б}\bar{э}0} \approx 0,55B$). При этом ток через транзистор практически равен нулю, а напряжение на нем близко к напряжению питания. Транзистор обладает

большим внутренним сопротивлением, что условно соответствует разрыву цепи эмиттер-коллектор (говорят, что транзистор закрыт).

Режим насыщения соответствует случаю, когда $U_{бэ} > U_{бэн}$ (для германиевых транзисторов $U_{бэн} \approx 0,35B$, а для кремниевых – $U_{бэн} \approx 0,75B$). Ток через транзистор ограничен резистором R_k и примерно равен E/R_k , а падение напряжения на нем минимально. Этот режим соответствует очень малому сопротивлению между всеми электродами транзистора, и говорят, что транзистор стянут в точку.

Активный режим работы транзистора соответствует случаю, когда $U_{бэо} \leq U_{бэ} \leq U_{бэн}$: на эмиттерном переходе действует прямое, а на коллекторном – обратное напряжение. На большей части выходной характеристики ток коллектора слабо зависит от напряжения $U_{кэ}$ и связан с током базы соотношением $I_k = \beta_{см} I_б$, где $\beta_{см}$ носит название статического коэффициента усиления тока базы. То есть, в этом режиме транзистор обладает усилительными свойствами.

Примерная схема для снятия входных и выходных характеристик биполярных транзисторов показана на рис. 64.

Для измерения значений напряжений и токов необходимо включить в схему соответствующие измерительные приборы.

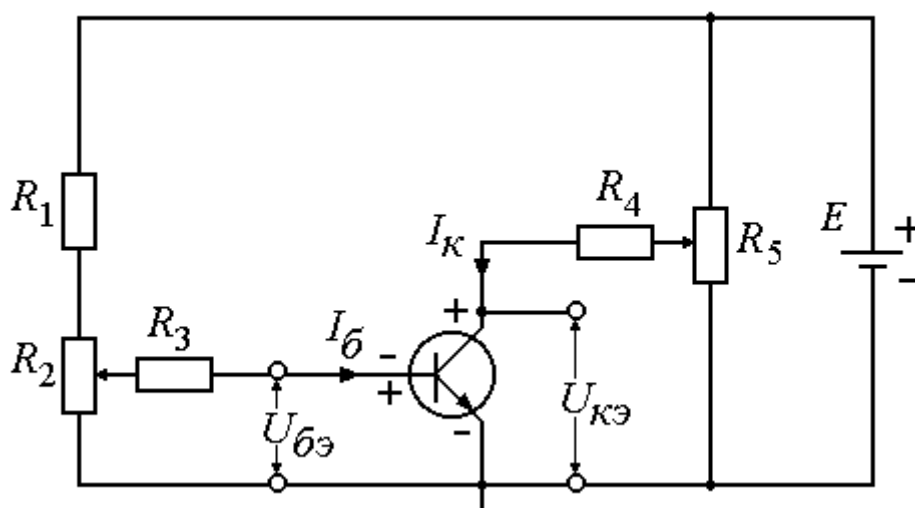


Рис. 64. Схема для снятия входных и выходных характеристик транзистора по схеме ОЭ

Усиление по току

Для схемы ОБ зависимость тока коллектора от тока эмиттера выражается через коэффициент усиления по току (коэффициент передачи эмиттерного тока). Этот коэффициент может быть статическим (α_{cm}) – когда измерения происходят на постоянном токе, и дифференциальным (α) – когда определяется отношение приращения тока коллектора Δi_k к вызвавшему его приращению тока эмиттера Δi_e .

Современные транзисторы имеют значение коэффициента усиления тока эмиттера в пределах 0,95 – 0,997. Это значение в общем случае зависит от режима работы транзистора. Поэтому в справочной литературе для каждого типа транзистора указывает рекомендуемый ток эмиттера, при котором величина коэффициента по току близка к своему максимальному значению.

Зная приращение тока эмиттера и величину α , можно определить приращение тока базы Δi_b : $\Delta i_b = \Delta i_e - \Delta i_k = \Delta i_e(1 - \alpha)$.

С другой стороны, для тока коллектора $\Delta i_k = \alpha \Delta i_e$, следовательно $\Delta i_k = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \Delta i_b$. Таким образом, изменяя величину тока базы, мы управляем и током эмиттера и током коллектора.

Обобщим полученные результаты.

В схеме с ОБ входным электродом является эмиттер, выходным – коллектор. В соответствии с этим входным параметром является ток эмиттера, выходным – ток коллектора, и коэффициент усиления (передачи) по току $K_i = \alpha$.

В схеме ОЭ входным электродом является база, выходным – коллектор. Это значит, что входным параметром является ток базы, выходным – ток коллектора, а коэффициент усиления (передачи) по току $K_i = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta$. Очевидно, что величина β может составлять десятки и сотни. В этом большое преимущество схемы ОЭ по сравнению со схемой ОБ, у которой усиление по току не превышает единицы.

В схеме ОК входным электродом служит база, выходным – эмиттер. В соответствии с этим входным параметром будет ток базы, выходным – ток эмиттера. Коэффициент усиления (передачи) по току

$K_i = \frac{1}{1-\alpha} = 1 + \beta$, то есть усиление по току для этой схемы примерно равно усилению по току схемы ОЭ.

Входное сопротивление

Рассмотрим вопрос о входном сопротивлении схемы на биполярном транзисторе, определяемом обычным соотношением $r_{ex} = u_{ex} / i_{ex}$.

В схеме ОБ изменение входного напряжения равно сумме изменений напряжения на базе и на эмиттерном переходе, то есть $r_{ex} = r_э + (1 - \alpha)r_б$.

В схеме ОЭ $u_{ex} = i_э r_э + i_б r_б$. Учитывая, что входным током является ток базы, получаем $r_{ex} = r_б + (1 + \beta)r_э$.

В схеме ОК изменение входного напряжения равно сумме изменений напряжений на сопротивлении базы, эмиттерном переходе и сопротивлении нагрузки. Аналогично предыдущему случаю получаем равенство $r_{ex} = r_б + (1 + \beta)(r_э + R_э)$. Обычно выполняется условие $r_э \ll R_э$. То есть, входное сопротивление транзистора, включенного по схеме ОК, может составлять значительную величину много большую, чем для схем ОБ и ОЭ.

Усиление по мощности и напряжению

Говоря об усилительных свойствах того или иного прибора, часто интересуются усилением мощности. Количественной оценкой усилительных свойств является коэффициент усиления по мощности K_p равный отношению выходной мощности $P_{вых}$ к входной P_{ex} , то есть

$K_p = K_i^2 \frac{r_{вых}}{r_{ex}}$. Коэффициент усиления по мощности можно также записать

через коэффициент усиления по напряжению: $K_p = K_u^2 \frac{r_{ex}}{r_{вых}}$. Из двух

последних соотношений получаем важное равенство $K_u = K_i \frac{r_{вых}}{r_{ex}}$, из

которого следует, например, что для схемы ОК, справедливо соотношение, $K_u \approx 1$, а для схемы ОЭ $K_u = \beta \frac{R_k}{r_б + (1 + \beta)r_э} \approx \frac{R_k}{r_э}$. Это

означает, что схема ОЭ может обеспечивать значительный коэффициент

усиления по напряжению, а схема ОК не дает усиления по напряжению и поэтому называется эмиттерным повторителем.

Подводя итог, можно сделать следующие выводы. Транзистор по схеме ОЭ дает хорошее усиление по току и напряжению, но обладает малым входным сопротивлением, что является его существенным недостатком. Это объясняется тем, что эмиттерный $p-n$ переход включен в прямом направлении и его сопротивление мало.

Транзистор, включенный по схеме ОК, не дает усиление входного сигнала по напряжению, а практически повторяет его. Усиление же по току у него практически такое же, как и у транзистора, включенного по схеме ОЭ. Но зато входное сопротивление велико и может составлять десятки и сотни $k\Omega$.

Простые полупроводниковые устройства

Рассмотрим несколько примеров конкретных схем на примере простых устройств автоматики.

Фотореле является устройством полупроводниковой электроники, которое позволяет при изменении силы света, падающего на светочувствительный элемент, управлять различными приборами и механизмами.

Часто встречающимися светочувствительными элементами фотореле являются фотодиоды – полупроводниковые элементы, обратный ток через которые, составляющий доли mA , изменяется под действием падающего на них света.

С другой стороны обязательным элементом большинства фотореле является электромагнитное реле, включающее или выключающее те или иные устройства.

В результате возникает техническая проблема: необходимо с помощью относительно небольшого изменения обратного тока фотодиода включать и выключать электромагнитное реле, у которого ток срабатывания составляет десятки mA . Столь большое увеличение тока можно получить с применением, по крайней мере, двух последовательно включенных транзистора.

Пример возможного варианта фотореле показан на рис. 65. Фотодиод и резисторы R_1, R_2 образуют делитель напряжения источника питания, с которого на базу первого транзистора подается отрицательное

напряжение смещения. Пока фотодиод не освещен, его обратное сопротивление велико. С помощью резистора R_2 напряжение на базе первого транзистора (кремниевый транзистор структуры $p-n-p$) устанавливается больше $0,7 - 0,8V$. При этом он открыт, падение напряжения на нем составляет небольшую величину, а второй транзистор закрыт. Через реле протекает маленький ток, недостаточный для срабатывания реле, и контакты реле разомкнуты.

Если осветить фотодиод, то его сопротивление уменьшается, падение напряжения на нем тоже уменьшается, отчего первый транзистор закрывается, а второй транзистор, наоборот, открывается. При этом срабатывает реле, и его контакты, замыкаясь, включают исполнительную цепь.

Если убрать освещение схема вернется в исходное состояние.

Недостаток этой схемы заключается в том, что в исходном состоянии первый транзистор открыт и через него протекает бесполезный ток. Лучше, когда в исходном состоянии оба транзистора будут закрыты. Такой вариант схемы показан на рис. 66.

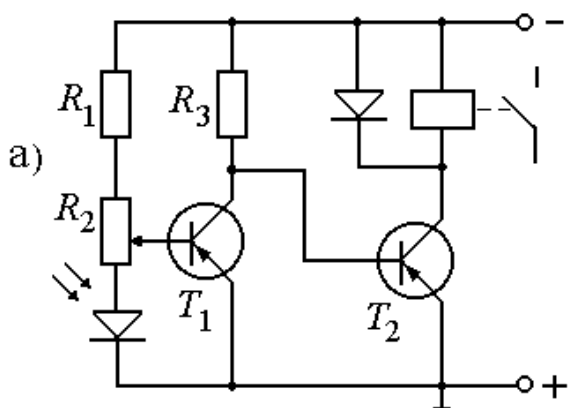


Рис. 65. Схемы фотореле на транзисторах одинаковой структуры

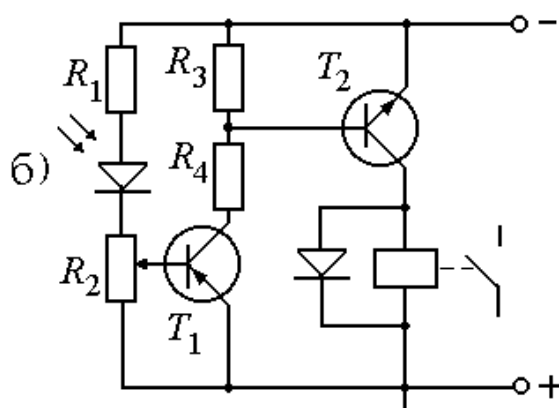


Рис. 66. Схемы фотореле на транзисторах разной структуры

Здесь, во-первых, фотодиод включен между базой и отрицательным полюсом источника питания, а, во-вторых, применены два транзистора разного типа: один – структуры $p-n-p$, а другой – структуры $n-p-n$.

В исходном состоянии оба транзистора закрыты. При освещении фотодиода сопротивление уменьшается, открывается первый транзистор, а следом за ним и второй, который обеспечивает срабатывание реле.

Резистор R_4 в цепи коллектора первого транзистора необходим для того, чтобы ограничить ток и защитить переход эмиттер-база второго транзистора от возможного пробоя при открытом первом транзисторе.

Какова роль диода, шунтирующего обмотку электромагнитного реле?

В те моменты времени, когда транзистор переходит из открытого состояния в закрытое и ток коллекторной цепи резко уменьшается, в обмотке реле возникает ЭДС самоиндукции, поддерживающая убывающий ток в коллекторной цепи. При этом мгновенное суммарное напряжение ЭДС самоиндукции и источника питания может значительно превысить допустимое напряжение на коллекторе, и $p-n$ переходы транзистора могут быть пробиты (разрушены).

По отношению к источнику питания диод, шунтирующий реле, включен в обратном направлении и не влияет на работу устройства, а по отношению к ЭДС самоиндукции – в прямом и, следовательно, гасит ее, предотвращая тем самым выход транзистора из строя.

Раздел 17. Полевые (униполярные) транзисторы

Транзисторы структуры $p-n-p$ или $n-p-n$ называют биполярными, так как в их работе участвуют положительные носители тока – «дырки» и отрицательные – электроны.

Наряду с биполярными существуют униполярные транзисторы, в которых работают носители только одного знака – только электроны или только «дырки». Управляет таким транзистором электрическое поле, создаваемое напряжением входного сигнала. Отсюда и распространенное название униполярных транзисторов – полевые.

Создание полевых транзисторов было обусловлено рядом причин. Наиболее существенной была причина, связанная с тем, что биполярные транзисторы управляются током, имеют относительно небольшое входное сопротивление и потребляют заметную мощность от входной цепи. Это препятствует их использованию при подключении к маломощным источникам сигналов (с высоким выходным сопротивлением).

Электроды, между которыми протекает рабочий ток, носят название исток (и) и сток (с), причем истоком считается электрод, через который

носители заряда поступают в прибор. Третий электрод, к которому прикладывается внешнее управляющее поле, называют затвором (з).

Изменение величины рабочего тока в полевом транзисторе осуществляется путем изменения эффективного сопротивления токопроводящего участка полупроводникового материала между истоком и стоком называемого каналом (к). В зависимости от типа проводимости полупроводникового материала канала изготавливают полевые транзисторы с p и n каналом.

Различают два вида полевых транзисторов: первый – с управляющим p - n переходом, второй – с изолированным затвором.

Полевые транзисторы с p - n переходом имеют структуру, разрез которой приведен на рис. 67. Там же показана полярность подключения источников питания и приведены обозначения полевого транзистора с каналом p -типа и n -типа соответственно. Для транзисторов разной проводимости принцип действия аналогичен, но направление токов и полярность приложенных напряжений противоположны.

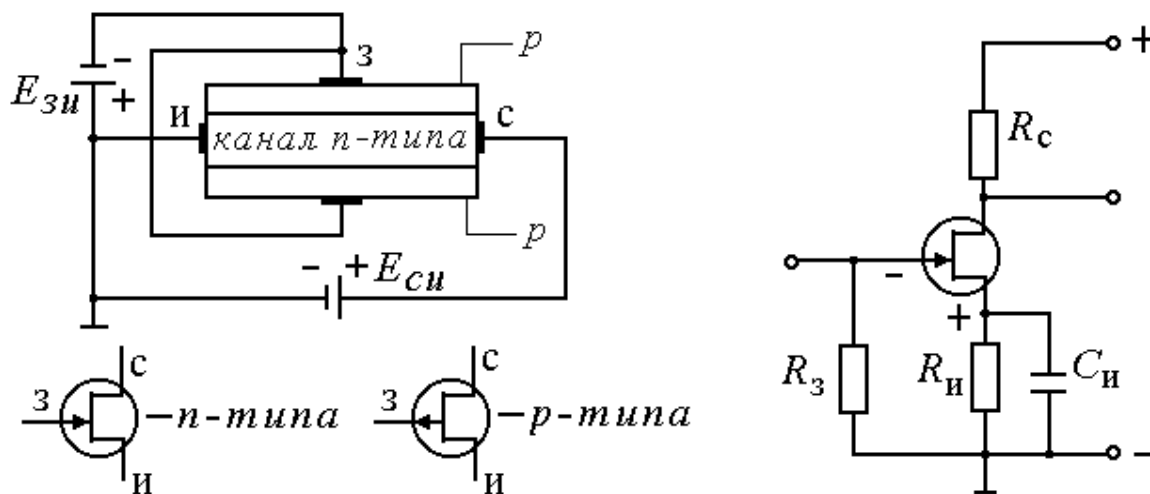


Рис. 67. Структура, обозначение и схема включения полевого транзистора с p - n переходом

По аналогии с биполярными транзисторами, включаемыми по схемам ОЭ, ОК и ОБ, различают три типа включения полевых транзисторов: с общим истоком (ОИ), общим стоком (ОС) и общим затвором (ОЗ). Чаще других используется схема с ОИ.

Рассмотрим принцип действия полевого транзистора, полагая его включение по схеме ОИ. Пример этой схемы для транзистора с p - n переходом и n -каналом показан на рис. 67.

При управляющем напряжении $U_{зи} = 0$ и подключении источника напряжения между стоком и истоком $E_{си}$ по каналу течет ток, который зависит от сопротивления канала. При приложении отрицательного напряжения к затвору p - n переход расширяется, в результате канал, проводящий ток, сужается, и ток I_c уменьшается. При определенном напряжении, называемом напряжением отсечки $U_{отс}$, ток стока практически прекращается.

В отличие от биполярных транзисторов полевые транзисторы управляются напряжением, а через цепь затвора протекает только малый, обратный ток I_z перехода, находящегося под действием обратного напряжения.

На рис. 68 приведена его входная характеристика, показывающая зависимость тока стока от величины напряжения между затвором и истоком и выходная характеристика, показывающая зависимость тока стока от величины напряжения между истоком и стоком.

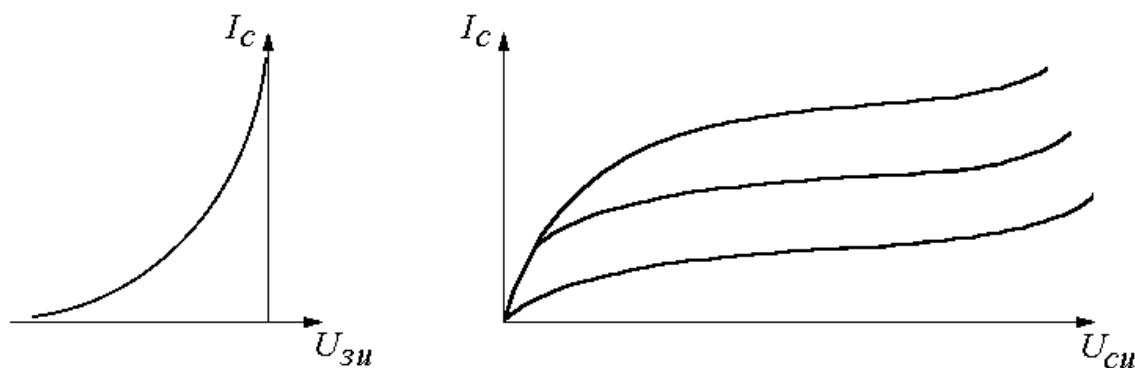


Рис. 68. Входная и выходная характеристики полевого транзистора с p - n переходом по схеме ОИ

Отношение изменения тока стока ΔI_c к вызвавшему его изменению напряжения между затвором и стоком в $U_{зи}$ при $U_{си} = const$ называют крутизной: $S = \Delta I_c / \Delta U_{зи}$.

Зная крутизну можно определить коэффициент усиления по напряжению: $K_u = \Delta U_{вых} / \Delta U_{вх} = SR_c$.

Приведенные на рис. 68 характеристики могут быть получены при включении полевого транзистора по схеме на рис. 69.

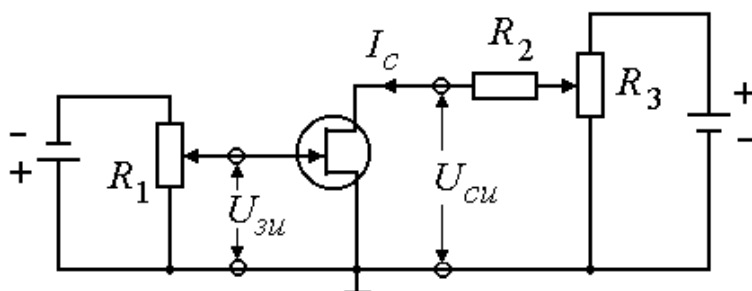


Рис. 69. Схема для снятия входных и выходных характеристик полевого транзистора с p - n переходом

Схема на рис. 69 предназначена для полевых транзисторов с каналом n -типа. Для транзисторов с каналом p -типа необходимо поменять полярность источников питания на обратную.

Полевые транзисторы с изолированным затвором или МДП-типа («металл – диэлектрик – проводник») изготавливаются в двух вариантах: со встроенным или индуцированным каналом.

Рассмотрим МДП-транзистор со встроенным каналом, который имеет структуру, показанную в разрезе на рис. 70.

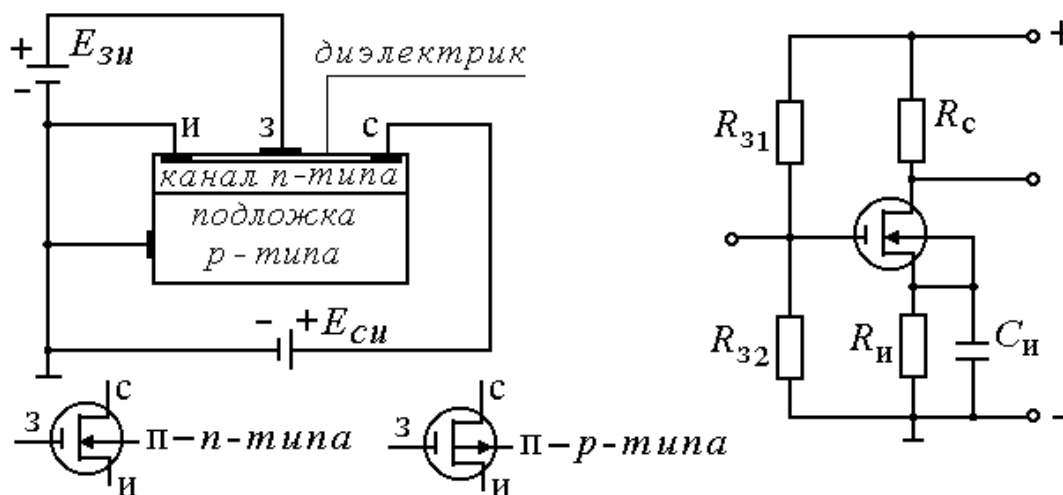


Рис. 70. Структура, обозначение и схема включения МДП-транзистора со встроенным каналом

У поверхности полупроводника – подложки с проводимостью p -типа созданы две области с проводимостью n -типа и тонкая перемычка между ними, называемая каналом.

Области n -типа имеют выводы во внешнюю цепь: s – сток, и – исток.

Полупроводниковый кристалл n -типа покрыт окисной пленкой диэлектрика, на которой расположен металлический затвор $з$. Таким образом, затвор электрически изолирован от цепи сток – исток.

Рассмотрим принцип действия транзистора. При подаче напряжения $U_{си}$ и отсутствии управляющего напряжения ($U_{зи} = 0$) через канал между n - областями протекает некоторый ток I_c . Величина этого тока определяется не только напряжением $U_{си}$, но и состоянием p - n перехода между подложкой и каналом в области стока, который смещается в обратном направлении. При обратном смещении p - n переход расширяется и сужается канал, проводящий ток. Величина I_c принимает определенное значение.

При приложении положительного напряжения к затвору электрическое поле притягивает электроны из подложки, они скапливаются в области канала, сопротивление канала уменьшается и ток растет.

При отрицательном напряжении на затворе электрическое поле выталкивает электроны из канала в подложку, сопротивление канала увеличивается и ток I_c уменьшается. Таким образом, при изменении управляющего напряжения $U_{зи}$ изменяется выходной ток I_c .

Поскольку затвор изолирован от остальной цепи, чрезвычайно малый ток затвора $I_з$ вызывается только утечкой по изоляции. При работе с таким транзистором надо предпринимать особые меры защиты от статического электричества. Например, при пайке все выводы необходимо закоротить.

Пример выходных характеристик МДП-транзистора со встроенным каналом показан на рис. 71.

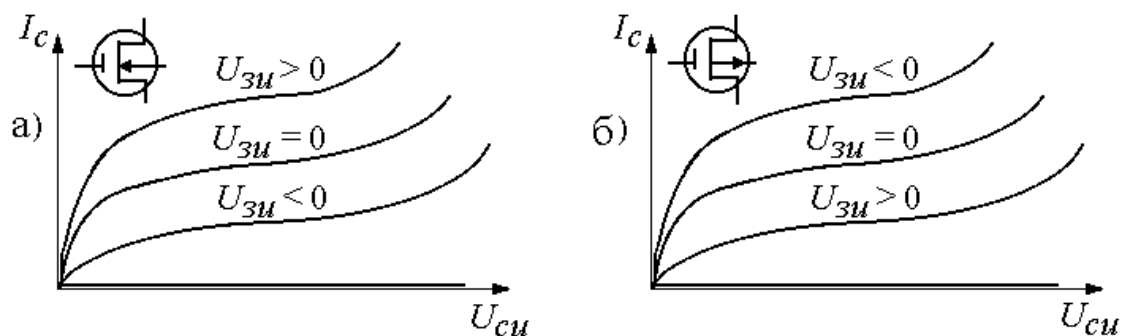


Рис. 71. Выходные характеристики МДП-транзистора

Другим типом МДП-транзисторов являются транзисторы с индуцированным каналом. При изготовлении этих приборов специальный канал между областями, связанными со стоком и истоком, не создается и при $U_{зи} = 0$ выходной ток отсутствует. Проводящий канал формируется, когда поле затвора притягивает носители соответствующего знака из подложки.

На рис. 72 показаны пример включения МДП-транзистора с индуцированным каналом n -типа и его входная и выходная характеристики.

Высокое входное сопротивление полевых транзисторов является их безусловным достоинством. Удастся создавать на их основе целый ряд устройств, реализация которых на биполярных транзисторах была бы невозможна.

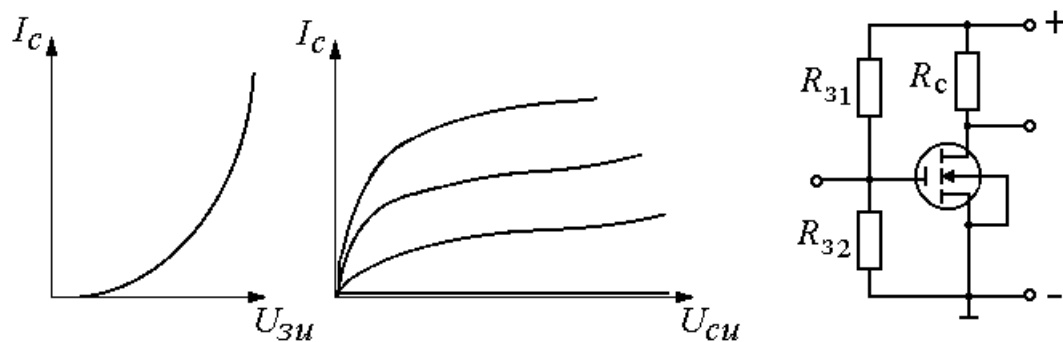


Рис. 72. Входная и выходная характеристики и схема включения МДП транзистора с индуцированным каналом

В качестве простого примера устройства с полевым транзистором приведем реле времени на основе разряда конденсатора (рис.73).

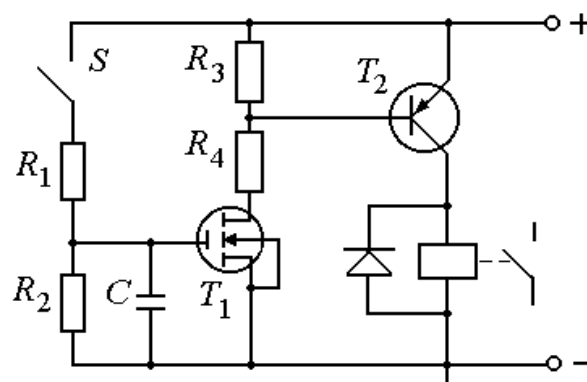


Рис. 73. Схема реле времени на полевом транзисторе

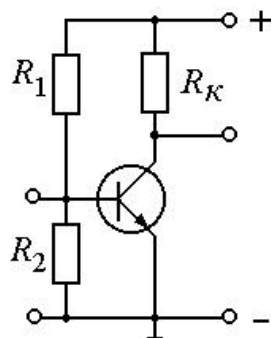
Реле времени работает следующим образом. В исходном состоянии напряжение на конденсаторе равно нулю, и оба транзистора закрыты. При кратковременном нажатии на кнопку S конденсатор заряжается. При этом открываются оба транзистора, и срабатывает реле. После размыкания кнопки конденсатор начинает разряжаться через резистор R_2 и входное сопротивление полевого транзистора. Когда конденсатор разрядится, то закроется первый, а следом, и второй транзисторы. Контакты реле разомкнутся.

Контрольные вопросы и тестовые задания

1. Что такое электроника?
2. Поясните принцип работы электровакуумного диода?
3. Поясните принцип работы электровакуумного триода?
4. Что называется «резистором автоматического смещения»?
5. Каково назначение конденсатора в цепи катода триода, работающего в усилительном режиме?
6. Сформулируйте особенности полупроводниковых материалов?
7. Что называется электронно-дырочным переходом?
8. Что такое «прямое» и «обратное» включение $p-n$ перехода?
9. Зависит ли толщина $p-n$ перехода от его способа включения (прямое и обратное)?
10. Объясните ход вольт-амперной характеристики $p-n$ перехода?
11. При каком внешнем напряжении через $p-n$ переход протекает прямой ток?
12. Какие параметры выпрямительного диода Вам известны?
13. Что такое стабилитрон?
14. Как подается внешнее напряжение на стабилитрон?
15. Что такое варикап?
16. Как подается внешнее напряжение на варикап?
17. Что такое фотодиод?
18. Как подается внешнее напряжение на фотодиод?
19. Как обозначаются на схемах полупроводниковые диоды различного назначения?
20. Изобразите схему для снятия прямой ветви вольт-амперной характеристики диода?

21. Чем лавинный пробой отличается от теплового пробоя?
22. Как работает тиристор?
23. Какими способами можно открыть тиристор?
24. Что такое симистор?
25. Что такое биполярный транзистор?
26. Приведите условные изображения транзисторов разных типов на принципиальных схемах?
27. Нарисуйте схему включения $p-n$ переходов транзистора?
28. Нарисуйте схемы включения биполярного транзистора: ОЭ, ОК, ОБ?
29. Чем характеризуются схемы включения биполярного транзистора: ОЭ, ОК, ОБ?
30. Что такое входная характеристика биполярного транзистора по схеме ОЭ?
31. Что такое выходная характеристика биполярного транзистора по схеме ОЭ?
32. Нарисуйте схему для измерения входных и выходных характеристик транзистора?
33. Как обеспечивается работа биполярного транзистора в режиме отсечки?
34. Как обеспечивается работа биполярного транзистора в режиме насыщения?
35. Как обеспечивается работа биполярного транзистора в активном режиме?
36. Какая схема включения биполярного транзистора переворачивает фазу входного сигнала: ОЭ, ОК, или ОБ?
37. Поясните принцип работы фотореле?
38. Каково название и назначение электродов в полевом транзисторе?
39. Поясните принцип работы полевого транзистора с $p-n$ переходом?
40. Приведите схему включения полевого транзистора с $p-n$ переходом?
41. Нарисуйте и объясните примерный вид входных и выходных характеристик полевого транзистора с $p-n$ переходом?
42. Поясните принцип работы МДП транзистора со встроенным каналом?

1. Для чего служит емкость C_k (рис. 56)?
 - A. Разделяет режимы работы по постоянному и переменному току.
 - B. Служит фильтром высоких частот.
 - C. Служит фильтром низких частот.
 - D. Устанавливает режим работы лампы по постоянному току.
2. Для чего служит сопротивление R_k (рис. 56)?
 - A. Разделяет режимы работы по постоянному и переменному току.
 - B. Устанавливает режим работы лампы по постоянному току.
 - C. Служит фильтром высоких частот.
 - D. Служит фильтром низких частот.
3. Как изменятся усилительные свойства лампы, если изменить полярность источника питания (рис. 56)?
 - A. Усилительные свойства увеличатся.
 - B. Усилительные свойства уменьшатся.
 - C. Усилительные свойства исчезнут.
 - D. Лампа будет разогреваться сильнее.
4. В схеме на рис. 56 выходной сигнал сдвинут по фазе относительно входного сигнала?
 - A. На угол 90° .
 - B. На угол 180° .
 - C. На угол 270° .
 - D. На угол 360° .
5. По какой схеме включен транзистор?



- А. Схема включения ОЭ.
- В. Схема включения ОК.
- С. Схема включения ОБ.

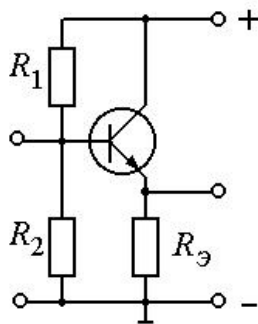
6. В схеме на рис. 62 а выходной сигнал сдвинут по фазе относительно входного сигнала?

- А. На угол 90^0 .
- В. На угол 180^0 .
- С. На угол 270^0 .
- Д. На угол 360^0 .

7. Для чего нужны сопротивления R_1 и R_2 в схеме на рис. 62 а?

- А. Для установки рабочей точки на ВАХ.
- В. Для регулировки усиления.
- С. Уменьшить пульсации напряжения источника питания.
- Д. Для увеличения входного сопротивления.

8. По какой схеме включен транзистор?



- А. Схема включения ОЭ.
- В. Схема включения ОК.
- С. Схема включения ОБ.

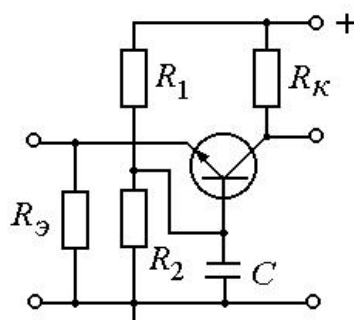
9. В схеме на рис. 62 б выходной сигнал сдвинут по фазе относительно входного сигнала?

- А. На угол 90^0 .
- В. На угол 180^0 .
- С. На угол 270^0 .
- Д. На угол 360^0 .

10. Чему равен коэффициент усиления по напряжению в схеме, приведенной на рис. 62 б?

- А. Много больше единицы.
- В. Много меньше единицы.
- С. Примерно равен единице.
- Д. Равен нулю.

11. По какой схеме включен транзистор?



- А. Схема включения ОЭ.
- В. Схема включения ОК.
- С. Схема включения ОБ.

12. Для чего нужен конденсатор C в схеме на рис. 62 в?

- А. Для увеличения усиления.
- В. Для установки режима по постоянному току.
- С. Для установки режима по переменному току.
- Д. Для стабилизации коэффициента усиления.

13. Для чего в схеме на рис. 65 параллельно электромагнитному реле установлен диод?

- А. Для более устойчивого срабатывания реле.
- В. Для уменьшения тока через реле.
- С. Для предотвращения пробоя транзистора T_2 .
- Д. Для выпрямления переменного тока.

14. Как смещены $p-n$ переходы эмиттер-база и коллектор-база, когда транзистор находится в активном режиме?

- А. Оба смещены в прямом направлении.

- В. Оба смещены в обратном направлении.
- С. Переход эмиттер-база смещен в прямом направлении, переход коллектор-база – в обратном.
- Д. Переход эмиттер-база смещен в обратном направлении, переход коллектор-база – в прямом.

15. Какие из перечисленных параметров характерны для схемы ОЭ?

- А. Маленькое входное сопротивление, большой коэффициент усиления по напряжению и по току.
- В. Маленькое входное сопротивление, большой коэффициент усиления по напряжению, коэффициент усиления по току близок к единице.
- С. Большое входное сопротивление, большой коэффициент усиления по току, коэффициент усиления по напряжению близок к единице.

16. Какие из перечисленных параметров характерны для схемы ОК?

- А. Маленькое входное сопротивление, большой коэффициент усиления по напряжению и по току.
- В. Маленькое входное сопротивление, большой коэффициент усиления по напряжению, коэффициент усиления по току близок к единице.
- С. Большое входное сопротивление, большой коэффициент усиления по току, коэффициент усиления по напряжению близок к единице.

17. Какие из перечисленных параметров характерны для схемы ОБ?

- А. Маленькое входное сопротивление, большой коэффициент усиления по напряжению и по току.
- В. Маленькое входное сопротивление, большой коэффициент усиления по напряжению, коэффициент усиления по току близок к единице.
- С. Большое входное сопротивление, большой коэффициент усиления по току, коэффициент усиления по напряжению близок к единице.

ЧАСТЬ 5. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

Усилители электрических сигналов. Обратная связь. Дифференциальный усилитель. Операционные усилители и их применение. Генераторы электрических сигналов синусоидальной формы. Импульсные устройства. Источники вторичного электропитания

Раздел 18. Усилители электрических сигналов

Все усилители можно классифицировать по нескольким признакам. Например:

- по виду усиливаемого сигнала: усилители постоянного тока (УПТ) и усилители переменного тока, усиливающие электрические сигналы с частотой отличной от нуля;
- по частоте усиливаемого сигнала: усилители низкой частоты (УНЧ) для частот от единиц Гц до сотен кГц, усилители высокой частоты (УВЧ) для частот до десятков МГц, избирательные (узкополосные) усилители;
- по функциональному назначению: усилители напряжения, усилители тока и усилители мощности.

Основным количественным параметром усилителя является коэффициент усиления. В зависимости от функционального назначения различают коэффициенты усиления по напряжению K_U , току K_I и мощности K_P .

Помимо коэффициента усиления важным количественным показателем является коэффициент полезного действия, равный отношению выходной мощности и мощности, потребляемой от источника питания.

При усилении гармонического сигнала могут наблюдаться искажения его формы. Эти искажения связаны с нелинейными свойствами транзисторов и характеризуются коэффициентом гармоник

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \dots}}{U_{1m}},$$

где $U_{1m}, U_{2m}, U_{3m} \dots$ – максимальные значения амплитуд гармоник.

Режимы работы усилителей

Различают несколько режимов работы усилителей, обозначаемых латинскими буквами: режим *A*, режим *B*, режим *C* и промежуточные режимы, например, *AB*.

Режим *A* характеризуется тем, что ток на выходе протекает в течение всего периода действия входного сигнала. Это возможно, когда рабочая точка (точка покоя) выбирается в средней части линейного участка входной характеристики транзистора (на рис. 74 обозначена буквой *A*).

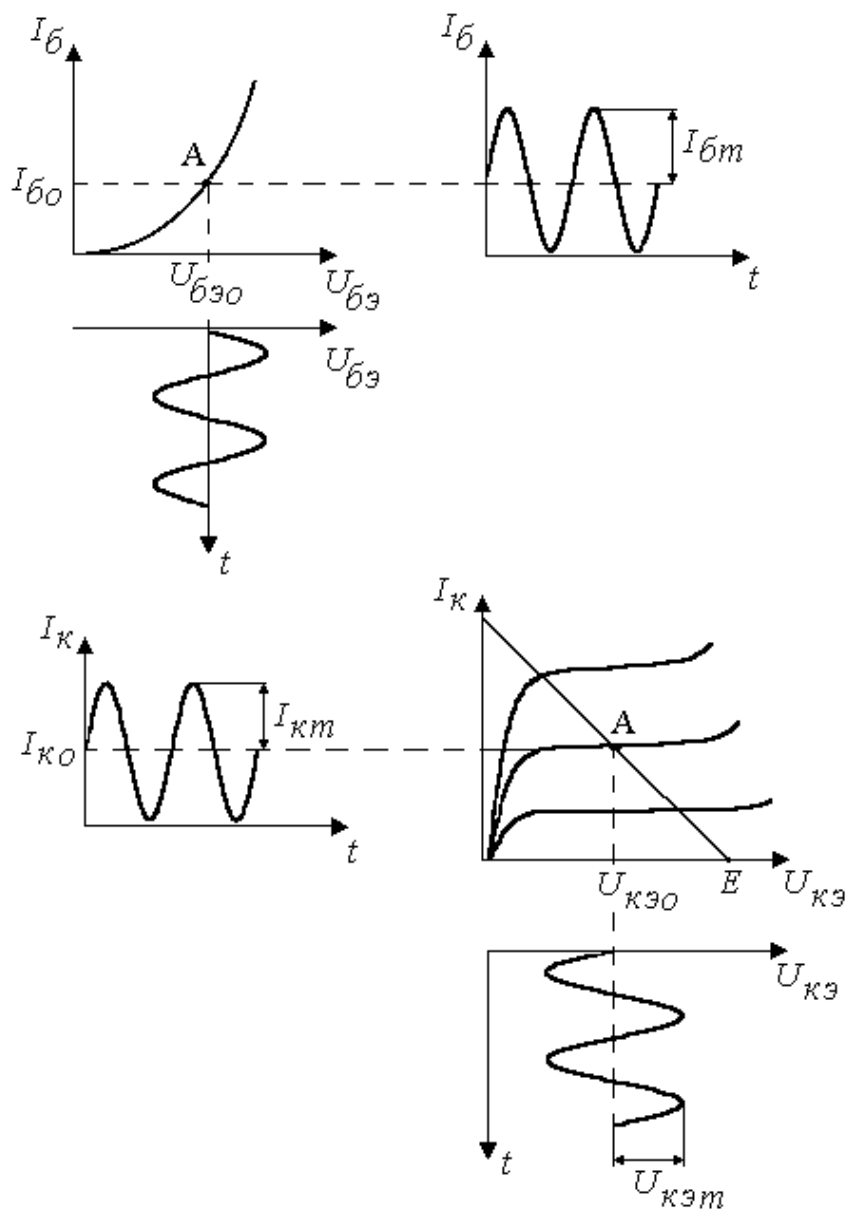


Рис. 74. Входная и выходная характеристики и формы сигналов для усилителя в режиме *A*

Как видно из рис. 74 максимальная амплитуда переменной составляющей выходного тока I_{km} в режиме A не может быть больше тока покоя I_{ko} . Поэтому этот режим не может обеспечить высокий КПД: $\eta_A = P_{\sim} / P_0$, где $P_{\sim}$ – выходная мощность по переменному току, P_0 – полная мощность, потребляемая усилителем. Величина КПД определяется формулой $\eta_A = \frac{I_{km} U_{kэм}}{2 I_k U_{кэ}} < 0,5$. Учитывая столь низкий КПД, режим A редко используется в устройствах, предназначенных для усиления мощности сигнала.

Режим В характеризуется тем, что ток на выходе протекает в течение примерно половины периода входного сигнала (угол отсечки близок к $\theta = \pi/2$), а рабочая точка выбирается вначале входной характеристики (рис. 75).

Когда сигнал на входе отсутствует, значение тока на входе равно нулю и усилительное устройство не потребляет энергию от источника питания. В связи с этим общая потребляемая энергия в режиме B значительно меньше, чем в режиме A .

Из-за нелинейности начального участка ВАХ форма выходного тока при малых его значениях существенно искажается.

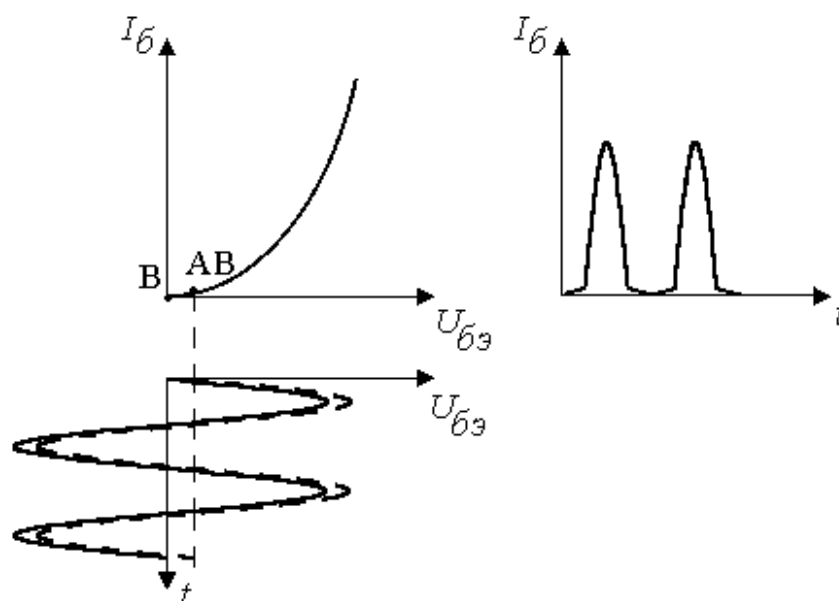


Рис. 75. Входная характеристика и форма тока в режиме B и AB

Поэтому в чистом виде режим B применяется редко. Чаще всего применяют режим AB , в котором угол отсечки θ несколько больше $\pi/2$

(пунктирная линия на рис. 75), и при отсутствии входного сигнала на выходе протекает небольшой ток, равный обычно 5%–10% от максимального тока при заданном входном сигнале. Такой выбор рабочей точки позволяет уменьшить нелинейные искажения при применении так называемых двухтактных усилительных устройств, состоящих, по крайней мере, из двух транзисторов, работающих с противофазным входным сигналом.

Для иллюстрации работы усилительного устройства в режиме *B*, рассмотрим двухтактный усилитель мощности на биполярных транзисторах различного типа проводимости (рис. 76, *a*).

Главной особенностью таких усилителей является последовательное питание транзисторов по постоянному току. На схеме применен двухполярный источник питания (со средней общей точкой).

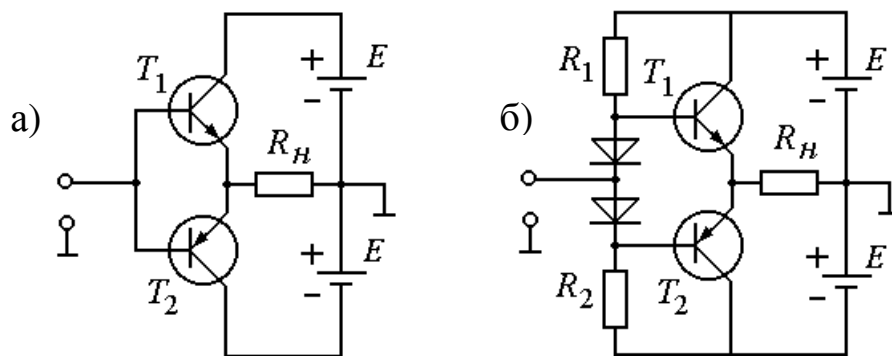


Рис. 76. Схема включения транзисторов, работающих в режиме *B* и *AB*

При поступлении на вход усилителя положительной полуволны напряжение $U_{\text{вх}}$ транзистор T_1 работает в режиме усиления, а транзистор T_2 закрыт. При поступлении отрицательной полуволны транзисторы меняются ролями. Такой усилитель не увеличивает напряжение, но в β раз увеличивает ток.

Для рассматриваемого усилителя максимально возможная амплитуда напряжения на нагрузке U_m близка к напряжению источника питания E .

Поэтому максимально возможная мощность на нагрузке

$$P_{H\text{max}} = \left(\frac{U_m}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{1}{R_H} = \frac{E^2}{2R_H},$$

а напряжение источника питания соответственно $E = \sqrt{2R_n P_{n\max}}$.

Максимальная мощность сигнала, отдаваемого усилителем в нагрузку $P_{\sim\max} = \frac{I_m U_m}{2}$.

С другой стороны среднее значение тока, протекающего через один транзистор за половину периода, $I_{cp} = \frac{1}{\pi} I_m$, а среднее значение тока, потребляемого усилителем в целом, будет $I_{cp} = \frac{2}{\pi} I_m$.

Потребляемая усилителем мощность $P_0 = \frac{2}{\pi} I_m E$, а его КПД $\eta_B = \frac{P_{\sim\max}}{P_0} = \frac{I_m U_m}{2} \frac{\pi}{2 I_m E} = \frac{\pi}{4} \approx 0,78$. То есть более чем в 1,5 раза превышает КПД усилителя в режиме А.

Рассеиваемая на каждом из транзисторов мощность определяется формулой $P_{pac} = \frac{P_0 - P_{\sim\max}}{2}$ и не должна превышать предусмотренных для транзистора предельных значений.

Поскольку работа в режиме В приводит к заметным нелинейным искажениям, чаще используют режим АВ, при котором обеспечивают некоторое начальное смещение на базах транзисторов (рис. 76, б). При этом КПД схемы несколько уменьшается

Необходимое начальное смещение в прямом направлении создается диодами, которые дополнительно осуществляют и температурную стабилизацию работы усилителя, если корпуса транзисторов и диодов находятся в контакте.

Двухтактные усилители можно строить и с одним источником питания. В этом случае $U_m \approx E/2$ и $E = 2\sqrt{2R_n P_{n\max}}$, а сопротивление нагрузки отделяется от эмиттеров транзисторов конденсатором, емкость которого должна обеспечивать необходимые частотные характеристики усилителя.

Режим С характеризуется тем, что ток на выходе протекает в течение промежутка времени, меньшего половины периода входного сигнала, то есть $\theta < \pi/2$. Ток покоя в режиме С равен нулю. Этот режим применяется в специальных случаях, выходящих за рамки данного курса.

Обратная связь

Обратной связью (ОС) называют влияние некоторой выходной величины на некоторую входную, которая в свою очередь определяет эту выходную величину. В общем случае возможны два вида обратной связи: положительная и отрицательная.

Обратную связь называют положительной, если ее напряжение находится точно в фазе с напряжением сигнала, подводимым ко входу устройства: напряжение сигнала на входе при этом увеличивается. Если же напряжение обратной связи находится точно в противофазе с входным, а, следовательно, вычитается из него, уменьшая сигнал на входе, то обратная связь называется отрицательной. Если цепь ОС не содержит реактивных элементов, то она будет частотно-независимой, если содержит, то частотно-зависимой.

Положительная обратная связь применяется в генераторах электрических сигналов, и о ней будем говорить позднее. А для усилителей характерно применение отрицательной ОС (ООС).

Цепь обратной связи можно присоединить к входу и выходу схемы разными способами. Если цепь ООС присоединена к выходу схемы параллельно нагрузке, то напряжение ООС будет пропорционально напряжению на нагрузке: такую связь называют ООС по напряжению.

Если же цепь ОС присоединена к выходу устройства последовательно с нагрузкой, то напряжение ООС будет пропорционально току в нагрузке: это будет ООС по току.

Ко входу устройства цепь ООС также можно подключить двумя способами: последовательно с источником сигнала и параллельно ему. В первом случае ООС будет последовательной, во втором – параллельной.

Примеры указанных видов ООС показаны на рис. 77 – 80.

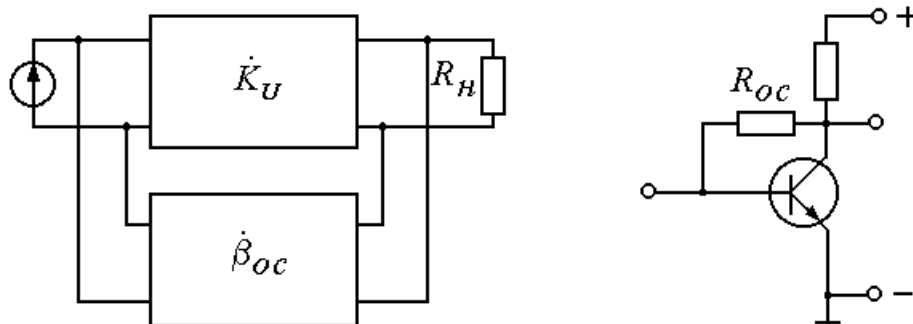


Рис. 77. Параллельная ООС по напряжению

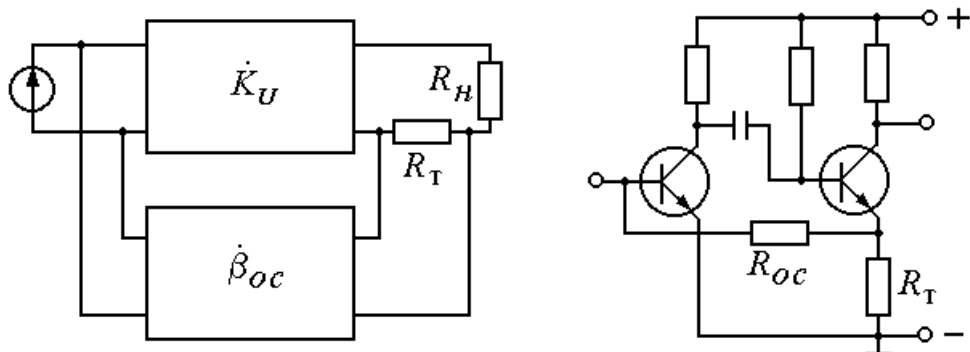


Рис. 78. Параллельная ООС по току

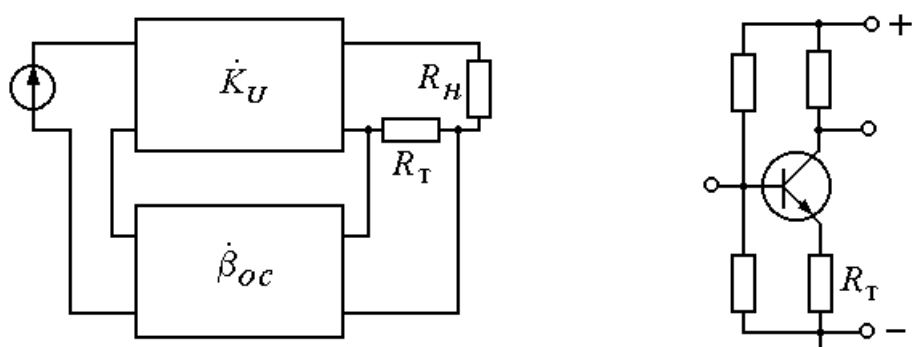


Рис. 79. Последовательная ООС по току

Для обратной связи, показанной на рис. 79, один вывод резистора R_T подключен к выводу эмиттера, который является общим для входной и выходной цепи по схеме ОЭ.

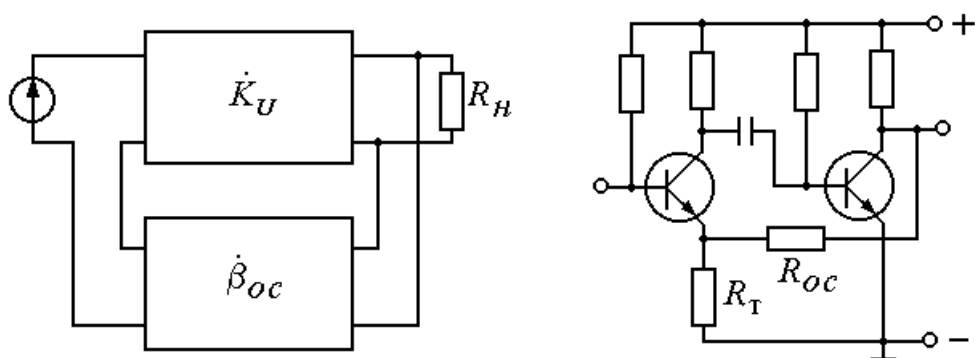


Рис. 80. Последовательная ООС по напряжению

Рассмотрим влияние ООС на примере усилителя, охваченного последовательной ООС по напряжению. Пусть на усилитель с ООС подается входной сигнал внешнего синусоидального источника с амплитудой U_{ex1} , а непосредственно на вход – сигнал U_{ex2} (рис. 81).

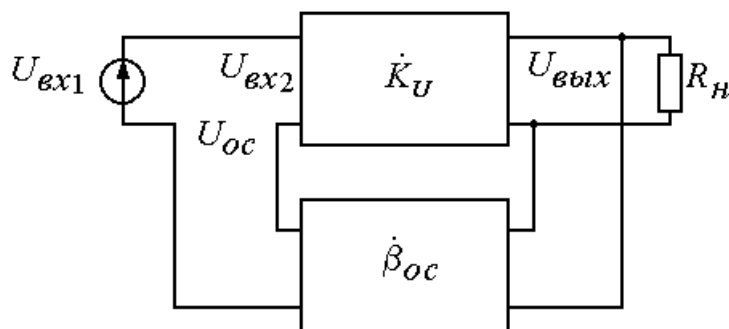


Рис. 81. К оценке влияния ООС
на коэффициент усиления усилителя

Можно записать: $\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх2}}$, $\dot{\beta}_{oc} = \frac{\dot{U}_{oc}}{\dot{U}_{вых}}$, где $\dot{U}_{вх2}$, $\dot{U}_{вых}$ и $\dot{U}_{oc}$ – комплексные действующие значения.

Коэффициент усиления усилителя, охваченного обратной связью

$$\dot{K}_{Uoc} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх1}} = \frac{\dot{K}_U \cdot \dot{U}_{вх2}}{\dot{U}_{вх2} + \dot{U}_{oc}}.$$

Так как $\dot{U}_{oc} = \dot{\beta}_{oc} \dot{U}_{вых} = \dot{\beta}_{oc} \dot{K}_U \dot{U}_{вх2}$, в итоге получаем

$$\dot{K}_{Uoc} = \frac{\dot{K}_U}{1 + \dot{\beta}_{oc} \cdot \dot{K}_U}.$$

Из последней формулы видно, что ООС уменьшает усилительные свойства схемы. Величину $1 + \dot{\beta}_{oc} \dot{K}_U$ называют глубиной обратной связи, а величину $\dot{\beta}_{oc} \dot{K}_U$ – петлевым усилением. Если глубина обратной связи достаточно велика, то $|\dot{\beta}_{oc} \cdot \dot{K}_U| \gg 1$ и $\dot{K}_{Uoc} = \frac{1}{\dot{\beta}_{oc}}$. Для схемы на рис. 80 имеем

$$K_{Uoc} = \frac{R_T + R_{oc}}{R_T} = 1 + \frac{R_{oc}}{R_T}.$$

То есть, если глубина обратной связи достаточно велика, то коэффициент усиления зависит только от свойств цепи обратной связи. Это свойство ООС позволяет создавать усилители со стабильным коэффициентом усиления, не зависящим, например, от изменения параметров транзисторов за счет изменения температуры $p-n$ перехода.

По аналогии с предыдущим рассмотрением, можно показать, что входное сопротивление усилителя с ООС $Z_{вхос}$ и входное сопротивление усилителя без ООС $Z_{вх}$ связаны соотношением: $Z_{вхос} = Z_{вх} (1 + K_U \beta_{ос})$. То есть, последовательная ООС увеличивает входное сопротивление.

Приведем без вывода следующие основные свойства усилителя с ООС:

- введение ООС приводит к расширению полосы пропускания усилителя,
- введение последовательной ООС как по току, так и по напряжению приводит к увеличению входного сопротивления,
- введение параллельной ООС уменьшает входное сопротивление усилителя,
- введение ООС по напряжению уменьшает, а ООС по току увеличивает выходное сопротивление усилителя.

Установка режимов работы транзисторов

Перед тем, как подавать на вход транзисторного усилителя переменный сигнал, подлежащий усилению, необходимо установить начальный режим работы (режим по постоянному току или режим покоя).

Для определенности обратимся к режиму работы A и схеме включения транзистора ОЭ.

Начальный режим работы характеризуется положением начальной рабочей точки с координатами $U_{кэо}$ и $I_{ко}$. Для установки начального режима традиционно используют три схемы:

- с фиксированным током базы;
- с коллекторной стабилизацией;
- с эмиттерной стабилизацией.

Схема с фиксированным током базы показана на рис. 82.

В соответствии со вторым законом Кирхгофа $I_K R_K + U_{кэ} = E$.

Откуда $I_K = -\frac{U_{кэ}}{R_K} + \frac{E}{R_K}$, что соответствует уравнению прямой линии

(линии нагрузки) на выходной характеристике.

Ток базы найдем из уравнения $I_{\bar{o}}R_{\bar{o}} + U_{\bar{o}\bar{a}} = E$. Учитывая, что $U_{\bar{o}\bar{a}} \ll E_K$, можно записать $I_{\bar{o}} \approx \frac{E}{R_{\bar{o}}}$.

Таким образом, в этой схеме $I_{\bar{o}}$ задается величинами E и $R_{\bar{o}}$ (ток «фиксирован»), при этом $I_K = \beta_{cm} I_{\bar{o}}$.

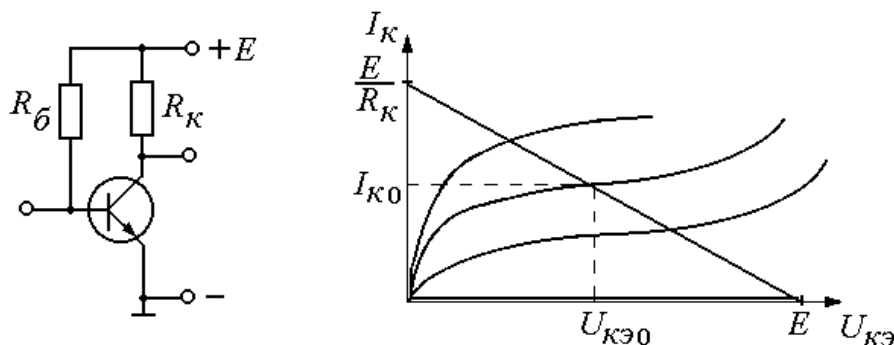


Рис. 82. Схема с фиксированным током базы

Недостатком этой схемы является невысокая стабильность положения рабочей точки при воздействии дестабилизирующих факторов, например, температуры.

Схема с коллекторной стабилизацией соответствует рис. 77.

В схеме имеет место ООС по напряжению (выход схемы – коллектор соединен со входом схемы – базой транзистора).

Если по каким-либо причинам (например, из-за повышения температуры) ток коллектора начал увеличиваться, то это приведет к уменьшению напряжения $U_{KЭ}$ и соответственно к уменьшению тока базы. Это будет препятствовать увеличению тока I_K , то есть будет осуществляться стабилизация тока коллектора.

Схема с эмиттерной стабилизацией соответствует рис. 79.

В схеме имеет место ООС по току (через резистор в цепи эмиттера $R_{\bar{a}} = R_T$ протекает как входной, так и выходной ток).

Напряжение на базе транзистора фиксировано делителем на резисторах R_1 и R_2 . Если изменяется, например, увеличивается ток коллектора, то это приводит к возрастанию падения напряжения на резисторе $R_{\bar{a}}$, что в свою очередь приводит к уменьшению напряжения на переходе база – эмиттер и к уменьшению тока базы. А это влечет уменьшение тока коллектора, что обеспечивает его стабилизацию.

Линия нагрузки на постоянном токе при $I_э \approx I_к$ описывается выражением $I_к = -\frac{U_{кэ}}{R_к + R_э} + \frac{E}{R_к + R_э}$.

Приведем ориентировочный расчет величин $R_э, R_1$ и R_2 .

Напряжение $U_{Rэ}$ выбирают из соотношения $U_{Rэ} = (0,1 \div 0,2)E$.

Затем, учитывая, что $I_э \approx I_к$, определяют $R_э$: $R_э = \frac{U_{Rэ}}{I_{к0}}$.

Определяют ток базы $I_δ = I_{к0} / \beta_{см}$.

Ток делителя напряжения на резисторах R_1 и R_2 выбирают из условия $I_{дел} = (8 \div 10)I_δ$ и находят сумму сопротивлений $R_1 + R_2$:

$$R_1 + R_2 = \frac{E}{I_{дел}}.$$

Определяют напряжение $U_{R2} = U_{Rэ} + U_{бэ}$, полагая, что для кремневого транзистора $U_{бэ} = (0,6 \div 0,7)V$. Далее определяют значение $R_2 = U_{R2} / I_{дел}$ и затем R_1 .

Учитывая, что в настоящее время расчет транзисторных схем проводится с помощью специальных компьютерных программ, приведенный ориентированный «ручной» расчет носит характер иллюстрации и помогает уяснить взаимосвязь различных параметров элементов транзисторной схемы.

Рассмотрим усилительные свойства по переменному току схемы с эмиттерной стабилизацией. Очевидны следующие соотношения:

$$K_u = \frac{\Delta U_{блх}}{\Delta U_{вх}}; \quad \Delta U_{блх} = \Delta I_к R_к = \Delta I_δ \beta R_к; \quad \Delta U_{вх} = \Delta I_δ R_{вх}.$$

Здесь $\Delta I_к$ и $\Delta I_δ$ изменения соответственно тока коллектора и тока базы под действием входного сигнала, $R_{вх} = r_δ + (1 + \beta)(R_э + r_э)$. То есть

$$K_u = \frac{\beta R_к}{r_δ + (1 + \beta)(R_э + r_э)} \approx \frac{R_к}{R_э}.$$

Если параллельно резистору $R_э$ подключить конденсатор $C_э$ достаточно большой емкости, который ликвидирует ООС по переменному току, это приводит к увеличению коэффициента усиления усилителя по напряжению.

Дифференциальный усилитель

Рассмотренные ранее схемы практически не могут использоваться для усиления малых сигналов постоянного тока, так как эти схемы требуют задания постоянного смещения для установки рабочей точки на ВАХ. Стабильность постоянного уровня напряжения покоя сравнительно низка и невозможно отделить сигнал от изменения («дрейфа») постоянного напряжения смещения.

Дрейф можно уменьшить или полностью скомпенсировать путем применения симметричной конфигурации усилительного каскада. Примером может служить симметричный дифференциальный усилитель, который можно построить на биполярных и полевых транзисторах.

Схема дифференциального усилителя показана на рис. 83, а. Транзисторы T_1, T_2 и резисторы $R_{к1}, R_{к2}$ образуют мост, в одну диагональ которого включаются источник питания $\pm E$, а в другую нагрузка R_H . В цепи эмиттеров транзисторов стоит генератор тока, состоящий из источника напряжения E и резистора $R_э$, величина которого во много раз больше $R_к$.

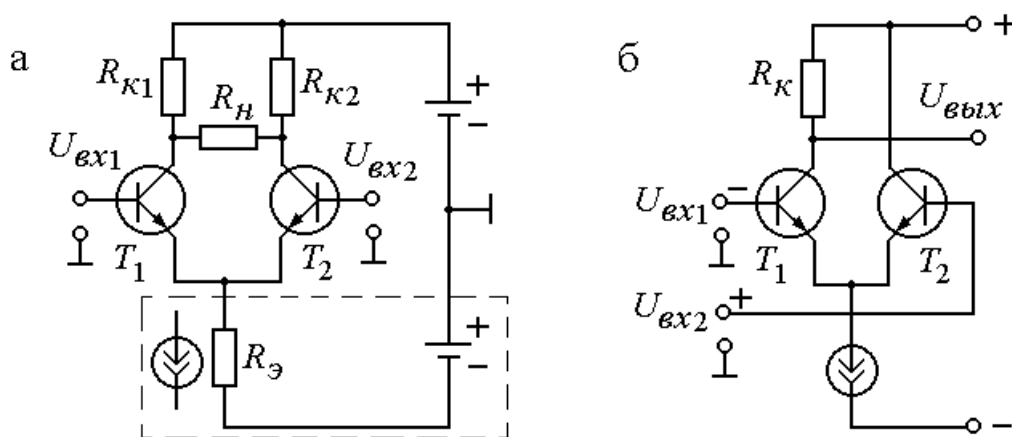


Рис. 83. Дифференциальный усилитель

Усилитель называют дифференциальным потому, что выходное напряжение пропорционально разности напряжений U_{ex1} и U_{ex2} . При попадании на входы одинакового (синфазного) сигнала выходное напряжение должно быть равно нулю.

Высокие показатели схемы могут быть достигнуты только при полной симметрии (балансировке) моста: $R_{к1} = R_{к2} = R_к$, а транзисторы

должны быть идентичны по своим параметрам. Последнее достижимо только при изготовлении транзисторов на одном кристалле полупроводника по одной технологии.

В приведенной схеме осуществляется стабилизация режима покоя когда $U_{ex1} = U_{ex2} = 0$. Если, например, при нагрузке транзисторов возрастут токи коллекторов и эмиттеров, то увеличится напряжение на резисторе R_3 . Это в свою очередь приведет к уменьшению напряжения $U_{бэ}$ транзисторов и к уменьшению (стабилизации) коллекторного тока. Аналогичная ситуация будет и при изменении напряжения питания.

Дифференциальный усилитель может работать в режиме усиления сигнала одного источника или подключении независимых источников сигналов на оба входа. Причем, при подаче на оба входа одинаковых синфазных сигналов, на выходе усилителя сигнал будет отсутствовать.

При подаче на входы дифференциального усилителя переменного сигнала одного источника, этот входной сигнал делится пополам и поступает на входы в противофазе. В результате вызываемые им изменения токов, протекающих через резистор R_3 в противоположных направлениях, компенсируются. Поэтому потенциал эмиттеров транзисторов при изменении токов не меняется и ООС по переменному току в дифференциальном усилителе отсутствует.

Можно показать, что коэффициент усиления K_u дифференциального усилителя для разностного входного сигнала близок к усилительным свойствам схемы ОЭ, а для синфазного сигнала коэффициент усиления – $K_c = \frac{R_k}{2R_3}$. Качество дифференциального усилителя часто характеризуется

отношением K_u / K_c .

Недостатком симметричного дифференциального усилителя является отсутствие общей точки между источником сигнала и нагрузкой. Этого недостатка лишен несимметричный дифференциальный усилитель, показанный на рис. 83, б, у которого сигнал снимается с коллектора одного из транзисторов. Схема также обладает стабилизацией точки покоя, и в ней нет ООС по переменной составляющей тока

В заключение отметим следующее свойство схемы. При подаче сигнала на вход Bx_1 выходной сигнал будет находиться в противофазе со входным, а при подаче сигнала на Bx_2 – в фазе с ним. Поэтому вход Bx_1

называют инвертирующим и обозначают знаком «−», а вход V_{x2} называют неинвертирующим и обозначают знаком «+».

Операционные усилители и их применение

Операционные усилители (ОУ) представляют собой разновидность усилителей постоянного тока, предназначенных для усиления как постоянных, так и переменных сигналов с верхней границей АЧХ порядка сотен кГц. Свое название «операционные» усилители получили от первоначальной области их преимущественного применения для выполнения математических операций над аналоговыми величинами в аналоговых ЭВМ.

В настоящее время ОУ применяются при создании устройств самого разного назначения и изготавливаются в виде полупроводниковых интегральных микросхем.

Упрощенная схема ОУ показана на рис. 84. Обычно операционный усилитель состоит из входного дифференциального каскада (1), усилителя с большим коэффициентом усиления (2), и относительно мощного выходного каскада (3). При анализе схем на ОУ часто полагают, что $R_{ex} \rightarrow \infty, K_u \rightarrow \infty, R_{вых} \rightarrow 0$. Эти условия соответствуют так называемому идеальному операционному усилителю.

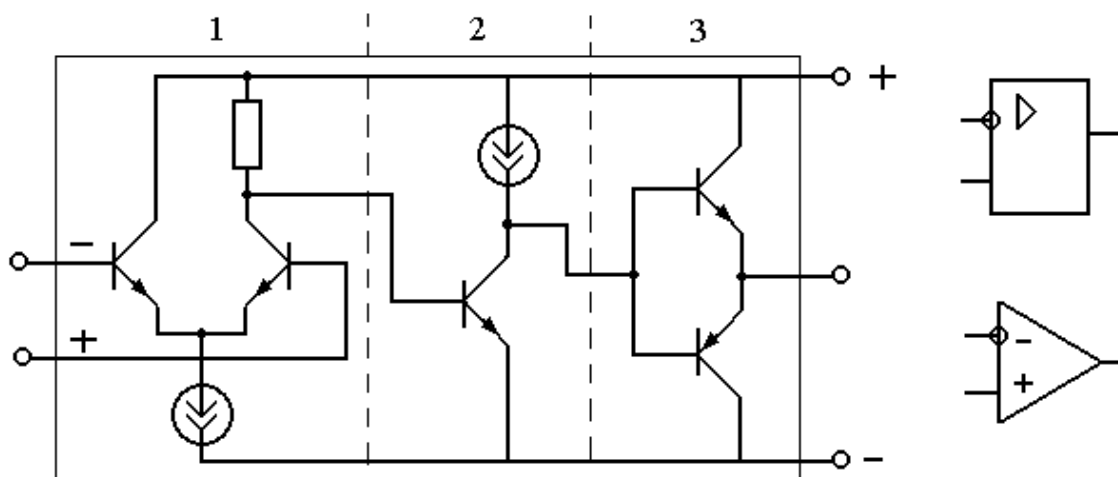


Рис. 84. Упрощенная структурная схема ОУ и его обозначение на схемах

Современные ОУ содержат большое число различных компонентов, в частности – несколько десятков транзисторов, находящихся на миниатюрном кремниевом кристалле.

На схемах полупроводниковых устройств можно встретить два варианта изображения ОУ, показанных на рис. 84 без цепей источника питания. Инвертирующий вход всегда отмечен кружком.

Рассмотрим примеры применения ОУ.

Инвертирующий усилитель

Схема инвертирующего усилителя на ОУ показана на рис. 85.

Из схемы видно, что в ней действует параллельная обратная связь по напряжению.

При упрощенном расчете усилителя обычно полагают, что ОУ идеален, то есть $R_{ex} \rightarrow \infty, K_u \rightarrow \infty$ и $R_{вых} \rightarrow 0$. При этом $i_+ = i_- = 0$. Поскольку выходное напряжение имеет определенное значение, то $U_{ex\ диф}$ должно стремиться к нулю (в идеальном случае $K_u = \infty, U_{ex\ диф} = 0$). Тогда точка A на схеме будет как бы заземлена: ее называют виртуальной землей. А на входе ОУ будет виртуальное замыкание, при котором $U_{ex\ диф} = 0$ и $i_{ex\ диф} = 0$.

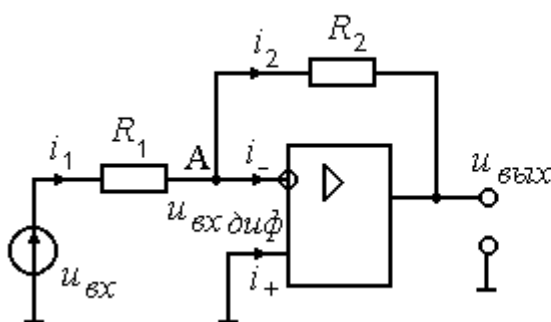


Рис. 85. Схема инвертирующего усилителя на ОУ

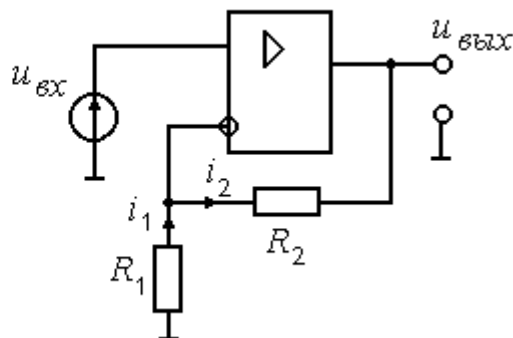


Рис. 86. Неинвертирующий усилитель на ОУ

В соответствии с этим $i_1 = \frac{U_{вх}}{R_1}, i_2 = \frac{U_{вых}}{R_2}$. Учитывая, что $i_1 = -i_2$, получаем $K_u = -\frac{R_2}{R_1}$.

Неинвертирующий усилитель

Схема неинвертирующего усилителя на ОУ показана на рис. 86. и содержит последовательную обратную связь по напряжению.

В соответствии с ранее принятыми допущениями запишем

$$U_{\text{ex}} = U_{R_1}; U_{R_2} = U_{\text{блх}} - U_{\text{ex}};$$

$$i_1 = \frac{U_{\text{ex}}}{R_1}; i_2 = \frac{U_{\text{блх}} - U_{\text{ex}}}{R_2}; \frac{U_{\text{ex}}}{R_1} = \frac{U_{\text{блх}} - U_{\text{ex}}}{R_2}.$$

Тогда

$$U_{\text{ex}} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{U_{\text{блх}}}{R_2},$$

а коэффициент усиления

$$K_u = \frac{U_{\text{блх}}}{U_{\text{ex}}} = 1 + \frac{R_2}{R_1},$$

что совпадает с полученным ранее результатом при анализе усилителя с последовательной ООС по напряжению.

Очевидно, что из схемы неинвертирующего усилителя можно получить повторитель напряжения при $R_2 \rightarrow 0$ или $R_1 \rightarrow \infty$.

Активные фильтры

На ОУ несложно реализовать схемы активных фильтров. В частности, на рис. 87 показан пример активного фильтра нижних частот, а на рис. 88 – резонансный фильтр.

Рассмотрим более подробно пример активного резонансного фильтра (избирательного усилителя) реализованного на ОУ с параллельной ООС по напряжению (рис. 88).

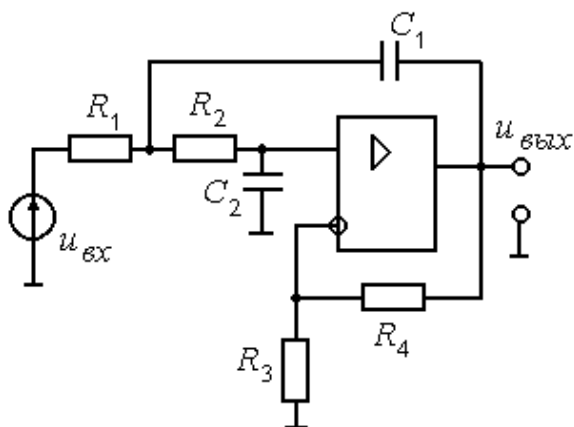


Рис. 87. Фильтр нижних частот

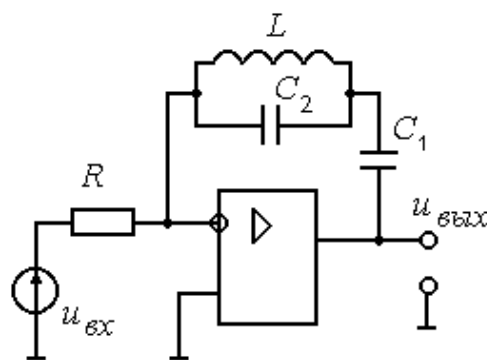


Рис. 88. Резонансный фильтр

В цепи ООС установлен заградительный (режекторный) фильтр. Конденсатор C_1 обеспечивает разделение постоянной и переменной

составляющих тока в цепи ОС (его сопротивление по переменной составляющей тока должно быть мало).

Комплексное сопротивление заградительного фильтра, в пренебрежении потерями в индуктивности $Z = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}$, а коэффициент передачи $K_u(\omega) = \frac{j\omega L}{(1 - \omega^2 LC)R}$, что соответствует частотной характеристике резонансного фильтра с частотой резонанса $\omega_p = (LC)^{-1/2}$.

Применение ОУ для выполнения математических операций

Сумматор напряжений (рис. 89)

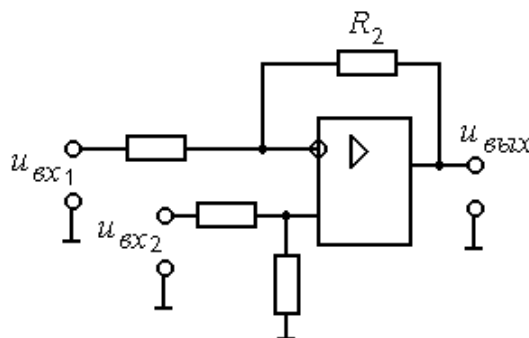
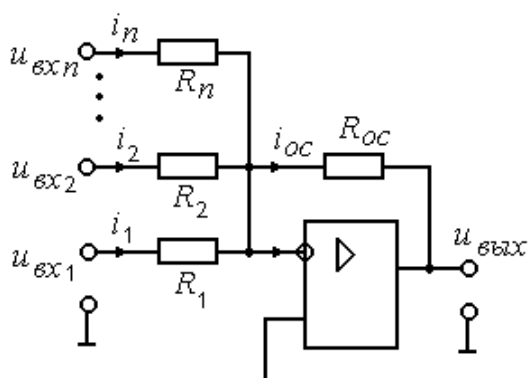


Рис. 89. Сумматор напряжений

Рис. 90. Вычитающее устройство

Аналогично схеме инвертирующего усилителя можно записать $i_{oc} = \sum_{j=1}^n i_j$, $U_{вых} = -R_{oc} \sum \frac{U_{вхj}}{R_j}$. При одинаковых значениях сопротивления

$R_1 = R_2 = \dots = R$ имеем $U_{вых} = -\frac{R_{oc}}{R} \sum U_{вхj}$.

Вычитающий усилитель (рис. 90)

В вычитающем усилителе один входной сигнал подается на инвертирующий вход, а второй – на неинвертирующий.

Поскольку все устройство работает в линейном режиме можно использовать принцип суперпозиции.

Предположим вначале, что $U_{вх2} = 0$, тогда соответствующее выходное напряжение

$$U'_{вых} = -U_{вх1} \frac{R_2}{R_1}.$$

При условии $U_{вх1} = 0$:

$$U''_{вых} = U_{вх2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Положим $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, тогда согласно принципу суперпозиции имеем $U_{вых} = U'_{вых} + U''_{вых} = U_{вх2} - U_{вх1}$.

Интегратор

Интегратор – это схема, способная выполнять математическую операцию интегрирования. Пример такой схемы на ОУ показан на рис. 91 и отличается от схемы инвертирующего усилителя тем, что вместо сопротивления обратной связи включен конденсатор.

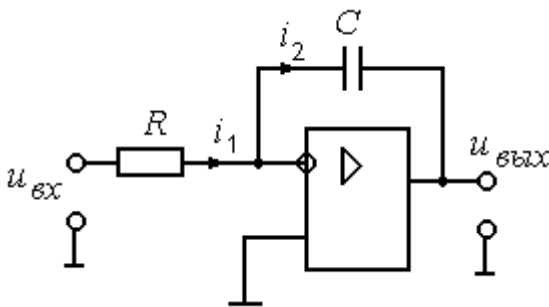


Рис. 91. Интегратор на ОУ

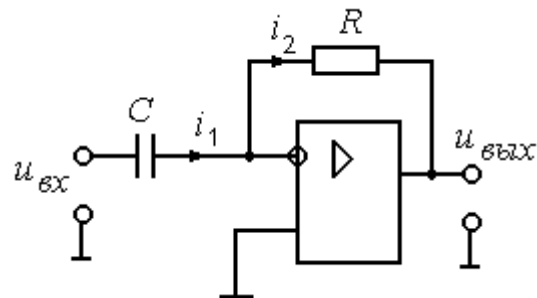


Рис. 92. Дифференциатор на ОУ

Для этой схемы $U_{вых} = \frac{1}{C} \int_0^t i_2 dt$ и $i_2 = U_{вх} / R$. То есть

$$U_{вых} = \frac{1}{RC} \int_0^t U_{вх} dt.$$

Например, подавая на вход интегратора прямоугольный импульс, на его выходе можно получить линейно нарастающее (пилообразное) напряжение.

Дифференциатор

Такое устройство является комплиментарным по отношению к интегратору. Пример схемы дифференциатора на ОУ показан на рис. 92.

Поскольку $i_1 = -i_2$ можно записать

$$C \frac{dU_{ex}}{dt} = -\frac{U_{ex}}{R}$$

и, следовательно

$$U_{ex} = -RC \frac{dU_{ex}}{dt}.$$

Раздел 19. Генераторы электрических сигналов синусоидальной формы

Генератором электрических сигналов называют устройство, создающее переменное электрическое напряжение при отсутствии входных сигналов. Генератор преобразует энергию источника постоянного напряжения в энергию переменного выходного сигнала.

Обратимся к рассмотренной ранее схеме усилителя с последовательной ОС по напряжению (рис. 93).

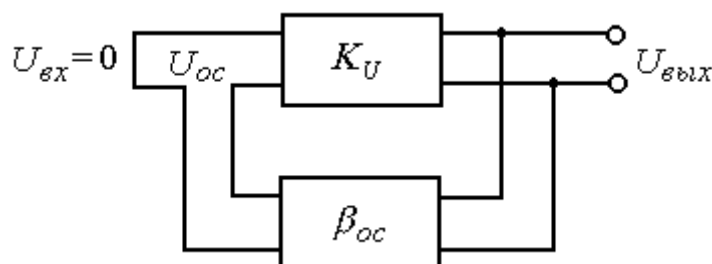


Рис. 93. Усилитель с последовательной ОС по напряжению

При наличии колебаний на выходе $\dot{U}_{вых} = \dot{K}_U \dot{U}_{oc} = \dot{K}_U \dot{\beta}_{oc} \dot{U}_{вых}$, то есть $\dot{K}_U \dot{\beta}_{oc} = 1$.

Учитывая, что $\dot{K}_U$ и $\dot{\beta}_{oc}$ в общем случае величины комплексные, для модуля и фазы запишем:

$$K_U \beta_{oc} = 1,$$

$$\varphi + \psi = 2\pi n, \quad n = 0, 1, 2, \dots,$$

где φ – сдвиг фазы для усилителя, ψ – сдвиг фазы в цепи обратной связи.

Первое равенство называют условием баланса амплитуд, а второе – условием баланса фаз.

Если условия баланса фаз и амплитуд выполняются только на одной частоте, то на выходе генератора поддерживается синусоидальное

напряжение этой частоты (генератор синусоидальных сигналов). Если это условие выполняется для нескольких частот, то на выходе будет несинусоидальный сигнал, имеющий ряд гармоник.

Генераторы синусоидальных сигналов на транзисторах

Для построения генератора синусоидальных сигналов, очевидно, необходимо использовать частотно - избирательную (резонансную) цепь, которая обеспечивает условия баланса фаз и амплитуд только на резонансной частоте. В зависимости от элементов, составляющих частотно - избирательную цепь различают LC и RC генераторы синусоидальных сигналов.

Первые содержат в цепях обратной связи катушки индуктивности и конденсаторы и используют явления резонансов напряжений или токов, вторые – резисторы и конденсаторы.

Пример схемы LC генератора показан на рис. 94.

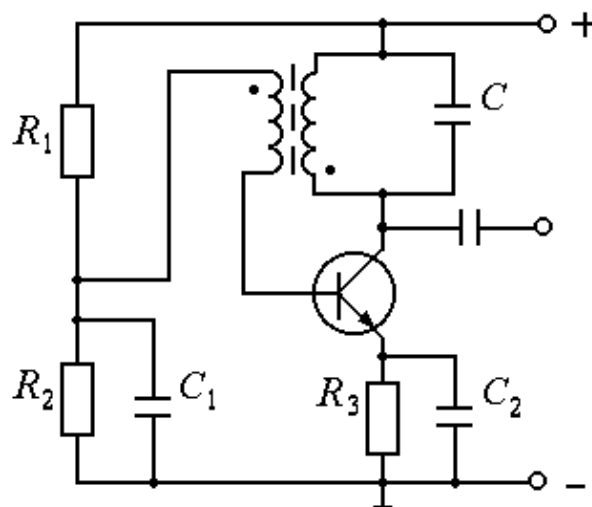


Рис. 94. Схема LC генератора синусоидальных сигналов

Обратная связь осуществляется при помощи трансформатора, первичная обмотка которого вместе с конденсатором C образуют колебательный контур, определяющий частоту синусоидального сигнала генератора.

Усиленное входное напряжение на резонансной частоте $\omega_p = 1/\sqrt{LC}$ имеет на коллекторе транзистора максимальную амплитуду и фазовый сдвиг 180° . Часть этого напряжения снимается со вторичной обмотки в качестве напряжения обратной связи. Для выполнения условия баланса

фаз трансформатор должен осуществлять поворот фазы сигнала еще на 180° . Если первичная и вторичная обмотки трансформатора имеют одно направление намотки, то для инвертирования фазы необходимо вторичную обмотку включить встречно по отношению к первичной. Точки около обозначений обмоток трансформатора на рис. 94 указывают на выводы обмоток с синфазным напряжением.

Коэффициент трансформации должен быть таким, чтобы обеспечить условие баланса амплитуд, и при условии работы транзистора в режиме А после подключения к источнику напряжения сразу возникает генерация.

Перейдем к RC генератору, схема которого показана на рис. 95.

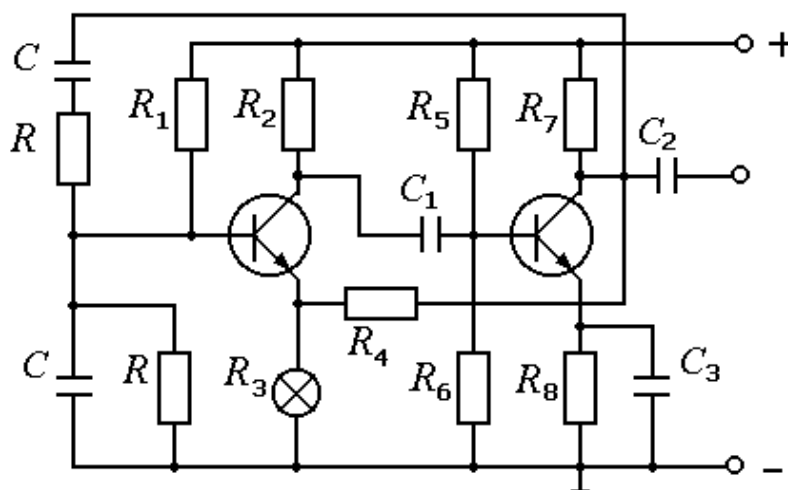


Рис. 95. Схема RC генератора синусоидальных сигналов

Наличие двух транзисторов обеспечивает баланс фаз, так как каждый из них поворачивает фазу на угол 180° . Однако без цепи положительной обратной связи на основе моста Вина, этот баланс фаз выполнялся бы в широком диапазоне частот и весь этот спектр частот генерировался бы схемой, то есть колебания были бы несинусоидальными. Мост Вина, как известно, имеет сдвиг фазы равной нулю только на частоте $\omega_p = \frac{1}{RC}$.

Для генераторов гармонических колебаний важной проблемой является автоматическая стабилизация амплитуды выходного синусоидального напряжения. Если в схеме не предусмотрен элемент автоматической стабилизации, то после возникновения колебаний амплитуда выходного напряжения начнет постоянно расти, и это

приведет к тому, что усилитель в составе генератора войдет в режим насыщения. В результате напряжение на выходе будет отличаться от синусоидального.

В LC генераторах напряжение снимается с резонансного контура, обладающего высокой добротностью и поэтому все равно имеет форму, близкую к синусоидальной. Напряжение же в RC генераторе снимается с резистора и имеет ту же форму, что и ток, протекающий через транзистор. Поэтому для RC генераторов проблема стабилизации амплитуды синусоидального сигнала является более актуальной.

Существуют различные схемы автоматической стабилизации амплитуды. Один из вариантов показан на рис. 95, где в качестве сопротивления R_3 используется миниатюрная осветительная лампочка с металлической нитью накаливания, увеличивающая свое сопротивление при возрастании проходящего через нее тока. А так как коэффициент усиления усилителя примерно равен отношению сопротивлений резисторов R_4/R_3 , увеличение сопротивления R_3 автоматически приводит к уменьшению амплитуды напряжения на выходе генератора, то есть к его стабилизации.

Применение полевых транзисторов в схемах RC генераторов оказывается более предпочтительным, поскольку высокое входное сопротивление транзистора не влияет на частотно-избирательные свойства моста Вина. Пример схемы генератора синусоидальных сигналов на полевых транзисторах показан на рис. 96.

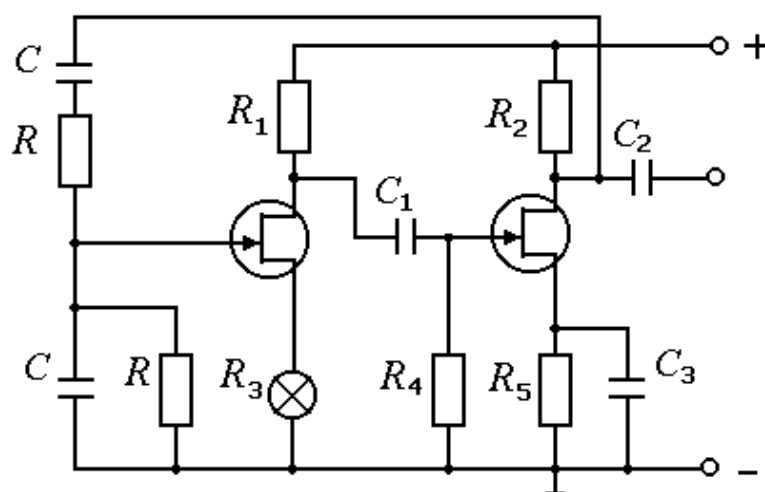


Рис. 96. Схема генератора на полевых транзисторах

Генераторы синусоидальных сигналов на ОУ

Генератор синусоидальных колебаний несложно выполнить на ОУ. Пример схемы показан на рис. 97.

Для стабилизации амплитуды выходного сигнала используется встречно-параллельная диодная пара. Если по каким-либо причинам амплитуда напряжения на выходе увеличится, то увеличится и амплитуда полуволн тока, протекающих через диоды. Это приведет в свою очередь к тому, что для каждого диода уменьшится его дифференциальное сопротивление. Это эквивалентно уменьшению сопротивления в цепи ООС и к уменьшению усиления ОУ. В результате выходное напряжение уменьшится, возвратившись к исходному значению.

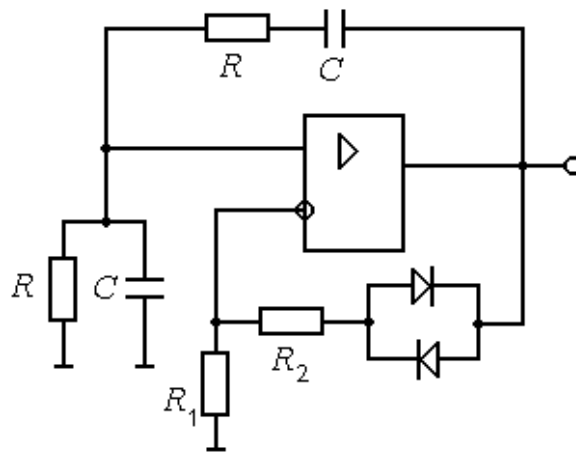


Рис. 97. Схемы RC генератора синусоидальных сигналов на ОУ

Из рис. 97 видно, что в схеме имеется ООС через резисторы R_1, R_2 и положительная обратная связь через мост Вина (частотно-зависимую RC цепь). На частоте ω_p коэффициент передачи моста Вина $\beta_{oc} = 1/3$. Следовательно, для соблюдения условия баланса амплитуд необходимо, чтобы $K_U \beta_{oc} = 1$, то есть (без учета сопротивления диодов) $\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{3} = 1$, или $R_2 = 2R_1$.

Если $K_U \beta_{oc} < 1$, то генерации не будет. Если $K_U \beta_{oc} > 1$, то условие баланса амплитуд будет выполняться не только для частоты ω_p , но и для близлежащих частот. Это приводит к тому, что генерируется сразу спектр частот (наблюдаются искажения формы синусоидального сигнала)

Кварцевые генераторы

Частотозадающим элементом кварцевых генераторов являются кварцевые резонаторы. Как будет видно из дальнейшего рассмотрения, кварцевый резонатор эквивалентен некоторой резонансной электрической цепи. Механическая прочность и слабая зависимость частотных свойств от внешних дестабилизирующих факторов обуславливают достаточно высокую стабильность частоты кварцевых резонаторов.

Кварцевые резонаторы относятся к резонаторам пьезоэлектрического типа, принцип действия которых основан на использовании прямого и обратного пьезоэффекта. Прямой пьезоэффект возникает при механическом сжатии или растяжении кварцевой пластинки и сопровождается появлением на ее противоположных гранях электрических зарядов. При воздействии на кварцевую пластинку переменного электрического поля в ней возникают упругие механические колебания (обратный пьезоэффект). Кварц можно рассматривать как электромеханическую колебательную систему. Добротность кварцевого резонатора достигает сотен тысяч, тогда как у колебательного контура она не превышает 300...400.

Рассмотрим кварцевый резонатор более подробно.

Он состоит из кварцевого элемента, электродов кварцедержателя и кожуха (баллона). Основной частью кварцевого резонатора является кварцевый элемент, имеющий определенную форму, размер и ориентацию (срез) относительно кристаллографических осей кварца. Электроды представляют собой токопроводящие пластины или пленки, контактирующие с поверхностью кварцевого элемента или расположенные вблизи нее, при помощи которых к кварцевому элементу прикладывается электрическое поле. Кварцевый элемент можно рассматривать как электрический конденсатор, диэлектрик которого обладает пьезоактивными свойствами.

Кварцедержатель служит для крепления и электрического монтажа кварцевого элемента и вместе с кожухом (баллоном) предохраняет его от влияния внешних воздействий кварцевого резонатора.

Кварцевый резонатор, включенный в электрическую схему, ведет себя как электрический контур. Эквивалентная схема кварцевого резона-

тора представляет такую электрическую схему, которая имеет такое же полное электрическое сопротивление, что и кварцевый резонатор на частотах вблизи резонанса.

На электрических схемах кварцевый резонатор аналогичен конденсатору. Отличие состоит в том, что между обкладками изображается прямоугольник, условно показывающий наличие диэлектрика, обладающего пьезоактивными свойствами. Кварцевый резонатор и его эквивалентная схема приведены на рис. 98. Эквивалентная схема представляет собой последовательное соединение динамической индуктивности L , динамической емкости C , динамического сопротивления R и статической емкости C_0 .

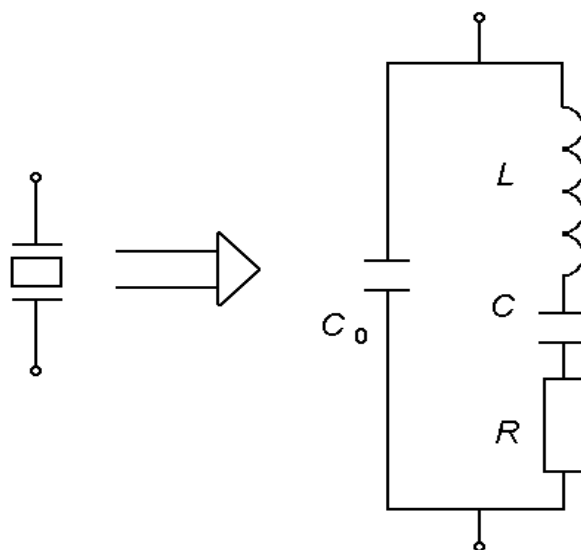


Рис. 98. Эквивалентная электрическая схема кварцевого резонатора

Как следует из эквивалентной электрической схемы, проводимость кварца, обозначаемая как $\dot{Y}(\omega)$, имеет две составляющие ωC_0 и $1/Z_d$, где $Z_d = R + j(\omega L - 1/\omega C)$ – сопротивление (импеданс) динамической ветви, и определяется формулой:

$$\dot{Y}(\omega) = j\omega C_0 + \frac{1}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}.$$

Видно, что проводимость является величиной комплексной и зависит не только от чисто электрического сопротивления, но и от параметров элементов динамической (механической) ветви.

Кварцевый резонатор имеет две резонансные частоты: частота последовательного резонанса, то есть частота равенства абсолютных значений реактивных сопротивлений, частота параллельного резонанса, то есть частота равенства абсолютных значений реактивных сопротивлений с учетом сопротивления статической емкости.

На частоте последовательного резонанса $\omega_p = 1/\sqrt{L C}$ и резонатор имеет минимальное сопротивление, равное R (максимальный модуль проводимости $|Y_m|$). Частота параллельного резонанса или антирезонанса $\omega_a = 1/\sqrt{L \frac{C C_0}{C + C_0}}$, а сопротивление на этой частоте будет максимальным (проводимость минимальна).

Динамические параметры кварцевого резонатора зависят от размеров кварцевого элемента и электрода, их формы, вида колебаний и др.

Одним из важных параметров кварцевых резонаторов является добротность кварцевого резонатора

$$Q = \frac{\omega_p L}{R} = \frac{1}{\omega_p C R}.$$

Величина добротности определяется динамическими параметрами кварцевого резонатора, которые в большей степени зависят от вида колебаний кварцевого элемента и его ориентации (срезов) по отношению кристаллографических осей кварца.

Кварцевые резонаторы характеризуются высокой стабильностью и добротностью. Их использование позволяет снизить за счёт стабильности параметров относительное изменение частоты генераторов при изменении внешних условий до очень малых значений.

Для преобразования приведенной выше схемы генератора с LC контуром (рис. 94), установим кварцевый резонатор последовательно в цепь обратной связи (последовательно со вторичной обмоткой), как это показано на рис. 99, *а*. На частоте последовательного резонанса сопротивление резонатора минимально и обратная связь имеет значение, достаточное для самовозбуждения на этой частоте. При отходе от частоты последовательного резонанса сопротивление кварцевого резонатора резко возрастает и самовозбуждение не происходит.

В диапазоне между частотами последовательного и параллельного резонансов кварцевый резонатор ведет себя как некоторая индуктивность. Этот факт можно использовать при построении электронных схем. Так, чтобы получить синусоиду на выходе генератора, кварцевый резонатор занимает место индуктивности в цепи обратной связи, как показано на рис. 99, б (генератор Колпица). Условия возникновения гармонических колебаний можно проанализировать, заменив кварцевый резонатор его эквивалентной схемой и применив общие уравнения, характеризующие самовозбуждение.

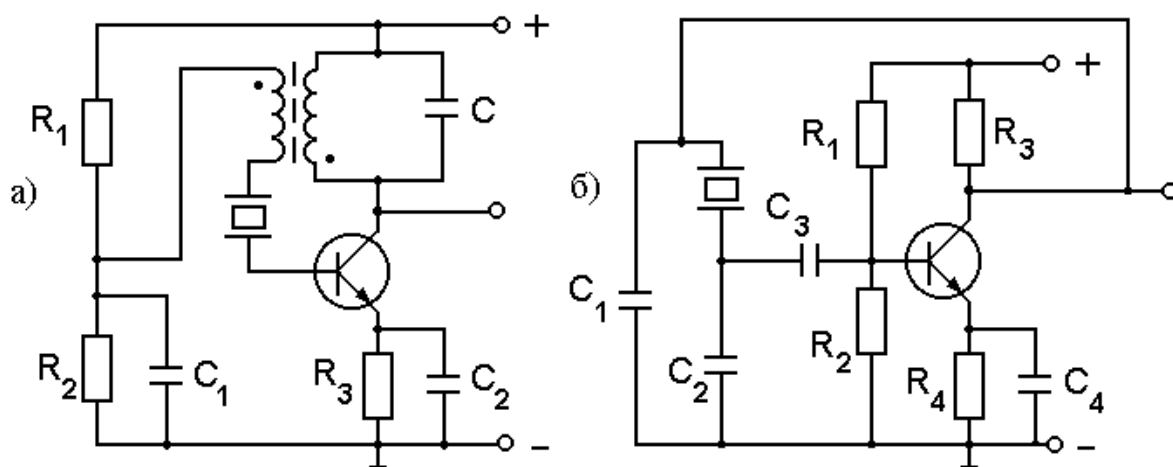


Рис. 99. Генератор с кварцевым резонатором

Пример схемы кварцевого генератора синусоидальных сигналов на частоту ω_p приведен на рис. 100.

Кварцевый резонатор включен в цепь положительной обратной связи. В этом варианте схемы генератор формирует на выходе меандр с соответствующей частотой следования импульсов.

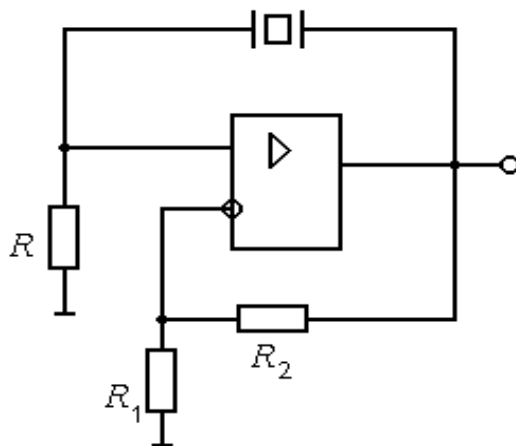


Рис. 100. Пример схемы кварцевого генератора

Раздел 20. Импульсные устройства

Полупроводниковые импульсные устройства объединяют обширную группу устройств, которые применяются в системах управления технологическими процессами, для передачи информации, в измерительной и вычислительной технике.

Генераторы прямоугольных импульсов

На рис. 101 в двух вариантах показана схема простейшего генератора прямоугольных импульсов.

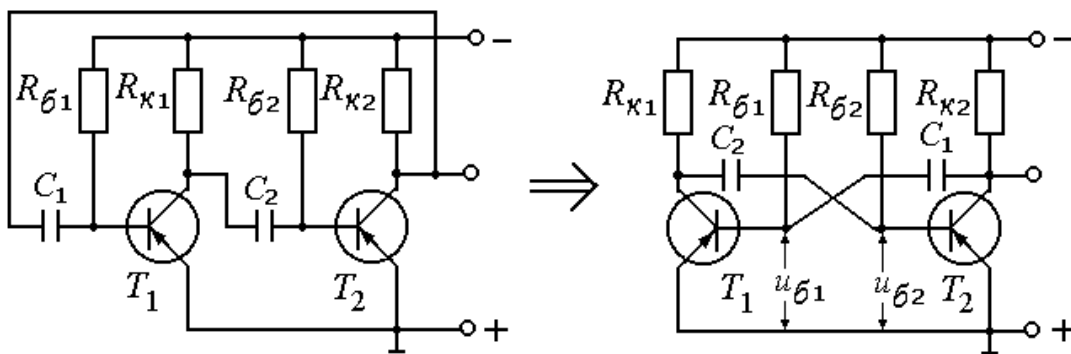


Рис. 101. Пример схемы мультивибратора на транзисторах

Она представляет собой так называемый мультивибратор, который генерирует колебания в виде периодической последовательности импульсов с крутыми фронтами и относительно пологими вершинами. Спектр колебаний получается очень широким. Этим и объясняется термин «мультивибратор». Схема мультивибратора представляет собой двухкаскадный резисторный усилитель с положительной обратной связью. Отличие схемы мультивибратора от RC -генератора синусоидальных сигналов состоит в отсутствии фазо-балансной цепи.

Мультивибраторы разделяются на симметричные и несимметричные. В симметричном мультивибраторе все соответственные элементы в правой и левой частях схемы (транзисторы, конденсатор, резисторы) одинаковы, и скважность импульсов равна $q = \frac{T}{\tau_u} = 2$.

Рассмотрим работу ОУ в импульсном режиме на примере схемы, показанной на рис. 102. К неинвертирующему входу ОУ подключен источник постоянной ЭДС E_0 , а к инвертирующему входу – источник сигнала с линейно изменяющейся во времени ЭДС $U_c = kt$.

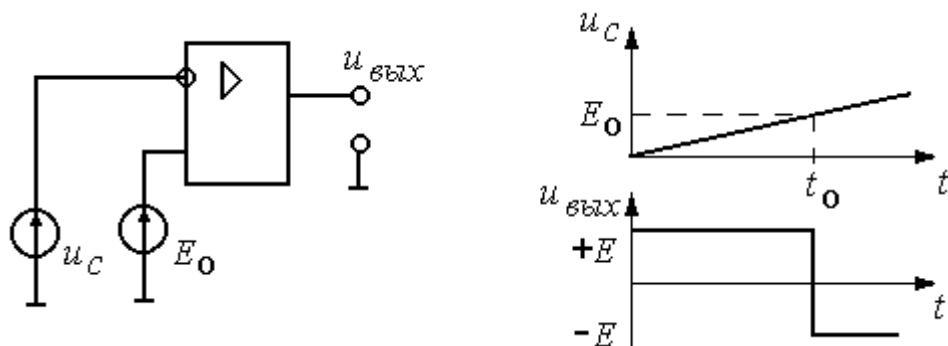


Рис. 102. Схема сравнения на ОУ

На входах ОУ действуют два напряжения, а на выходе, в зависимости от знака разности $E_0 - U_c$, выходное напряжение будет близко либо к $+E$, либо к $-E$: скачок будет иметь место в момент времени $t_0 = E_0 / k$.

Описанный режим работы ОУ используется в схемах сравнения измеряемого напряжения, называемых компараторами. Компараторы обладают очень высокой чувствительностью к изменению входных сигналов. Например, в рассмотренных ранее схемах фотореле применение компараторов на ОУ вместо транзисторов позволяет существенно повысить чувствительность устройств к изменению светового потока, падающего на фотодиод.

Различают импульсные устройства с несколькими устойчивыми или несколькими временно устойчивыми состояниями. В устройствах первого типа для изменения устойчивого состояния необходимо однократное внешнее воздействие, изменяющее режим ОУ или транзисторного ключа. В устройстве с временно устойчивым состоянием происходит периодическое переключение ОУ или закрывание и открывание транзистора без внешнего воздействия или их состояние восстанавливается через некоторое время после однократного внешнего воздействия.

Импульсные устройства с временно устойчивым состоянием являются источниками импульсов напряжения, амплитуда и длительность которых, а также частота повторения, могут регулироваться в широких пределах.

Мы уже встречались с примером импульсного устройства – мультивибратором на транзисторах. Рассмотрим теперь пример построения мультивибратора на ОУ.

Схема симметричного мультивибратора приведена на рис. 103.

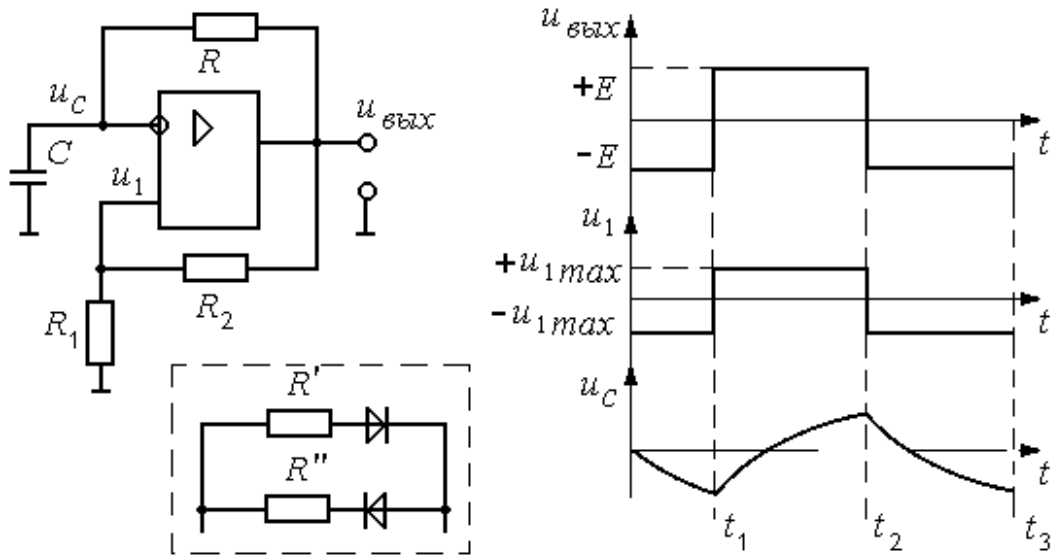


Рис. 103. Схема мультивибратора и временные диаграммы его работы

Рассмотрим один период работы мультивибратора.

Пусть в момент времени $t = 0$ $U_c(0) > U_1(0) = -U_{1\max}$, тогда

$$U_{\text{вых}}(0) = -E, \quad U_1(0) = -\frac{R_1 E}{R_1 + R_2}.$$

Такое состояние цепи будет неустойчивым. Действительно, напряжение на выходе мультивибратора и на конденсаторе различны: $U_c(0) > U_{\text{вых}}(0)$. Поэтому конденсатор будет разряжаться через резистор R цепи ООС, а напряжение на нем – изменяться по экспоненциальному закону.

В момент времени t_1 , когда $U_c(t_1) = -U_{1\max}$, скачком изменяются напряжения: $U_{\text{вых}}(t_1) = E$, $U_1(t_1) = \frac{R_1 E}{R_1 + R_2} = U_{1\max}$.

Одновременно разрядка конденсатора сменяется его зарядкой

$$U_c(t) = -U_{1\max} + (E + U_{1\max})(1 - e^{-\frac{(t-t_1)}{RC}}).$$

Процесс зарядки закончится в момент времени t_2 , определяемый условием $U_c(t_2) = U_{1\max}$. В этот момент времени вновь скачком изменяются напряжения: $U_{\text{вых}}(t_2) = -E$, $U_1(t_2) = -U_{1\max}$.

Конденсатор начнет разряжаться по закону

$$U_c(t) = U_{1\max} - (E + U_{1\max})(1 - e^{-\frac{(t-t_2)}{RC}}).$$

Процесс закончится в момент времени t_3 , определяемый условием $U_c(t_3) = -U_{1\max}$.

Далее процессы в мультивибраторе будут периодически повторяться.

Для симметричного мультивибратора длительность положительных импульсов определяется по формуле $t_2 - t_1 = RC \ln(1 + 2\frac{R_1}{R_2})$, а период следования импульсов соответственно $T = 2RC \ln(1 + 2\frac{R_1}{R_2})$.

В случае использования вместо резистора R двух различных резисторов и диодов (на рис.103 обведены пунктирной линией) можно построить несимметричный мультивибратор, у которого длительности положительного и отрицательного импульсов не совпадают. Разная длительность положительного и отрицательного импульсов обеспечивается разными постоянными времени перезаряда емкости $\tau_1 = R'C$, $\tau_2 = R''C$.

Другим импульсным устройством является так называемый ждущий мультивибратор, пример которого показан на рис. 104. Особенностью схемы ждущего мультивибратора является то, что параллельно конденсатору в цепи ООС включен диод.

Эта схема обладает одним устойчивым и одним временно устойчивым состоянием и предназначена для формирования одиночного прямоугольного импульса напряжения определенной длительности при воздействии на входе импульса напряжения от внешнего источника.

Устойчивому состоянию ждущего мультивибратора соответствует условие, когда напряжение на его элементах постоянно и равно

$$U_{\text{блх}} = -E, \quad U_1 = -\frac{R_1 E}{R_1 + R_2} = -U_{1\max}.$$

Так как диод включен в прямом направлении и его внутреннее сопротивление мало, напряжение на конденсаторе равно нулю.

Если в момент времени t_1 на вход подать достаточно большой по амплитуде импульс напряжения положительной полярности, то под

действием этого импульса произойдет переключение ОУ аналогично обычному мультивибратору и скачком изменятся напряжения

$$U_{\text{вых}} = E, U_1 = \frac{R_1 E}{R_1 + R_2} = U_{1\text{max}}.$$

Это состояние будет временно устойчивым и будет длиться до момента времени t_2 , когда процесс заряда емкости по закону

$$U_c = E \left(1 - e^{-\frac{(t-t_1)}{RC}} \right) \text{ не приведет к выполнению условия}$$

$$U_c(t_2) = U_{1\text{max}} = \frac{R_1 E}{R_1 + R_2}.$$

В этот момент произойдет переключение ОУ, и скачком изменятся напряжения $U_{\text{вых}}(t_2) = E$ и $U_1(t_2) = -U_{1\text{max}}$, а процесс зарядки конденсатора сменится процессом его быстрой разрядки (в основном через открытый диод, установленный параллельно конденсатору).

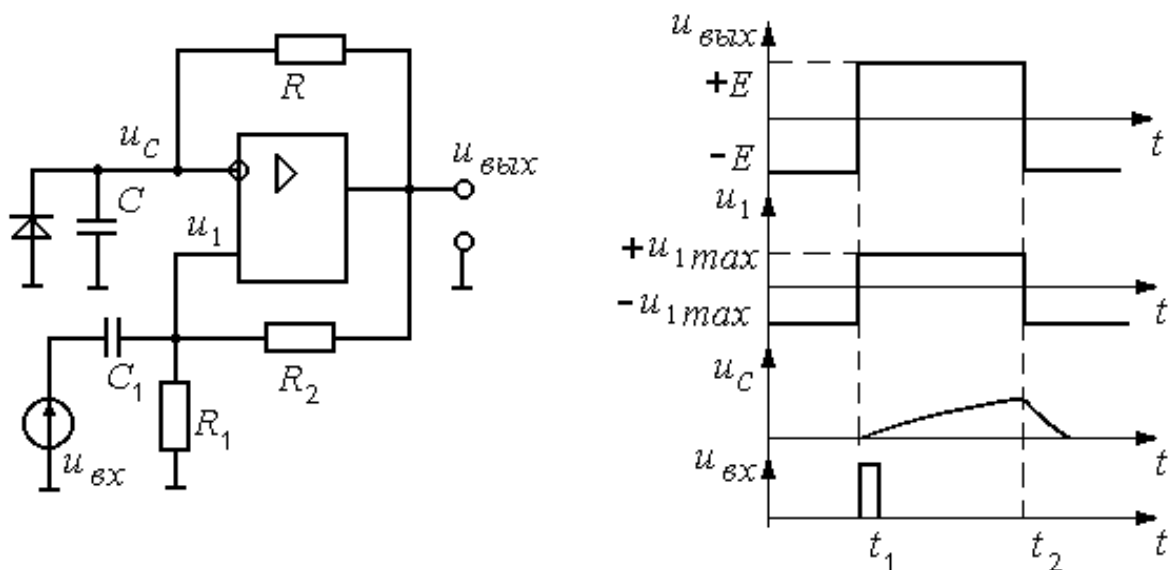


Рис. 104. Ждущий мультивибратор и временные диаграммы его работы

В дальнейшем напряжение на всех элементах ждущего мультивибратора остается постоянным и соответствует его устойчивому состоянию.

Длительность прямоугольного импульса $t_2 - t_1 = RC \ln\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right).$

Триггеры

Примером импульсных устройств, обладающих двумя устойчивыми состояниями равновесия, являются триггеры. Они способны скачком переключаться из одного состояния равновесия в другое под действием внешнего импульсного сигнала.

Триггеры обычно имеют два выхода: основной (прямой) Q и инверсный $\bar{Q}$, а для их переключения (запуска) чаще всего используют импульсы одной полярности. При этом различают отдельный и счетный запуск.

При отдельном запуске для управления триггером используются два входа: S (set-установка) и R (reset-сброс). При счетном запуске импульсы внешнего источника подаются на один вход, обозначаемый буквой T . По названию входов говорят об RS -триггерах и T -триггерах.

Рассмотрим простые схемы симметричных триггеров на транзисторах для двух указанных способов переключения.

На рис. 105 показан RS -триггер. Он состоит из двух транзисторов, причем вход одного связан с выходом другого. Принцип его действия состоит в следующем. Положительное напряжение на входе S открывает транзистор T_1 . Потенциал его коллектора при этом падает, ток базы транзистора T_2 уменьшается, и его коллекторный потенциал возрастает, что вызывает появление базового тока транзистора T_1 .

Устойчивое состояние будет достигнуто тогда, когда транзистор T_1 будет полностью открыт, а транзистор T_2 – закрыт.

По окончании процесса переключения напряжение на входе S может снова стать равным нулю – состояние триггера уже не изменится пока импульс не будет подан на вход сброса R .

RS -триггер «запоминает» на какой из двух входов поступил последний импульс: если на вход R , то триггер находится в нулевом состоянии ($Q=0, \bar{Q}=1$), а если на вход S , то в единичное состояние ($Q=1, \bar{Q}=0$).

Пример схемы T -триггера, в котором применена диодно-емкостная цепь запуска, показан на рис. 106.

Пусть в исходном состоянии транзистор T_1 открыт, а транзистор T_2 , напротив, закрыт. Напряжение на диоде D_1 близко к нулю, а диод D_2

смещен в обратном направлении напряжением, близким к напряжению источника питания, то есть закрыт. Отрицательный запускающий импульс пройдет только через диод D_1 на базу открытого транзистора T_1 и закроет его, что вызовет переключение триггера. При этом уже диод D_1 будет закрыт большим запирающим напряжением, а на диоде D_2 запирающее напряжение будет отсутствовать.

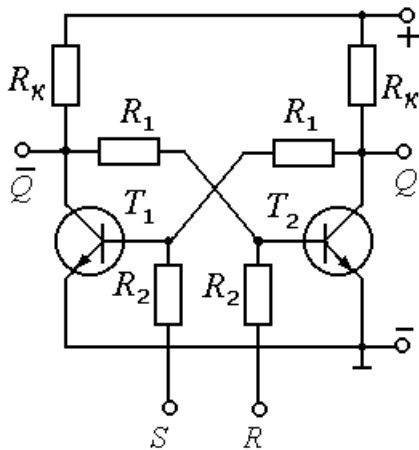


Рис. 105. RS -триггер

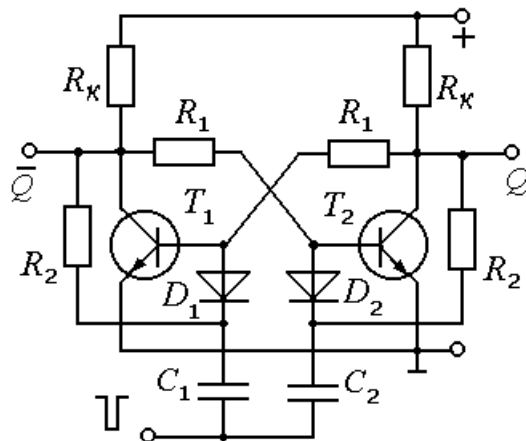


Рис. 106. T -триггер

Следующий запускающий импульс пройдет через диод D_2 , закроет транзистор T_2 и схема вернется в исходное состояние, а на выходе триггера будет сформирован прямоугольный импульс.

T -триггер можно использовать, например, в качестве делителя частоты следования импульсов, поскольку импульс на выходе Q формируется после прихода на входе двух импульсов.

Можно строить схемы комбинированного запуска: когда имеется и счетный и RS входы. Схема раздельного запуска в таких схемах используется для установки триггера в нужное исходное положение, при котором определенный транзистор находится в открытом состоянии. Это особенно актуально, когда совместно используется несколько триггеров, которые перед выполнением операций необходимо установить в определенное исходное состояние.

В настоящее время триггеры изготавливают в виде отдельных микросхем, содержащих большое число элементов и различные схемы переключения при поступлении входных импульсов. В частности, для счетного триггера можно осуществлять его переключение как по переднему, так и по заднему фронту входного импульса. На электри-

ческих схемах T -триггер, переключающийся по переднему фронту, обозначают одной буквой T , а переключающийся по заднему фронту соответственно двумя буквами – TT .

В качестве примера совместного использования нескольких триггеров рассмотрим счетчик числа импульсов, в котором результат счета представляется в двоичном коде (рис. 107).

Дадим некоторые пояснения.

Помимо широко применяемой в обыденной жизни десятичной системы счисления, основанной на использовании чисел от 0 до 9, в технических приложениях часто применяется двоичная система счисления, в которой используется только два числа 0 и 1. Одна из основных причин использования такой системы состоит в том, что число в двоичном виде легко представить, например, состоянием «включено - выключено», «есть ток - нет тока», «есть напряжение - нет напряжения». Обычно отсутствие напряжения или тока соответствует нулю, а наличие напряжения или тока – единице.

Чтобы представить число больше единицы в двоичной системе счисления, используют последовательную запись ряда нулей и единиц, образующих, так называемый, двоичный код числа. Простой пример соответствия имеет вид:

0	1	2	3	4	5
00000	00001	00010	00011	00100	00101

Крайнее число справа называют младшим, а крайнее число слева – старшим разрядом двоичного кода. Таким образом, любое десятичное число можно представить в виде последовательности нулей и единиц, образующих двоичный код числа.

Обратимся теперь к примеру, приведенному на рис. 107.

Предположим, что первоначально на все триггеры подан импульс начальной установки, и они установлены так, что на их выходах напряжение отсутствует, что соответствует записи нулей в двоичном коде. Для конкретной реализации триггеров на транзисторах, полагают, что ноль соответствует уровню напряжения менее $0,4B$.

Когда на вход первого триггера TT_1 поступает первый счетный импульс, триггер переключается, и на его выходе появляется

напряжение, близкое к напряжению источника питания. Это соответствует записи единицы в правой крайней позиции двоичного кода (младший разряд). Для конкретной реализации триггеров на транзисторах, напряжение источника питания составляет $5B$, а единица соответствует уровню напряжения более $2,4B$.

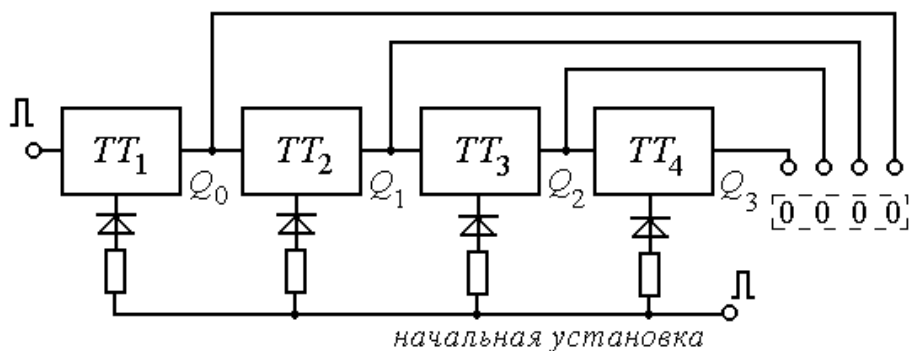


Рис. 107. Счетчик на триггерах

Тогда на вход первого триггера поступает второй счетный импульс, триггер возвращается в исходное состояние (на выходе ноль), но при этом по заднему фронту импульса с первого триггера переключается второй триггер – теперь на его выходе устанавливается уровень, равный единице. Третий импульс на входе переключает первый триггер, не меняя состояния остальных. Четвертый счетный импульс вернет первый и второй триггеры в исходное состояние, но при этом переключится третий триггер. Если проследить за процессом переключения триггеров при дальнейшем поступлении счетных импульсов, то легко убедиться в том, что в итоге формируемый триггерами двоичный код соответствует числу импульсов на входе.

Если поступление на вход первого триггера счетных импульсов прекращается и не подается импульс начальной установки, то состояние триггеров не меняется и сформированный ими двоичный код хранится до отключения питания. То есть приведенная цепочка триггеров обладает свойством запоминать и хранить информацию.

Показанные на рис. 105, 106 схемы триггеров переключается, когда на базу транзисторов подается входной импульс одной полярности. Существует еще и другой способ управления триггером, заключающийся в том, что используется одно входное напряжение, а переключение схемы происходит тогда, когда это напряжение принимает либо положительное, либо отрицательное значение.

Работающая по такому принципу схема называется триггером Шмитта. Простейший ее вариант показан на рис. 108, а. Благодаря положительной обратной связи процесс переключения схемы происходит скачкообразно, даже когда входное напряжение меняется медленно. Такая схема часто используется для преобразования синусоидального входного сигнала в меандр.

Устройство, выполняющее функции триггера Шмитта несложно собрать и на ОУ, работающем в режиме компаратора (рис. 108, б).

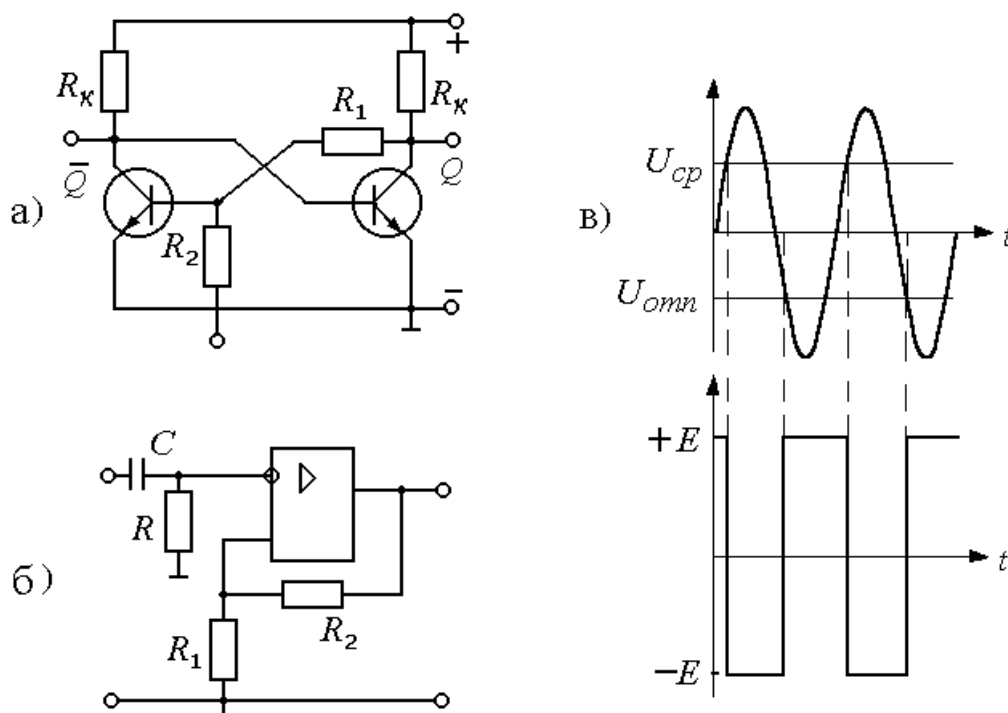


Рис. 108. Триггер Шмитта на транзисторах и на ОУ

Рассмотрим работу триггера Шмитта на ОУ.

Пусть в начальный момент времени напряжение на входе равно нулю, а выходное напряжение примерно равно напряжению питания $+E$. Напряжение на неинвертирующем входе будет

$$U_1 = +E \frac{R_1}{R_2 + R_1}.$$

Если входное напряжение увеличивается, то при сравнении его амплитуды с U_1 компаратор переключается. При этом произойдет скачкообразное изменение выходного напряжения со значения $+E$ до значения $-E$. Дальнейшее увеличение входного напряжения не будет изменять состояние схемы.

При уменьшении входного напряжения, при достижении им значения

$$U_2 = -E \frac{R_1}{R_2 + R_1},$$

произойдет скачкообразный возврат компаратора в исходное состояние, а на выходе триггера будет сформирован прямоугольный импульс.

Напряжение U_1 называют напряжением срабатывания триггера и часто обозначают как U_{cp} . А напряжение U_2 – соответственно напряжением отпускания и обозначают как U_{omn} .

При подаче на вход триггера синусоидального сигнала на его выходе будет формироваться меандр, как это показано на рис. 108, в.

Сумму напряжений срабатывания и отпускания называют напряжением гистерезиса. Величина напряжения гистерезиса определяет помехоустойчивость схемы, позволяет регулировать порог срабатывания триггера, тем самым, устраняя так называемый «дребезг» – случайное переключение триггера напряжением помех при отсутствии входного сигнала.

В заключение рассмотрим еще одну схему, приведенную на рис. 109. Основным функциональным элементом этой схемы является полевой транзистор, работающий в ключевом режиме: транзистор закрыт, когда на управляющий вход $U_{упр}$ подается отрицательное постоянное напряжение, и открыт, когда сигнал на управляющем входе отсутствует (затвор заземлен). Для того, чтобы изменить состояние полевого транзистора на противоположное необходимо подать сигнал на управляющий вход через транзистор, включенный по схеме ОЭ.

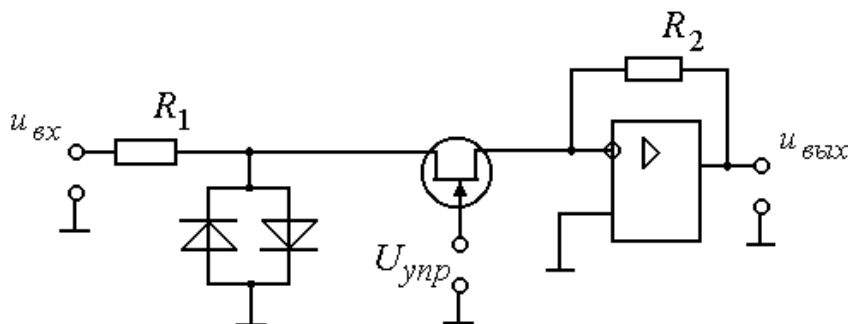


Рис. 109. Электронный ключ (коммутатор)

Поскольку полевой транзистор обладает высоким выходным сопротивлением, он нагружен на ОУ.

Приведенная схема называется электронным ключом или коммутатором (прерывателем).

Основное назначение электронного ключа состоит в том, чтобы соединять или отключать источник входного сигнала с приемником этого сигнала в зависимости от наличия сигнала управления.

Встречно включенная параллельная диодная пара совместно с резистором R_1 образует двухсторонний ограничитель амплитуды входного сигнала. Если входной сигнал превышает уровень, соответствующий потенциальному барьеру $p-n$ перехода, то внутреннее сопротивление диода, в соответствии с его ВАХ, уменьшается. А это в свою очередь приводит к ограничению напряжения на диоде на уровне примерно равном напряжению на открытом $p-n$ переходе.

Раздел 21. Источники вторичного электропитания

В рассмотренных ранее схемах использовались источники постоянного напряжения. В простейших случаях, особенно для переносных и маломощных портативных устройств могут применяться различные элементы питания и аккумуляторы. Однако в большинстве случаев для получения постоянного напряжения применяются источники вторичного электропитания, которые получают электрическую энергию от промышленной сети с частотой 50 Гц , являющейся соответственно первичным источником электропитания.

Обобщенная структурная схема источника вторичного электропитания показана на рис.110.

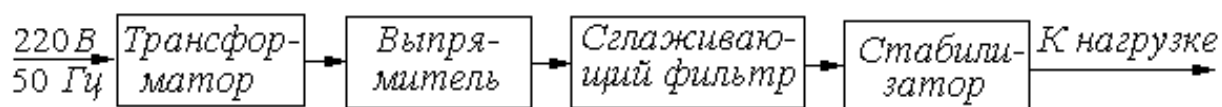


Рис. 110. Структурная схема источника вторичного электропитания

Трансформатор предназначен для разделения питающей сети от остальных частей источника вторичного напряжения и создания необходимого уровня переменного напряжения. Обычно трансформатор

является понижающим. Учитывая тот факт, что трансформаторы ранее уже рассматривались, обратимся сразу к другим составным частям источника вторичного электропитания.

Выпрямители

Выпрямители преобразуют переменное напряжение в напряжение одной полярности (пульсирующее) и имеют следующие основные параметры:

- среднее за период T (постоянное) значение выходного напряжения U_{cp} ;
- среднее за период T (постоянное) значение выходного тока I_{cp} ;
- коэффициент пульсаций выходного напряжения $K_{\Pi} = \frac{U_{m1}}{U_{cp}}$ или

$$K_{\Pi} \% = \frac{U_{m1}}{U_{cp}} \cdot 100\%, \text{ где } U_{m1} - \text{амплитуда низшей (основной)}$$

гармоники выходного напряжения (для промышленной сети это соответствует частоте 50 Гц).

Наиболее простая схема выпрямителя – однополупериодная – состоит из выпрямительного диода и сопротивления нагрузки R_H .

В течение одной половины периода входного напряжения диод открыт и через сопротивление нагрузки течет ток, форма которого повторяет форму входного напряжения. В течение другого полупериода входного напряжения диод закрыт, и ток через сопротивление нагрузки равен нулю.

Такая схема ранее рассматривалась. Напряжение на нагрузке можно записать в виде $U_{вых} = U_{cp} + U_{m1} \cos \omega t + \dots$. Значения U_{cp} и U_{m1}

определяются соответственно формулами $U_{cp} = \frac{SU_{ex}R_H}{\pi}$ и $U_{m1} = \frac{SU_{ex}R_H}{2}$,

где S – крутизна вольт-амперной характеристики диода. Однополупериодный выпрямитель находит ограниченное применение в источниках вторичного электропитания, в частности, из-за большого

значения коэффициента пульсаций: $K_{\Pi} = \frac{\pi}{2} \approx 1,57$.

Лучше параметры у двухполупериодного выпрямителя со средней точкой, который представляет собой параллельное соединение двух однополупериодных выпрямителей. Но он может использоваться только с трансформатором, имеющим вывод от середины вторичной обмотки (рис. 111, а). В этой схеме диоды проводят ток поочередно, каждый в течение полупериода. Исходя из формы напряжения на нагрузке $u_{\text{вых}}$ (рис. 111, б), применяя преобразование Фурье, для среднего значения и первой гармоники соответственно можно получить $U_{\text{cp}} = \frac{2SU_{\text{ex}}R_H}{\pi}$ и $U_{m1} = \frac{4SU_{\text{ex}}R_H}{3\pi}$. А коэффициент пульсаций будет определяться формулой $K_{\Pi} = \frac{2}{3} \approx 0,67$.

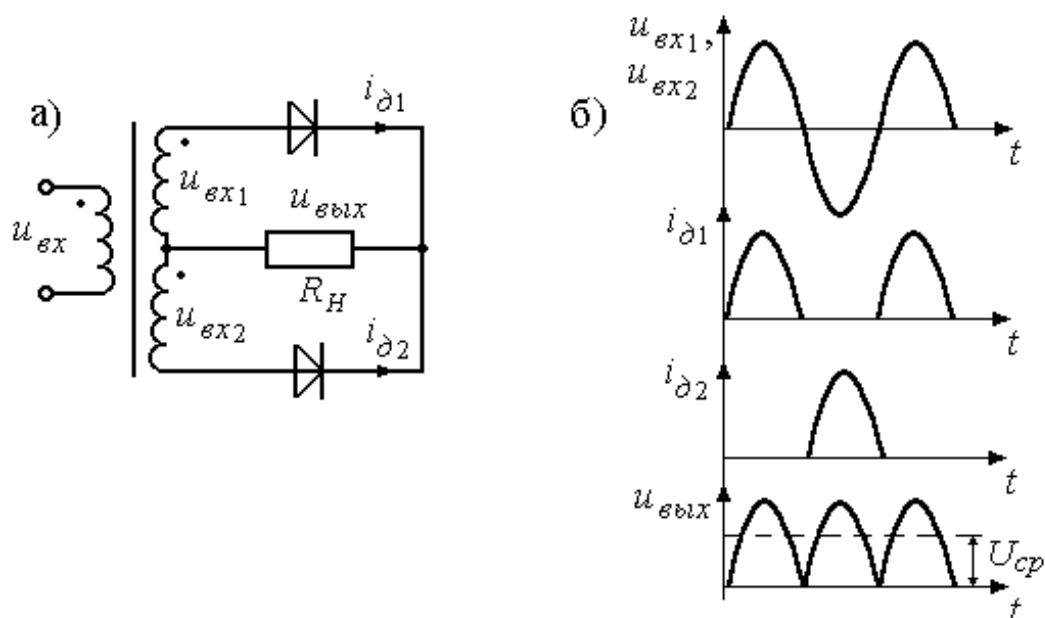


Рис. 111. Двухполупериодный выпрямитель
и временные диаграммы его работы

Таким образом, для двухполупериодного выпрямителя постоянная составляющая напряжения на нагрузке в два раза больше, а коэффициент пульсаций более чем в два раза меньше однополупериодного выпрямителя.

Наиболее широкое распространение в настоящее время имеет другая разновидность выпрямителя, в котором имеется четыре диода, включенных по так называемой мостовой схеме. Диоды являются плечами выпрямительного моста, а нагрузка включена в его диагональ (рис. 112, а).

В таком выпрямителе в течение каждого полупериода работают поочередно два диода противоположных плеч, включенных между собой последовательно, но встречно по отношению ко второй паре диодов.

Когда на верхнем выводе вторичной обмотки положительный полупериод напряжения, ток идет через диод 2, сопротивление нагрузки, диод 3 к нижнему выводу обмотки. Диоды 1 и 4 в это время закрыты. В течение другого полупериода переменного напряжения, когда плюс на нижнем выводе обмотки трансформатора, ток идет через диод 4, сопротивление нагрузки, диод 1 к верхней обмотке. В результате, меняются знаки напряжения на выводах вторичной обмотки, а через нагрузку идет ток одного направления (от плюса к минусу).

Сглаживающие фильтры

Сглаживающие фильтры – это устройства, которые уменьшают пульсации на выходе выпрямителя. Наиболее распространенным сглаживающим фильтром является емкостной, когда конденсатор большой емкости подключается параллельно сопротивлению нагрузки, как это показано на рис. 112, а. Там же, на рис. 112, б показаны временные диаграммы при отключенном и подключенном конденсаторе.

Коэффициент пульсаций при подключении конденсатора достаточно большой емкости уменьшается до единиц и долей процентов.

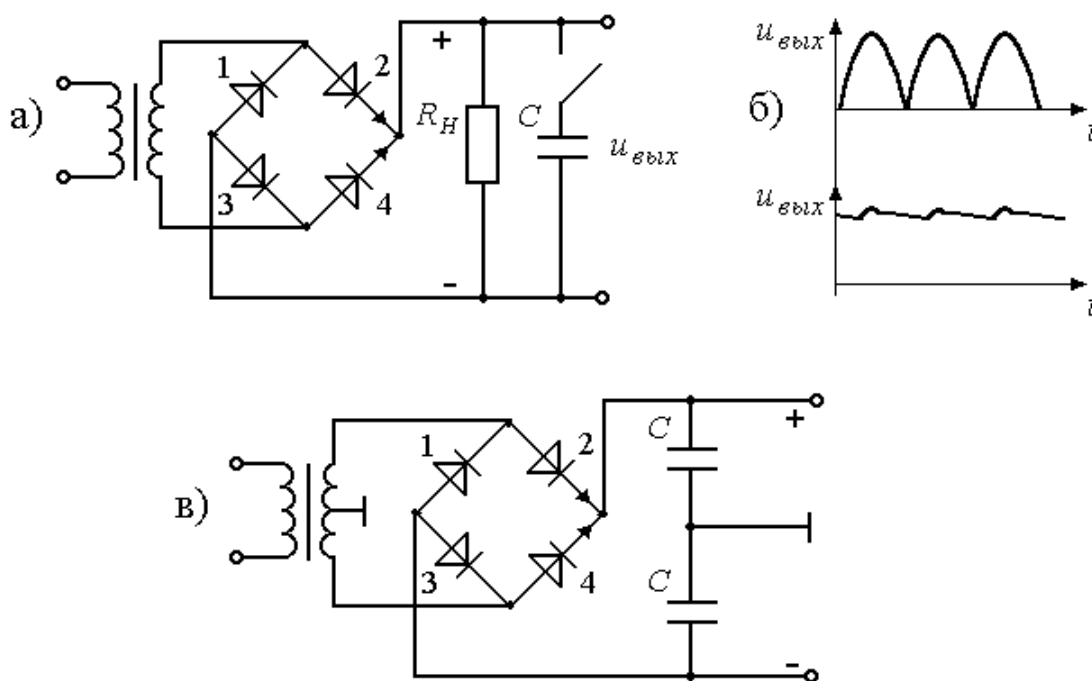


Рис. 112. Схема мостового выпрямителя

Для питания электронных схем часто требуется два равных по величине напряжения – положительное и отрицательное. Они могут быть получены с помощью двух одинаковых выпрямителей, у одного из которых заземлен положительный полюс, а у другого – отрицательный. Если выходные токи обоих источников питания имеют близкие значения, то можно получить оба напряжения при помощи одного мостового выпрямителя, как это показано на рис. 112, в.

Стабилизаторы

Стабилизаторы обеспечивают стабилизацию напряжения на нагрузке при изменении напряжения питающей сети или тока в нагрузке, и уменьшают пульсации выходного напряжения.

Важнейшим параметром стабилизатора напряжения является коэффициент стабилизации $K_{ст}$, который определяется по формуле:

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}} / \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вых}},$$

где $U_{вх}, U_{вых}$ – постоянные напряжения на входе и выходе, $\Delta U_{вх}, \Delta U_{вых}$ – соответствующие изменения входного и выходного напряжения. Чем больше коэффициент стабилизации, тем меньше изменяется выходное напряжение при изменении входного, в том числе, меньше пульсация переменного напряжения на выходе стабилизатора. В зависимости от схемы стабилизатора коэффициент стабилизации может иметь значения в десятки и сотни.

Другим важным параметром является выходное сопротивление стабилизатора, определяемое отношением изменения постоянного напряжения на его выходе к изменению постоянного тока, которое вызвало изменение этого выходного напряжения. Выходное сопротивление имеет значения от единицы до сотых долей Ом.

Обязательным элементом стабилизатора является стабилитрон, принцип действия которого основан на его способности изменять потребляемый ток почти без изменения напряжения на нем: при этом напряжение должно быть подано в обратном (запирающем) направлении.

Рассмотрим вначале схему, содержащую только стабилитрон с последовательно включенным балластным сопротивлением R и

сопротивление нагрузки R_H , подключенное параллельно стабилитрону. Такой стабилизатор называют параметрическим.

Обычно величину балластного резистора выбирают из условия $R = \frac{E - U_{cm}}{2I_H}$, где E – напряжение на выходе выпрямителя, U_{cm} – напряжение стабилизации, I_H – требуемое значение тока нагрузки. Наиболее хорошие результаты получаются, когда I_H примерно совпадает с номинальным током стабилизации стабилитрона.

Выходное сопротивление стабилизатора примерно равно динамическому сопротивлению стабилитрона r_∂ , а коэффициент стабилизации – отношению R/r_∂ .

Основным недостатком такой схемы является невозможность стабилизации относительно больших токов, превышающих по своей величине максимальный ток стабилизации, который обычно не превышает 20 – 30 мА.

Для увеличения тока в нагрузке применяют диодно-транзисторные стабилизаторы, когда между стабилитроном и нагрузкой включают, по крайней мере, один или два транзистора по схеме ОК (рис. 113).

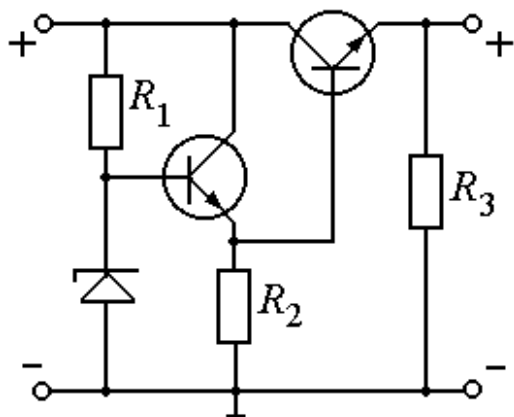


Рис. 113. Параметрический стабилизатор

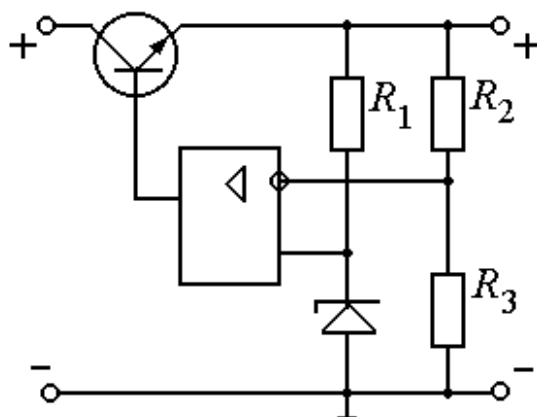


Рис. 114. Компенсационный стабилизатор

Поскольку напряжение на эмиттере практически повторяет напряжение на базе, то диодно-транзисторный стабилизатор позволяет увеличить в β раз ток нагрузки при неизменном токе через стабилитрон и примерно во столько же раз уменьшить выходное сопротивление.

Для получения напряжения противоположной полярности в схеме на рис. 113 необходимо поменять местами выводы стабилитрона и вместо транзисторов $n-p-n$ структуры использовать транзисторы структуры $p-n-p$. Использование двух стабилизаторов противоположной полярности позволяет создавать двухполярный источник питания.

Другим видом стабилизаторов являются компенсационные стабилизаторы, в которых имеется источник опорного напряжения (обычно стабилитрон), устройство сравнения и регулирующий элемент. Обычно в качестве устройства сравнения используют ОУ, как это показано на рис. 114.

На инвертирующий вход подается часть выходного напряжения (с делителя, состоящего из резисторов R_2 и R_3), а на неинвертирующий вход – напряжение со стабилитрона. Разность напряжений на входах усиливается ОУ и подается на базу регулирующего транзистора. При этом внутреннее сопротивление транзистора изменяется таким образом, что напряжение на выходе стабилизатора принимает свое номинальное значение. Коэффициент стабилизации такого устройства достигает 1000.

Существуют интегральные микросхемы компенсационных стабилизаторов, имеющих как фиксированное, так и регулируемое выходное напряжение. Такие стабилизаторы выпускаются и однополярными, и двухполярными. В тех случаях, когда через нагрузку необходимо пропускать ток, превышающий предельно допустимые значения интегральных стабилизаторов, микросхему дополняют внешним регулирующим транзистором. Возможные схемы включения интегральных стабилизаторов можно найти в справочной литературе.

В настоящее время для целей питания электронных устройств, допускающих значительные пульсации выходного напряжения, применяют импульсные стабилизаторы, в которых регулирующий транзистор работает в ключевом режиме. Основным достоинством таких стабилизаторов является высокий коэффициент полезного действия, до 80%, в то время как у рассмотренных ранее схем он не превышает 50%.

Схема импульсного стабилизатора приведена на рис. 115.

При подключении к схеме входного напряжения U_{ex} на неинвертирующем входе ОУ, работающем в режиме компаратора, установится опорное напряжение U_{on} . Оно обеспечивается параметрическим

стабилизатором напряжения на резисторе R_1 и стабилитроне. На выходе ОУ установится большое положительное выходное напряжение, которое откроет регулирующий транзистор.

Транзистор окажется в режиме насыщения. Через катушку индуктивности L начнет нарастать электрический ток. Значение его будет зависеть от напряжения U_{ex} , сопротивления открытого транзистора, сопротивления нагрузки стабилизатора и сопротивления резисторов R_2, R_3 . Как только напряжение на конденсаторе достигнет значения, при котором выполнится равенство $U_{on} = U_{\delta}$, ОУ выходит в линейную область (активный режим), и напряжение на его выходе уменьшается. Это приводит к запирающему регулирующий транзистор и уменьшению тока в катушке. При уменьшении тока в катушке индуктивности появляется ЭДС самоиндукции, препятствующая изменению тока в цепи. При этом потенциал точки a (рис. 115) станет отрицательным относительно «земли». Диод будет смещен в прямом направлении и зафиксирует потенциал эмиттера регулирующего транзистора на уровне близком к нулю (точнее на уровне падения напряжения на диоде – $(0,55 \div 0,6 \text{ В})$). Энергия, запасенная в магнитном поле катушки индуктивности, отдается в нагрузку. Когда ток катушки уменьшится настолько, что напряжение на инвертирующем входе ОУ станет меньше U_{on} , выходное напряжение ОУ откроет регулирующий транзистор, и цикл повторится. Благодаря конденсатору C пульсации выходного напряжения сглаживаются.

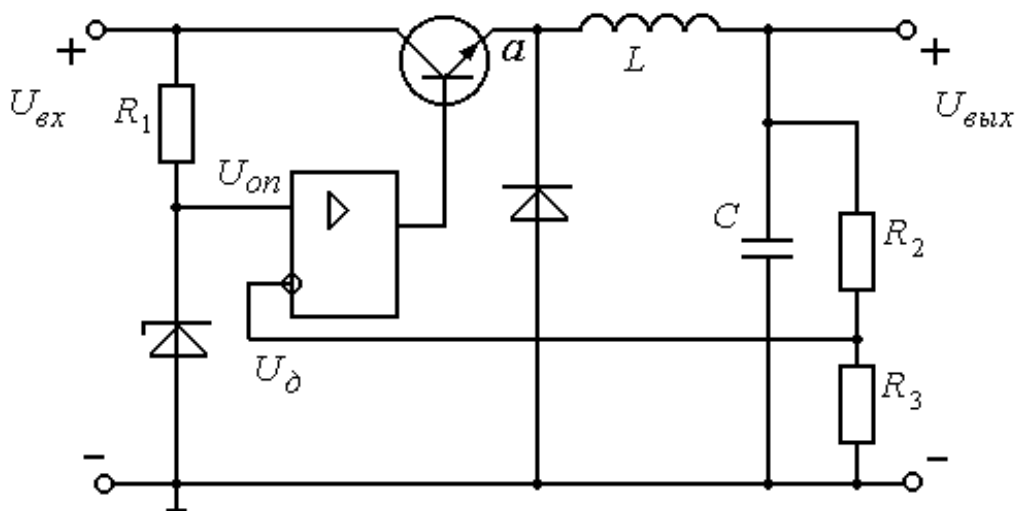


Рис. 115. Схема импульсного стабилизатора

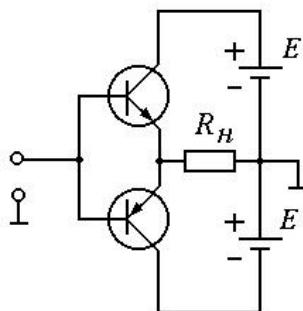
Выходное напряжение стабилизатора будет колебаться около заданного значения $U_{вых} = U_{он} \frac{R_2 + R_3}{R_3}$ с амплитудой, величина которой зависит от усилительных свойств ОУ, индуктивности катушки и емкости конденсатора.

Контрольные вопросы и тестовые задания

1. Какие Вы знаете режимы работы усилителей, и чем они характеризуются?
2. Нарисуйте входные и выходные характеристики и формы сигналов для усилителя в режиме А.
3. Нарисуйте входную характеристику и форму тока в режимах В и АВ.
4. Нарисуйте и сравните между собой схемы усилителей, работающих в режимах В и АВ.
5. Что такое обратная связь?
6. Какой вид обратной связи применяется в усилителях?
7. Как классифицируются обратные связи?
8. Нарисуйте схему параллельной ООС по напряжению.
9. Нарисуйте схему параллельной ООС по току.
10. Нарисуйте схему последовательной ООС по напряжению.
11. Почему усилители с ООС обладают стабильным коэффициентом усиления?
12. Зачем необходим дифференциальный усилитель?
13. Что такое инвертирующий вход усилителя и как он обозначается на схеме?
14. Что такое неинвертирующий вход усилителя и как он изображается на схеме?
15. Какие параметры идеального ОУ?
16. Нарисуйте упрощенную схему ОУ.
17. Нарисуйте схему инвертирующего усилителя. Запишите формулу для расчета его коэффициента усиления.
18. Нарисуйте схему неинвертирующего усилителя. Запишите формулу для расчета его коэффициента усиления.
19. Нарисуйте схему сумматора на ОУ.

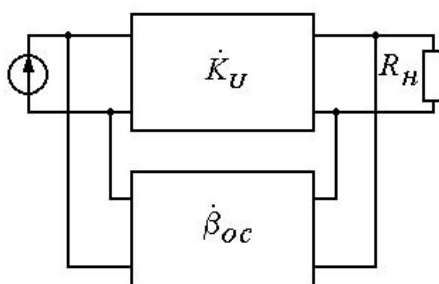
20. Нарисуйте схему вычитающего устройства ОУ.
21. Нарисуйте схему интегратора на ОУ.
22. Нарисуйте схему дифференциатора на ОУ.
23. Какое устройство называется генератором?
24. Какой вид обратной связи обязательно присутствует в генераторе?
25. Что такое баланс амплитуд?
26. Что такое баланс фаз?
27. В каком случае на выходе генератора будет поддерживаться синусоидальное напряжение?
28. Нарисуйте пример схемы LC генератора синусоидальных сигналов с трансформаторной обратной связью.
29. Поясните по схеме принцип работы LC генератора синусоидальных сигналов.
30. Нарисуйте пример схемы RC генератора синусоидальных сигналов с мостом Вина в цепи обратной связи, выполненной на ОУ
31. Поясните по схеме принцип работы RC генератора синусоидальных сигналов.
32. Что будет, если в схеме генератора не выполняется баланс амплитуд?
33. Нарисуйте схему простого мультивибратора на транзисторах.
34. Нарисуйте схему симметричного мультивибратора на ОУ.
35. Поясните порядок работы симметричного мультивибратора на ОУ.
36. Поясните порядок работы ждущего мультивибратора на ОУ.
37. Что такое триггер?
38. Назовите известные Вам виды триггеров.
39. Что такое делитель частоты?
40. Что такое счетчик импульсов?
41. По какому принципу работает триггер Шмитта?
42. Нарисуйте схему триггера Шмитта на ОУ.
43. Из каких частей состоит источник вторичного электропитания?
44. Как работает выпрямитель, построенный по мостовой схеме?
45. Нарисуйте схему параметрического стабилизатора и поясните принцип его работы.
46. Нарисуйте схему компенсационного стабилизатора и поясните принцип его работы.

1. В каком режиме работают транзисторы?



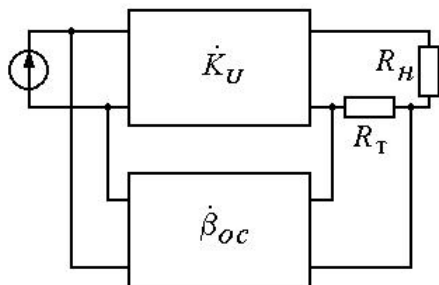
- A. Режим А.
- B. Режим В.
- C. Режим АВ.
- D. Режим С.

2. Какая обратная связь показана на рисунке?



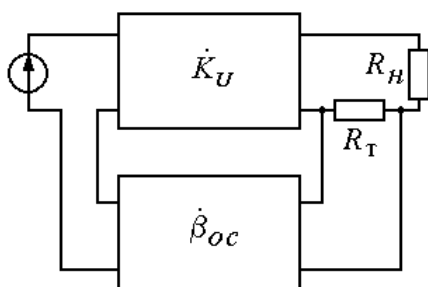
- A. Параллельная по току.
- B. Параллельная по напряжению.
- C. Последовательная по току.
- D. Последовательная по напряжению.

3. Какая обратная связь показана на рисунке?



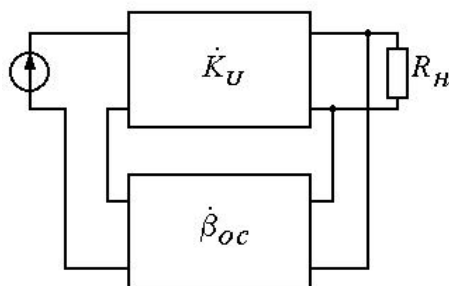
- A. Параллельная по току.
- B. Параллельная по напряжению.
- C. Последовательная по току.
- D. Последовательная по напряжению.

4. Какая обратная связь показана на рисунке?



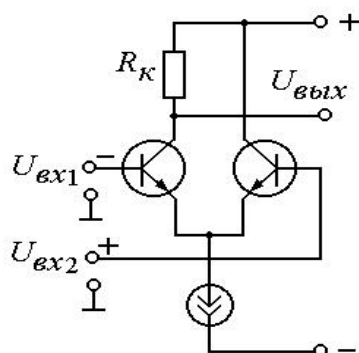
- A. Параллельная по току.
- B. Параллельная по напряжению.
- C. Последовательная по току.
- D. Последовательная по напряжению.

5. Какая обратная связь показана на рисунке?



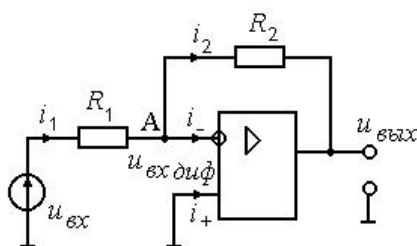
- A. Параллельная по току.
- B. Параллельная по напряжению.
- C. Последовательная по току.
- D. Последовательная по напряжению.

6. Чем вход U_{ex1} отличается от входа U_{ex2} ?



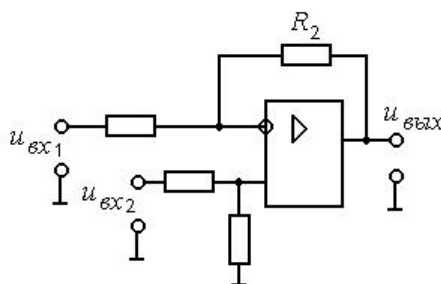
- A. Изменяет фазу сигнала на выходе усилителя 180° .
- B. Не изменяет фазу сигнала на выходе.
- C. Обладает меньшим входным сопротивлением.
- D. Применяется только для подачи отрицательного напряжения.

7. Схема какого устройства показана на рисунке?



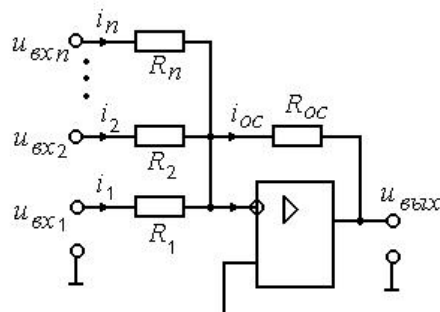
- A. Сумматор.
- B. Инвертирующий усилитель.
- C. Интегратор.
- D. Вычитающее устройство.

8. Схема какого устройства показана на рисунке?



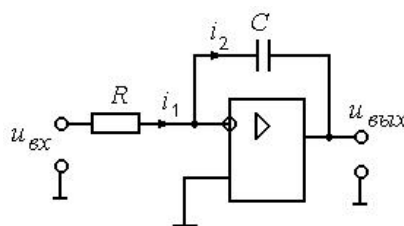
- A. Сумматор.
- B. Инвертирующий усилитель.
- C. Интегратор.
- D. Вычитающее устройство.

9. Схема какого устройства показана на рисунке?



- A. Сумматор.
- B. Инвертирующий усилитель.
- C. Интегратор.
- D. Вычитающее устройство.

10. Схема какого устройства показана на рисунке?



- A. Сумматор.
- B. Инвертирующий усилитель.
- C. Интегратор.
- D. Вычитающее устройство.

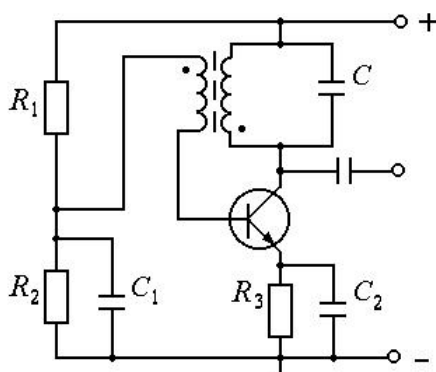
11. Условие баланса амплитуд в генераторе выполняется, когда произведение коэффициента усиления усилителя на коэффициент передачи цепи обратной связи

- A. Равно 0.
- B. Равно 1.
- C. Больше 0.
- D. Больше 1.

12. Наличие положительной обратной связи характерно для?

- A. Усилителя в режиме А.
- B. Усилителя в режиме В.
- C. Операционного усилителя.
- D. Генератора электрических сигналов.

13. На рисунке обмотки трансформатора включены противофазно. Для чего?



- A. Чтобы увеличить усиление сигнала.

- В. Чтобы уменьшить усиление сигнала.
- С. Чтобы обеспечить баланс фаз.
- Д. Чтобы обеспечить баланс амплитуд.

14. Для генератора синусоидальных сигналов баланс амплитуд и баланс фаз выполняются

- А. На одной частоте.
- В. В некоторой области частот.
- С. Для комбинационной частоты.
- Д. Для максимальной частоты в спектре.

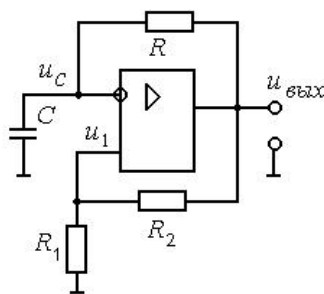
15. Встречно-параллельная диодная пара в схеме на рис. 97 обеспечивает

- А. Защиту операционного усилителя от пробоя.
- В. Баланс фаз.
- С. Стабилизацию амплитуды выходного сигнала.
- Д. Стабилизацию частоты выходного сигнала.

16. Как изменится сигнал на выходе генератора, изображенного на рис. 97, если емкость C увеличить в два раза?

- А. Амплитуда выходного сигнала уменьшится в два раза.
- В. Амплитуда выходного сигнала увеличится в два раза.
- С. Частота выходного сигнала увеличится в два раза.
- Д. Частота выходного сигнала уменьшится в два раза.

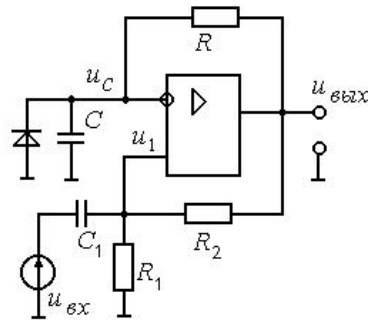
17. На рисунке показана схема



- А. С двумя временно устойчивыми состояниями равновесия.
- В. С двумя устойчивыми состояниями равновесия.

- С. С одним устойчивым и одним временно устойчивым состояниями равновесия.
- Д. Работающая в качестве счетчика импульсов.

18. На рисунке показана схема



- А. С двумя временно устойчивыми состояниями равновесия.
 - В. С двумя устойчивыми состояниями равновесия.
 - С. С одним устойчивым и одним временно устойчивым состояниями равновесия.
 - Д. Работающая в качестве счетчика импульсов.
19. Какие импульсные устройства используют в счетчиках импульсов?
- А. Т-триггеры.
 - В. RS-триггеры.
 - С. Мультивибраторы.
 - Д. Компараторы.
20. Какой элемент не входит в структуру вторичного источника электропитания?
- А. Выпрямитель.
 - В. Сглаживающий фильтр.
 - С. Стабилизатор.
 - Д. Генератор.

ЧАСТЬ 6. ЦИФРОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Логические элементы. Мультивибраторы и триггеры на логических элементах. Регистры и счетчики импульсов. Комбинационные устройства. Сумматоры. Структура процессора

Цифровая электроника представляет собой разновидность импульсных устройств, которая связана с формированием, преобразованием и обработкой информации, представленной в виде последовательности импульсных сигналов – двоичных чисел, то есть, в виде двоичного кода. Примером устройства цифровой электроники является рассмотренный ранее счетчик импульсов.

Цифровая электроника находит широкое применение как в измерительной, так и в микропроцессорной технике и ЭВМ.

Раздел 22. Логические элементы

Большинство устройств цифровой электроники составляют так называемые логические элементы, которые реализуют различные логические операции.

Основными логическими операциями являются: операции НЕ (логическое отрицание или инверсия), операция ИЛИ (логическое сложение или дизъюнкция) и операция И (логическое умножение или конъюнкция).

Операция НЕ

Логическое отрицание от функции A обозначается $\bar{A}$ (говорится «НЕ A »). Связь между A и $\bar{A}$ определяется так называемой таблицей истинности, приведенной на рис. 116, а.

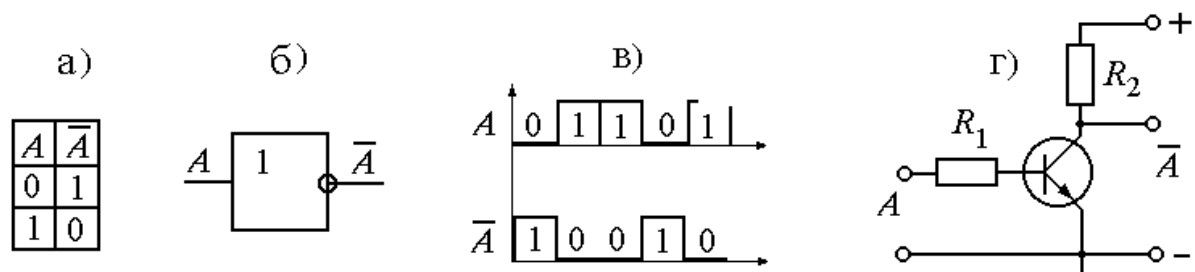


Рис. 116. Характеристика логического элемента НЕ

Обозначение логического элемента НЕ, временные диаграммы сигналов и простейший пример его реализации на основе транзисторного

ключа показаны на рис. 116, б, в, г. Цифры 0 и 1 соответствуют наличию и отсутствию напряжения и называются логический ноль и логическая единица.

Операция ИЛИ

Логическое сложение в случае двух независимых переменных обозначается как $F = A + B$ (читается «А или В») и определяется таблицей истинности, приведенной на рис. 117. а.

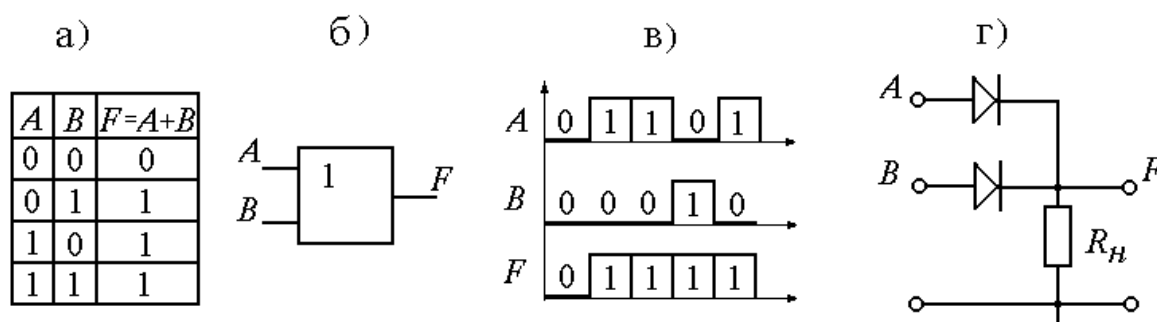


Рис. 117. Характеристика логического элемента ИЛИ

Операцию ИЛИ можно выполнить для двух, трех и более независимых переменных. Функция $F = 1$, если хотя бы одна из переменных равна логической единице.

На рис. 117, б, в, г приведено обозначение элемента, временные диаграммы сигналов на входах и выходе элемента и простейший пример реализации. Напряжение на выходе элемента будет соответствовать логической единице, если хотя бы на один из входов будет подан положительный единичный сигнал.

Операция И

Логическое умножение обозначает $F = AB$ (читается «А и В») и определяется таблицей истинности, приведенной на рис. 118, а.

Функция $F = 1$ только тогда, когда все входные независимые переменные равны логическим единицам. На рис. 118, б, в, г приведены обозначение, временные диаграммы сигналов на входах и выходе и простейшая реализация логического элемента.

Напряжение на выходе ($F = 1$) будет только в том случае, если все диоды будут закрыты, то есть, на всех входах будет действовать напряжение (логическая единица). В противном случае (напряжение

отсутствует хотя бы на одном входе) открывшийся диод шунтирует нагрузку и на ней будет потенциал открытого диода (логический ноль).

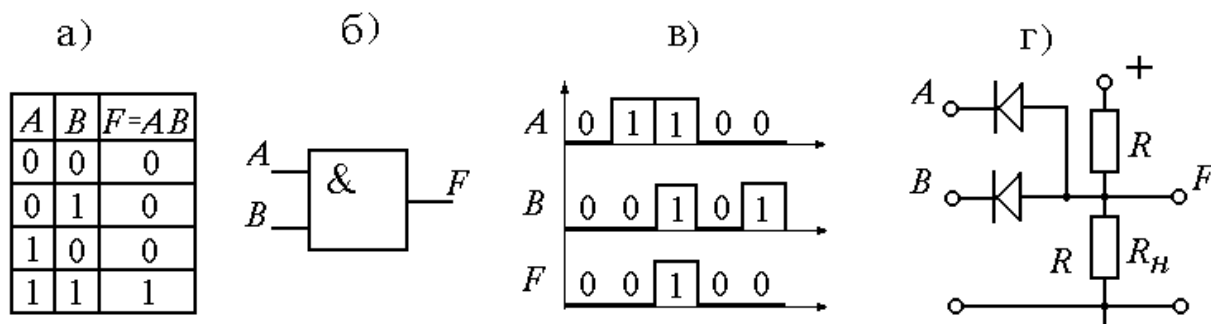


Рис. 118. Характеристика логического элемента И

Приведенные на рис. 116, 117, 118 примеры являются простейшими вариантами реализации логических элементов. В настоящее время наиболее распространены специализированные интегральные микросхемы (ИМС). Логические ИМС базируются на нескольких схемных решениях, то есть, на нескольких типах логик, составляющих серии микросхем, отличающихся уровнями электрических сигналов и напряжением питания. Наибольшее распространение имеет транзистор – транзисторная логика (ТТЛ-логика) использующая, биполярные транзисторы и МДП-логика, использующая полевые транзисторы. Имеются и другие типы логик.

Логические ИМС выпускаются в виде серий (наборов) элементов, которые обеспечивают выполнение большого количества логических операций. В основе каждой серии лежит схемное решение основного (базового) логического элемента, на котором создается более сложная схема. В качестве основных чаще всего выбирают элементы ИЛИ-НЕ и И-НЕ. Конкретные схемные решения для основных элементов логик можно найти в справочной литературе.

Таблица истинности элементов ИЛИ-НЕ и И-НЕ имеют вид:

A	B	$F = A + B$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

A	B	$F = AB$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

По сравнению с таблицами истинности для элементов ИЛИ и И значения F инверсны, то есть выходная функция элементов ИЛИ и И подвергнута операции НЕ.

Обозначение логических элементов ИЛИ-НЕ и И-НЕ приведено на рис. 119, а, б.

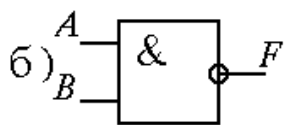
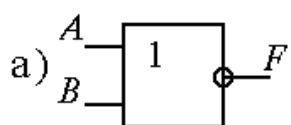


Рис. 119. Логические элементы ИЛИ-НЕ и И-НЕ

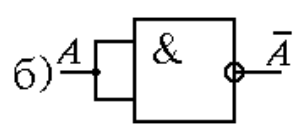
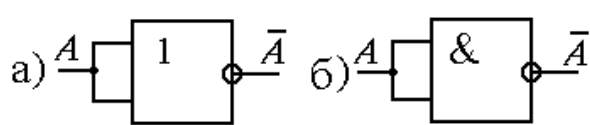


Рис. 120. Выполнение логической операции НЕ

Указанные элементы выбраны в качестве базовых в сериях из-за того, что они являются универсальными. На их основе можно не только реализовать в чистом виде основные операции НЕ, ИЛИ, И, но и построить любое логическое и цифровое устройство.

Так, например, операция НЕ может быть осуществлена на схемах ИЛИ-НЕ и И-НЕ, когда на каждом из входов действует переменная A (рис. 120 а, б).

Операция И выполняется схемами, показанными на рис. 121.

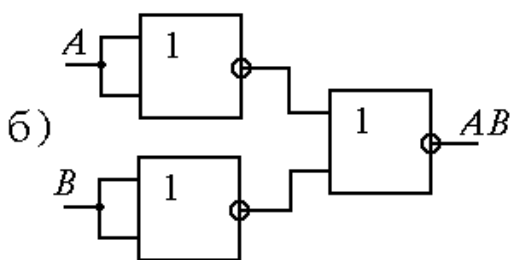
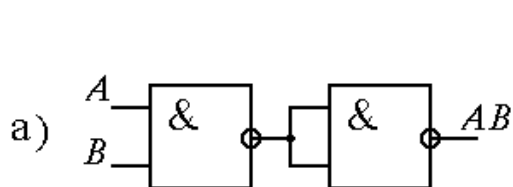


Рис. 121. Выполнение логической операции И

Операция ИЛИ выполняется схемами, показанными на рис. 122.

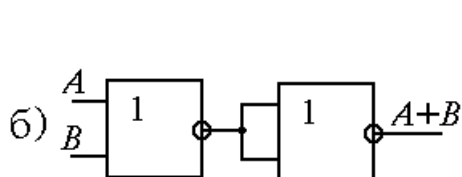
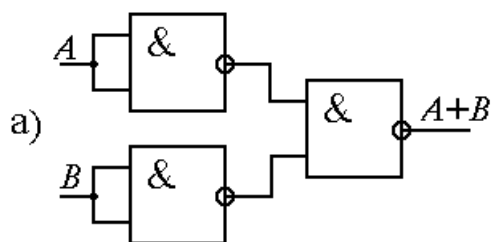


Рис. 122. Выполнение логической операции ИЛИ

Раздел 23. Мультивибраторы и триггеры на логических элементах

На логических элементах можно выполнить разнообразные устройства, например, рассмотренные ранее мультивибратор, триггер Шмитта и RS -триггер.

Схема симметричного мультивибратора приведена на рис. 123.

Элементы $D1$ и $D2$, включенные инверторами, соединены между собой последовательно, образуя как бы двухкаскадный транзисторный усилитель с непосредственной связью. Конденсатор C , включенный между выходом элемента $D2$ и входом элемента $D1$, создает между выходом и входом такого усилителя положительную обратную связь, благодаря которой мультивибратор и возбуждается.

Предположим, что в начальный момент времени на выходе элемента $D2$ будет напряжение высокого уровня, а на выходе элемента $D1$ будет напряжение низкого уровня. Конденсатор C заряжается через резистор R . Как только напряжение на левой (по схеме) обкладке конденсатора, а значит и на входе элемента $D1$ станет ниже порогового уровня состояние всех элементов изменится на противоположное. Теперь конденсатор начинает разряжаться через резистор R и элемент $D2$, а затем, когда элементы переключатся в первоначальное состояние, будет вновь заряжаться и т.д. В результате на выходе элемента $D2$ будут непрерывно формироваться импульсы напряжения, близкие к прямоугольным. (Описанный мультивибратор можно собрать, например, на микросхеме К155ЛА3, состоящей из четырех логических элементов И-НЕ).

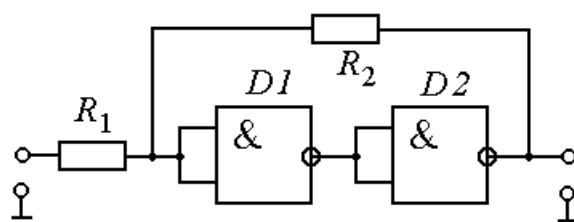
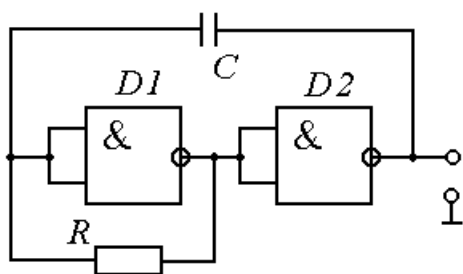


Рис. 123. Схема мультивибратора Рис. 124. Схема триггера Шмитта

Триггер Шмитта можно выполнить по схеме, показанной на рис. 124.

Положительная ОС вводится путем включения резистора R_2 между выходом второго инвертора и входом первого. Входное напряжение подается через дополнительный резистор R_1 , сопротивление которого

влияет на глубину положительной ОС. Увеличение сопротивления этого резистора уменьшает чувствительность триггера к изменению входного напряжения.

На рис. 125, а приведена схема генератора тактовых импульсов с кварцевой стабилизацией частоты на ТТЛ логике. Частота следования импульсов совпадает с частотой последовательного резонанса кварца. Здесь конденсаторы C_1 и C_2 служат для подавления возможной паразитной генерации на частотах, отличных от частоты кварцевого резонатора. Для устранения влияния нагрузки на частоту генератора применен буферный элемент $D3$. Настройка заключается в установке генерируемой частоты с помощью подбора емкости конденсатора C_3 . Генератор тактовых импульсов с кварцевой стабилизацией частоты можно собрать всего на одном элементе КМОП (рис. 125, б).

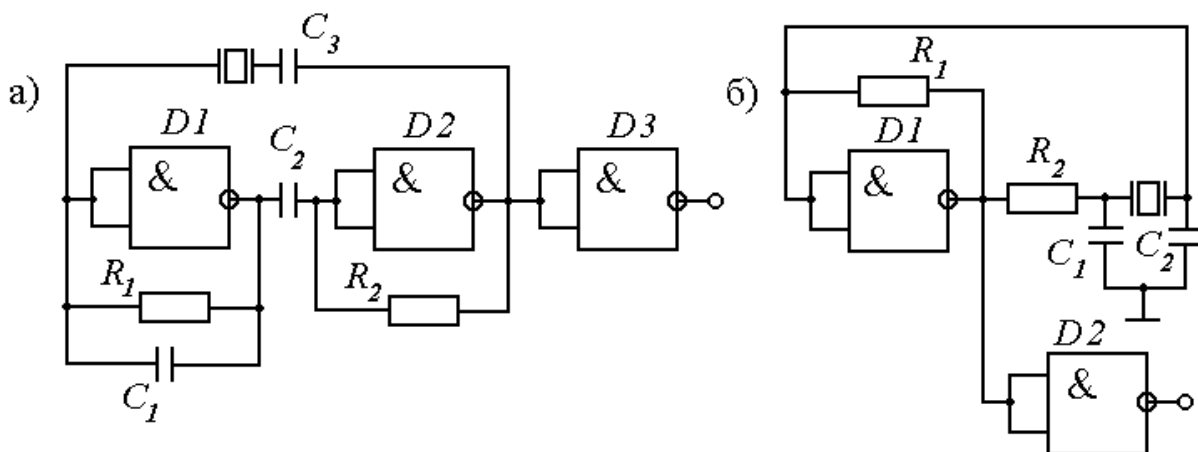


Рис. 125. Мультивибраторы на логических элементах, стабилизированные кварцем

В нем резистор R_1 выводит элемент $D1$ на линейный участок передаточной характеристики. Резистор R_2 выполняет одновременно несколько функций: обеспечивает дополнительный сдвиг фаз в цепи ООС по переменному току, предотвращает возможность паразитного самовозбуждения, снижает мощность, рассеиваемую на кварцевом резонаторе, что благотворно сказывается на стабильности частоты, а также ослабляет шунтирующее действие на кварцевый резонатор, что также повышает стабильность частоты. Сопротивление резистора R_1 может быть 0,1 ... 20 МОм, причем при большем его сопротивлении увеличивается влияние паразитных наводок, а при меньшем —

ухудшается стабильность частоты. Сопротивление резистора R_2 может быть от единиц до десятков килоом. Конденсаторы C_1 и C_2 емкостью от нескольких пикофард до долей микрофарады.

Для повышения стабильности на выходе генератора полезно установить буферный каскад на элементе $D2$.

Другим примером является асинхронный RS -триггер. Триггер называют асинхронным, потому что он переходит в новое состояние немедленно после поступления входного сигнала.

RS -триггер может быть построен на различных логических элементах. Пример его реализации на логических элементах И-НЕ и ИЛИ-НЕ показан на рис. 126 а, б.

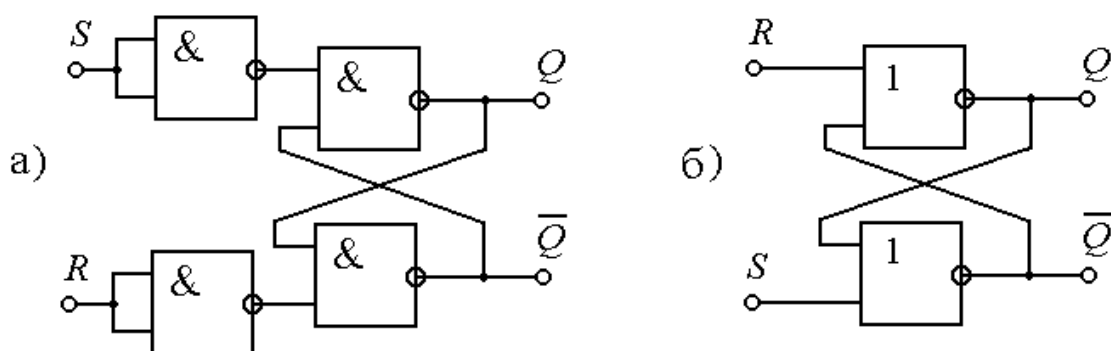


Рис. 126. Примеры реализации RS -триггера на логических элементах

На рис. 127 приведено обозначение RS -триггера и временные диаграммы, иллюстрирующие его работу. В момент, когда на входе $S = 1$ триггер переходит в состояние $Q = 1$. При отсутствии входных сигналов состояние триггера не изменяется, а когда $R = 1$ триггер переключается в состояние $Q = 0$, в котором пребывает до поступления нового единичного сигнала на S -вход.

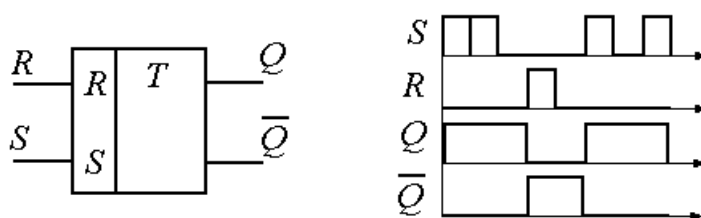


Рис. 127. Условное обозначение и временные диаграммы RS -триггера

Синхронные триггеры

Во многих устройствах необходимо синхронизировать во времени переключения триггеров. Для этого используют дополнительный вход синхронизации C , на который подаются положительные тактовые импульсы (импульсы синхронизации), а сами триггеры называют синхронными. Такие триггеры воспринимают информацию на входах только при наличии тактового импульса и переходят в новое устойчивое состояние в момент прихода заднего фронта этого тактового импульса.

Рассмотрим для примера синхронный RS -триггер (рис. 128).

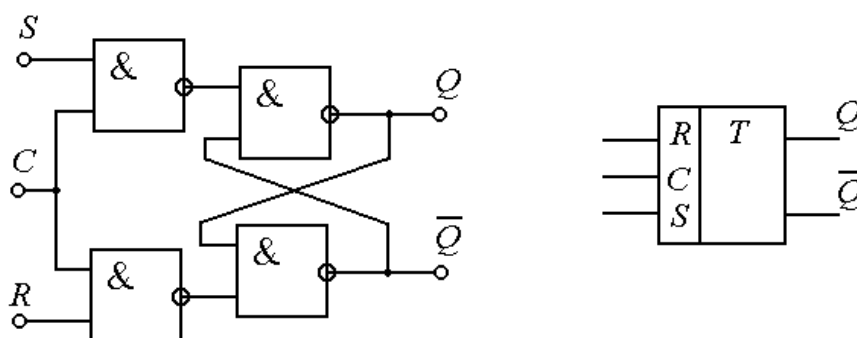


Рис. 128. Синхронный RS -триггер

Если на входе C – логический ноль, то на выходе верхнего и нижнего элементов И-НЕ будет логическая единица независимо от воздействий на входы R и S . То есть, импульсы на входе не приводят к изменению состояния триггера.

Если же на вход синхронизации подана логическая единица, то схема реагирует на входные сигналы точно так же, как и рассмотренная ранее на рис. 126.

Другим видом синхронных триггеров является D -триггер. Он имеет два входа – информационный D (*delay* – задержка) и тактовый C для синхронизации работы триггера (рис. 129).

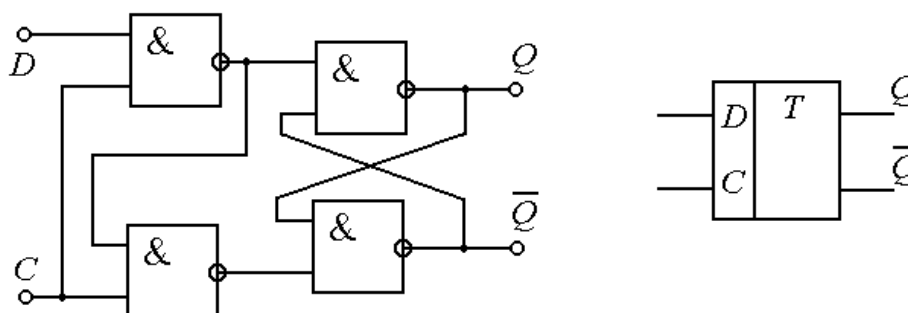


Рис. 129. D -триггер

Триггер реагирует на сигнал, подаваемый на информационный вход только в моменты поступления импульсов синхронизации на вход C ($C=1$). В этом случае выходной сигнал Q повторяет входной D : $Q=1$, если $D=1$ и $Q=0$, если $D=0$.

Иными словами, D -триггер запоминает сигнал на входе D в момент прихода импульса синхронизации и хранит его до момента прихода следующего импульса. Это свойство D -триггера позволяет использовать его как элемент памяти: он находит применение в регистрах памяти.

Раздел 24. Регистры и счетчики импульсов

Регистрами называют функциональные узлы, предназначенные для хранения информации. Информация поступает и хранится в регистрах в виде n – разрядных двоичных чисел. Существуют параллельный и последовательный регистры.

Схема параллельного трехразрядного регистра приведена на рис. 130.

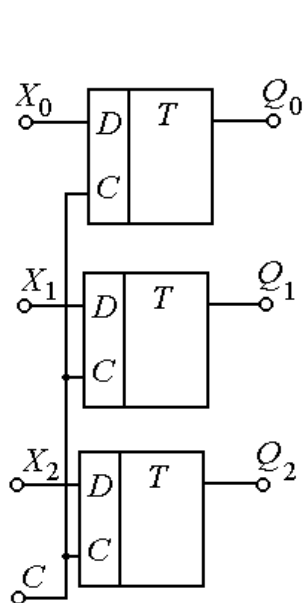


Рис. 130. Параллельный регистр

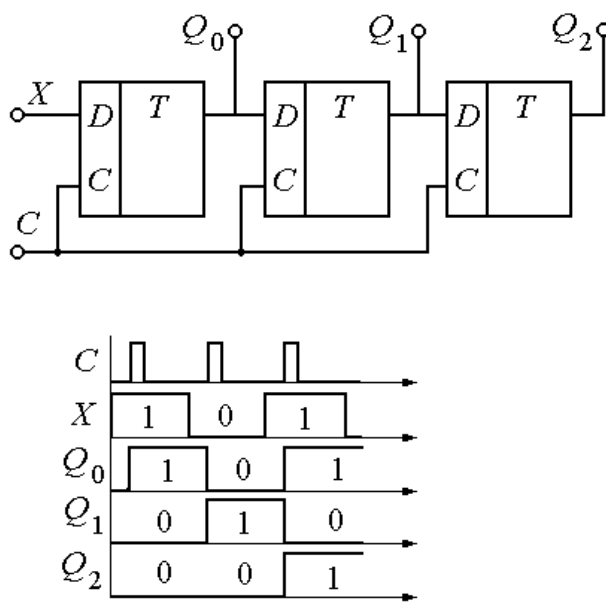


Рис. 131. Последовательный регистр

Информация поступает в виде параллельного кода, то есть все разряды X_0 , X_1 , X_2 поступают одновременно.

Когда на тактовые входы всех триггеров одновременно подается тактовый импульс синхронизации (записи), по переднему фронту этого импульса переключаются все триггеры одновременно и получаем: $Q_0 = X_0$, $Q_1 = X_1$, $Q_2 = X_2$.

Информация хранится в параллельном регистре в виде параллельного кода и может быть считана с выходов триггеров.

Схема последовательного трехразрядного регистра и временные диаграммы, иллюстрирующие его работу, приведены на рис. 131.

Записываемое число поступает по одному входу X в виде последовательного кода.

При поступлении первого тактового импульса в момент переднего фронта в каждом триггере записывается значение логического сигнала на его входе.

Поступившее на вход X число 101 после третьего тактового импульса оказывается записанным в разрядах триггера. После этого последовательный код в регистре может быть преобразован в параллельный код: число может быть считано с выходов триггеров Q_0, Q_1, Q_2 .

При поступлении каждого тактового импульса записываемая информация сдвигается в регистре, поэтому последовательный регистр еще называют сдвиговым.

Если после записи в регистр числа вновь подавать тактовые импульсы, число поразрядно будет прочитываться на выходе старшего разряда и оттуда может быть передано к другим устройствам.

Наиболее универсальным среди синхронных триггеров является приведенный на рис. 132 JK -триггер (J – *jump* – переброс или прыжок; K – *keep* – держать или сохранять).

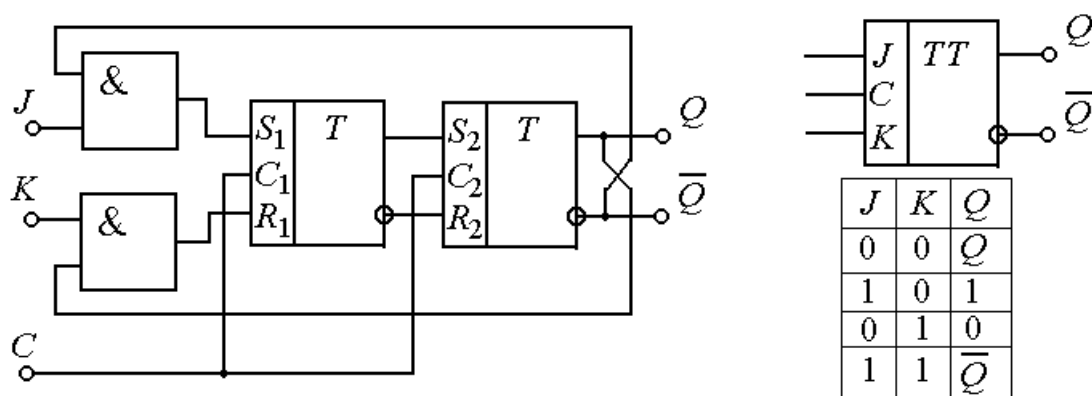


Рис. 132. JK -триггер: схема, условное обозначение и таблица истинности

Сигнал на входе J включает триггер: при $J = 1$ установится $Q = 1$. Сигнал на входе K выключает триггер: при $K = 1$ установится $Q = 0$. При

входном сигнале $J = K = 1$ начальное состояние триггера ($J = K = 0$) меняется на противоположное, что отличает его от RS -триггера, где аналогичная комбинация сигналов недопустима.

JK -триггеры могут быть снабжены установочными входами S и R . Эти входы асинхронные: при $S = 1$, $R = 0$ на триггере мгновенно устанавливается $Q = 1$, а при $R = 1$, $S = 0$ состояние триггера $Q = 0$.

Рассмотренные выше триггеры выпускают и в интегральном исполнении, в виде отдельных микросхем.

В силу своей универсальности JK -триггеры могут выполнять функции рассмотренных ранее триггеров. Кроме того, они могут работать в режиме T -триггера (счетного триггера), имеющего один вход. (С простейшим T -триггером на транзисторах мы уже встречались ранее).

Для превращения JK -триггера в T -триггер входы J и K присоединяются к потенциалу, соответствующему логической единице: $J = K = 1$. В момент прохождения заднего фронта тактового импульса на вход C триггер переключается в противоположное состояние $Q = \bar{Q}$. Если JK -триггер используется в режиме счетного триггера, то тактовый вход обычно обозначается буквой T .

Счетные триггеры широко применяются в делителях частоты, распределителях и счетчиках импульсов.

Как уже отмечалось ранее, счетчики импульсов позволяют подсчитывать количество поступающих на вход импульсов. Результат счета в них записывается в двоичном виде или двоичном коде.

Максимальное число N , которое может быть записано в счетчик, равно $2^n - 1$, где n – число разрядов счетчика. Каждый разряд счетчика включает в себя триггер. Наиболее просты схемы счетчиков на синхронных T -триггерах.

На рис.133 показана схема трехразрядного счетчика на сложение. Он осуществляет счет импульсов от 0 до 7. Число N может быть увеличено при подключении к выходу счетчика дополнительных разрядов.

Первый триггер счетчика образует младший разряд, сигнал Q_0 поступает на вход второго разряда, выходное напряжение которого подается на вход третьего разряда.

Нетрудно видеть, что состояние разрядов представляет собой запись числа поступивших импульсов в двоичном коде. После записи

максимального числа N счетчик автоматически обнуляется. При поступлении дальнейших импульсов начинается новый цикл счета.

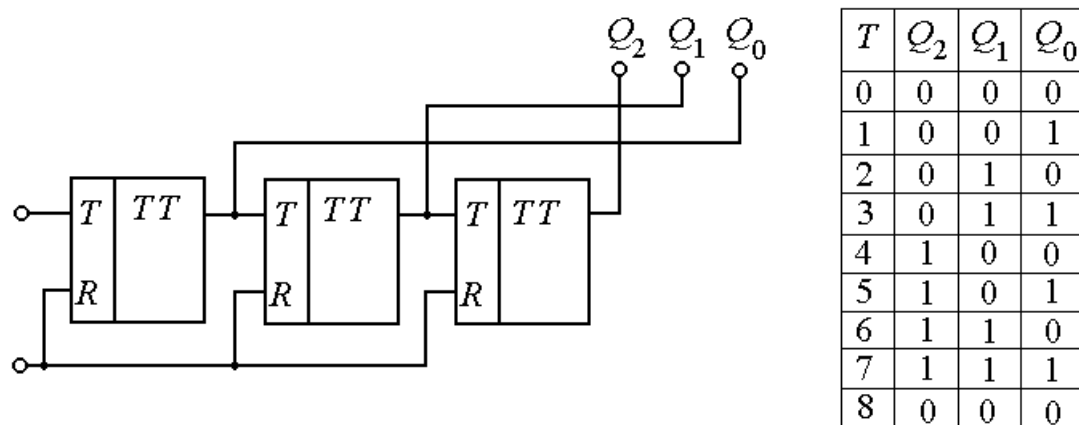


Рис. 133. Трехразрядный счетчик на сложение

Аналогично суммирующему счетчику строится счетчик на вычитание, схема которого приведена на рис.134.

В начале работы подачей сигнала на установочные входы установлено состояние $Q_0 = Q_1 = Q_2 = Q_3 = 1$.

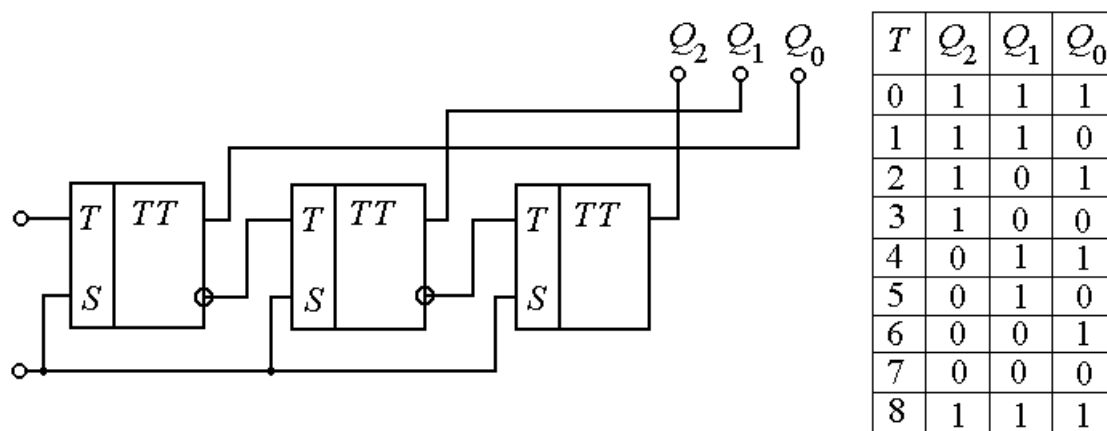


Рис. 134. Трехразрядный счетчик на вычитание

Состояние разрядов счетчика представляют собой двоичную запись убывающего числа.

Рассмотренные примеры соответствуют двоичным счетчикам, для которых $N = 2^n - 1$. При $N \neq 2^n - 1$ – будет счетчик с произвольным коэффициентом счета. Часто встречающимся примером счетчика с произвольным коэффициентом счета является десятичный счетчик (счет от 0 до 9), который широко применяется в цифровых устройствах. Такой счетчик можно реализовать на четырех T -триггерах по обычной

схеме. Однако, в схему нужно дополнительно ввести логический элемент И-НЕ для установки всех триггеров в нулевое состояние (очистка счетчика) с приходом десятого импульса (рис. 135).

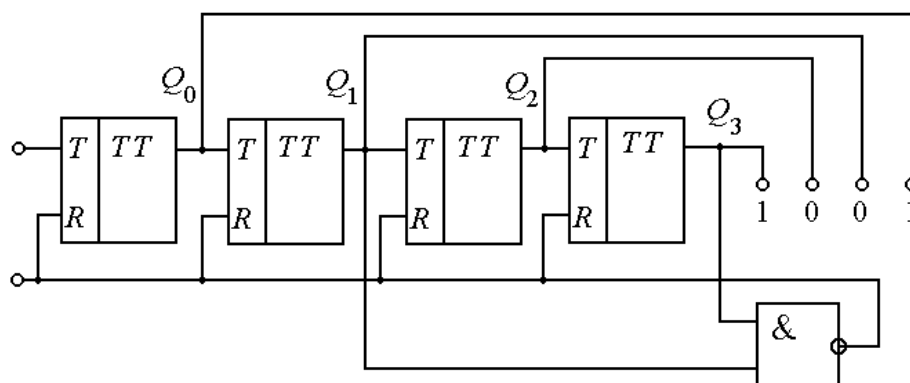


Рис. 135. Десятичный счетчик

С приходом первого импульса после того, как счетчик сосчитал до 1001 (до 9 в десятичной системе счисления), на выходе счетчика будет 1010, элемент И-НЕ переключается и на его выходе будет логический ноль: все триггеры установятся в состояние 0000.

Часто возникает необходимость в счетчиках, которые осуществляли бы сложение и вычитание поступающих импульсов. Такие счетчики называются реверсивными. Реверсные счетчики имеют два счетных входа. При подаче импульса на вход «+1» код, записанный в счетчике, увеличивается на единицу, а при поступлении импульса на вход «-1» код, записанный в счетчике, уменьшается на единицу.

Рассмотренные устройства относятся к так называемым последовательным устройствам, у которых при смене информации на входах для предсказания сигналов на выходах необходимо знать и состояние, в котором устройство было до этого.

Раздел 25. Комбинационные устройства

Другим видом логических устройств, являются комбинационные устройства, состояние которых однозначно определяется входным сигналом и не зависит от его предыдущих состояний.

Мультиплексор и демультиплексор

Мультиплексором называется комбинационное устройство, имеющее несколько входов и один выход. Причем выход соединяется с одним из

входов ($X_0, X_1, \dots$) в зависимости от двоичного кода на отдельных адресных входах (A, B).

Пример мультиплексора на 4 входа показан на рис. 135. На схемах он обозначается буквами *MUX*.

При $A = B = 0$ двоичная информация на выход Y поступает с информационного входа X_0 , при $A = 1, B = 0$ – со входа X_1 и т.д.

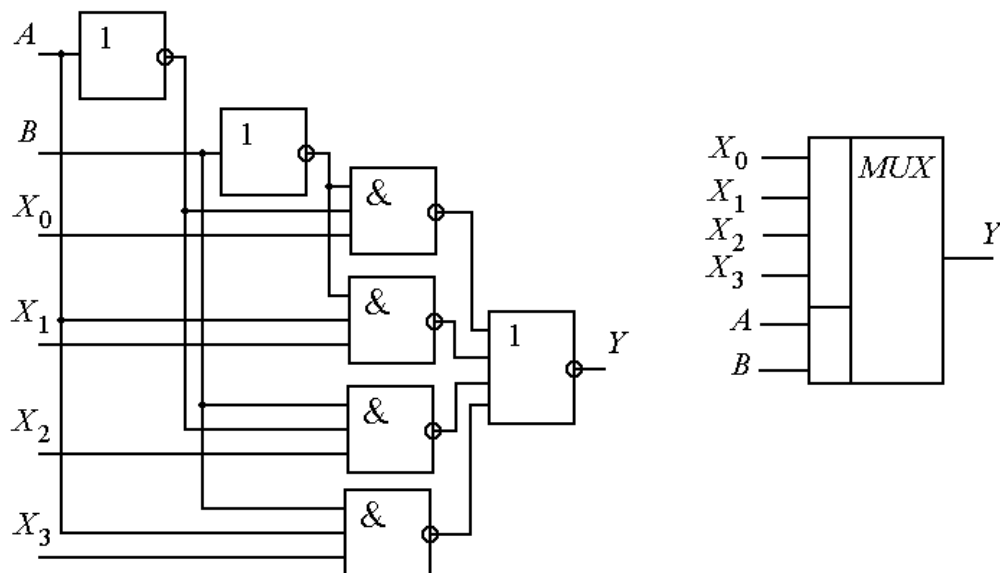


Рис. 135. Схема и обозначение мультиплексора

Обратная задача решается с помощью демультиплексора, подключающего один вход к одному из нескольких информационных выходов. Пример демультиплексора на 4 выхода показан на рис. 136.

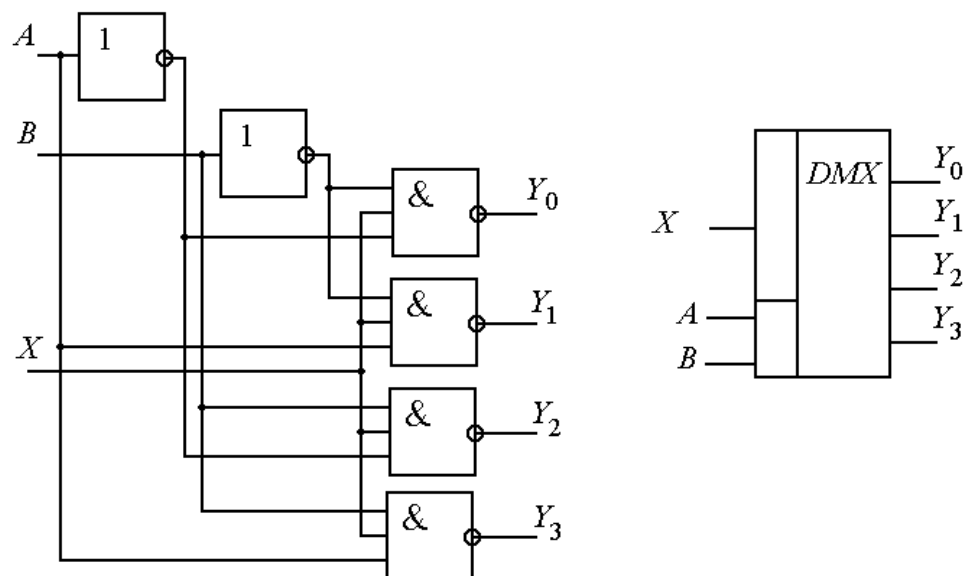


Рис. 136. Схема и обозначение демультиплексора

С помощью адресного кода, подаваемого на входы AB , вход X подключается к одному из выходов $Y_0 - Y_3$.

Шифратор и дешифратор

Шифратор – это комбинационное устройство, преобразующее единичный сигнал на одном из входов в двоичный код, соответствующий номеру входа.

Пример построения шифратора для преобразования десятичных чисел от 0 до 9 в двоичный код на логических элементах ИЛИ приведен на рис. 137.

На любой из входов шифратора $X_0...X_9$ через контакты можно подать напряжение, соответствующее логической единице. При этом на выходе шифратора формируется цифровой код, соответствующий номеру замкнутого контакта. На схемах шифратор обозначается буквами CD (от английского слова *coder*).

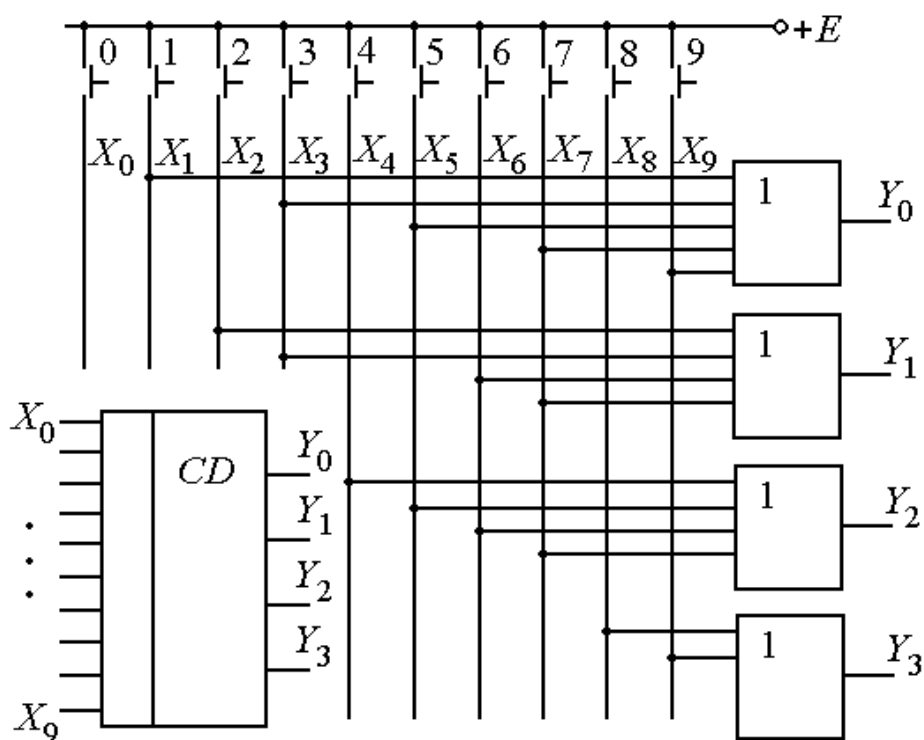


Рис. 137. Схема шифратора на элементах ИЛИ

Дешифратором называют комбинационное устройство, преобразующее двоичный код на входе в единичный сигнал, появляющийся на том выходе, десятичный номер которого соответствует двоичному коду. На

схемах дешифратор обозначается буквами *DC* (от английского слова *decoder*).

Дешифратор широко используется в качестве преобразователя двоичного кода в десятичный. Рассмотрим примера его применения в схеме распределителя импульсов.

На основе счетчика и дешифратора строится распределитель импульсов, который поочередно формирует импульсы на его выходах. Схема распределителя импульсов на 7 выходов и временные диаграммы его работы приведены на рис. 138. Тактовые импульсы поступают на вход трехразрядного двоичного счетчика *СТ*. Двоичный код на выходе счетчика преобразуется дешифратором *DC* в импульс на одном из его выходов.

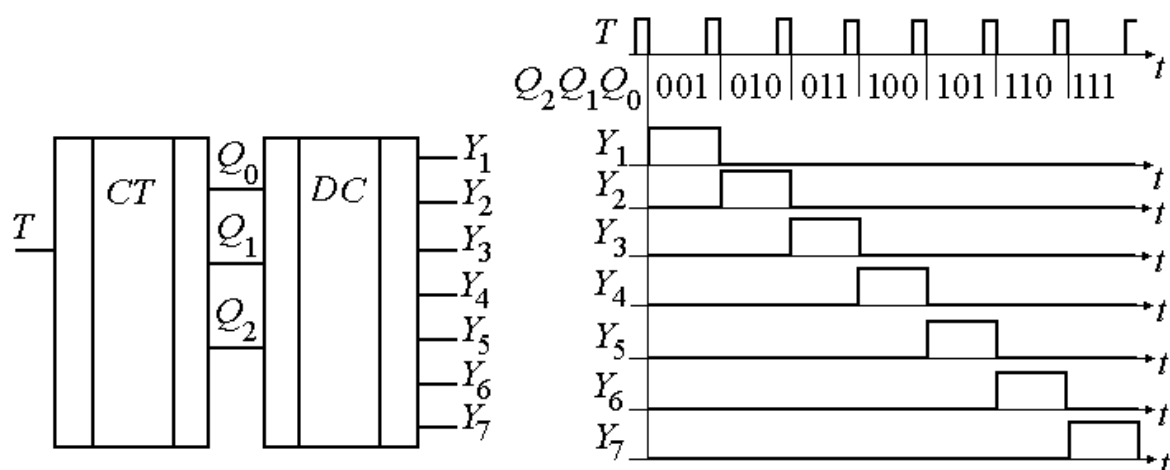


Рис. 138. Распределитель импульсов

Индикация цифровой информации

Для визуального представления цифровой информации часто применяют сегментные индикаторы. Семь независимых элементов индикатора позволяют записать любые цифры, а также изобразить знак «минус».

Для связи цифровых устройств с сегментными индикаторами разработаны специальные дешифраторы, которые преобразуют четырехразрядный двоичный код на входе в семь выходных сигналов, подача которых на одноименные сегменты индикатора обеспечивает свечение соответствующей десятичной цифры.

Пример применения такого дешифратора показан на рис. 139.

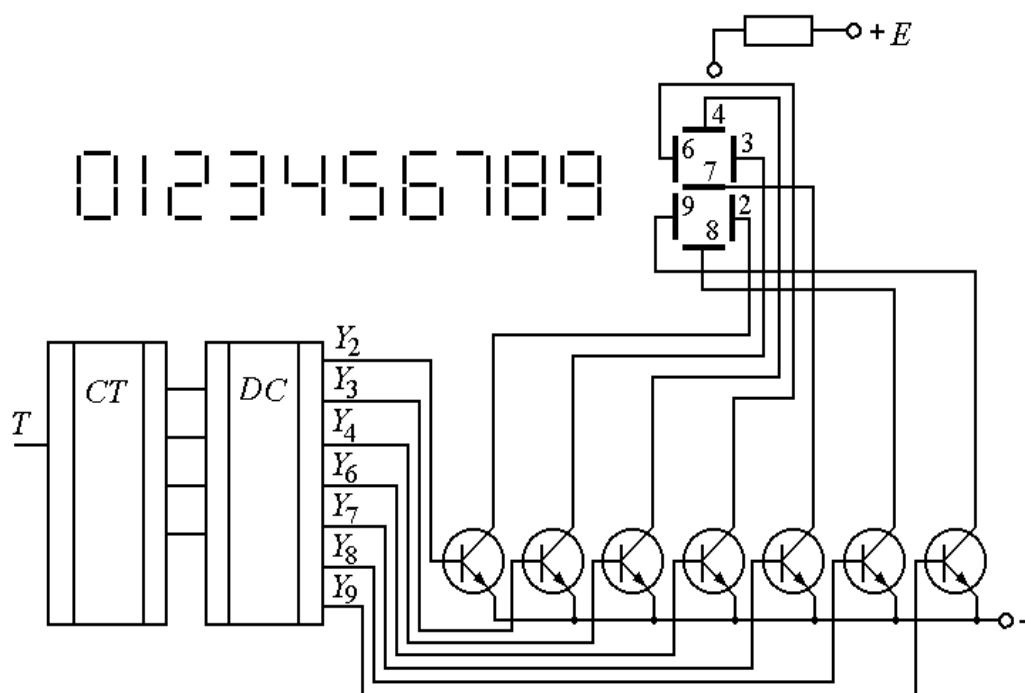


Рис. 139. Счетчик со светодиодным индикатором

Раздел 26. Сумматоры

Рассмотрим принцип работы сумматора, для чего вначале сравним суммирование двух десятичных и двоичных чисел $A + B$:

$$\begin{array}{r} 18 \\ + 23 \\ \hline 41 \end{array} \quad \begin{array}{r} 10010 \\ + 10111 \\ \hline 101001 \end{array}$$

По внешнему виду правила одинаковы:

1. Сложение производится поразрядно – от младшего разряда к старшему (справа налево);
2. В младшем разряде вычисляется сумма младших разрядов слагаемых A_0 и B_0 . Эта сумма в данной системе счисления может быть записана однозначным числом S_0 , либо двухзначным числом P_0S_0 . Число P_0 называют переносом в старший разряд или просто переносом.
3. Во всех последующих разрядах находится сумма этих разрядов слагаемых A_i и B_i , и при $P_{i-1} \neq 0$ к этой сумме добавляется перенос: результат сложения в i -м разряде записывается в виде S_i или P_iS_i .

Сумматор – это устройство, которое разряд за разрядом (начиная с младшего разряда) складывает «единицы» и «нули» первого и второго

слагаемых. Таблица истинности для сложения двух одноразрядных двоичных чисел имеет вид:

A	B	P	S
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	1	0

Первые три операции может выполнить один элемент ИЛИ. Что же касается четвертого сочетания слагаемых (1+1), то здесь необходим перенос «единицы» в следующий разряд. Это реализуется с помощью нескольких логических элементов.

Работу одноразрядного сумматора иллюстрирует рис. 140.

Оба слагаемых подаются не только на элемент ИЛИ, но одновременно еще и на элемент И₂, а с него на элемент НЕ. На рис. 140 показаны в столбик все возможные варианты суммирования двух одноразрядных чисел. В первых трех случаях (0+0, 0+1, 1+0) элемент И₂ не переключается, так как на его входе нет двух единичных импульсов. А значит, в этих случаях на выходе инвертора будут логические единицы. Если на вход сумматора одновременно поступают два единичных импульса (1+1), то на выходе сумма (S) будет ноль, а перенос P примет значение логической единицы.

Рассмотренная схема может использоваться только для суммирования в младшем разряде и называется поэтому полусумматором. Полусумматор обозначается на схемах буквами HS .

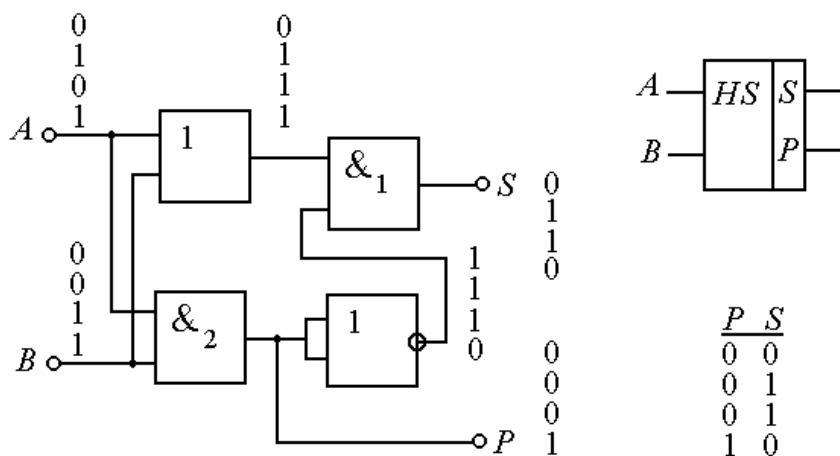


Рис. 140. Одноразрядный сумматор (полусумматор)

При суммировании двух многоразрядных чисел для каждого разряда (кроме младшего) необходимо использовать устройство, имеющее дополнительный вход переноса. Такое устройство называется полным сумматором (рис. 141).

Соединяя полусумматоры и полные сумматоры определенным образом, получают устройства для сложения нескольких разрядов двоичных чисел. Например, трехразрядный сумматор показан на рис. 142.

На выходах $S_0 - S_2$ формируется двоичный код суммы двух трехразрядных чисел $A_2A_1A_0$ и $B_2B_1B_0$, а на выходе P_2 формируется сигнал переноса, так как при сложении двух трехразрядных двоичных чисел может получиться четырехразрядное число.

Одноразрядные, двухразрядные и четырехразрядные сумматоры выпускают в виде интегральных микросхем. С целью наращивания разрядности суммируемых чисел микросхемы соединяют последовательно, для чего выход переноса соединяют с входом переноса микросхем, принадлежащим более высоким разрядам. У микросхемы, суммирующей младшие разряды чисел, вход переноса следует соединить с общим проводом.

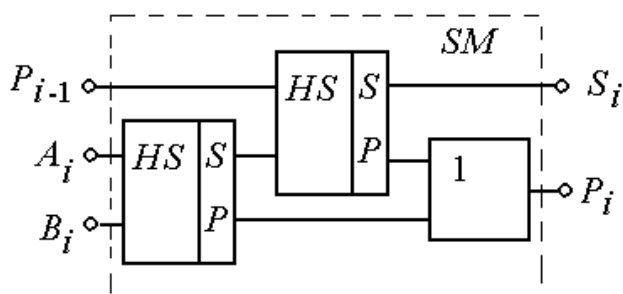


Рис. 141. Полный сумматор

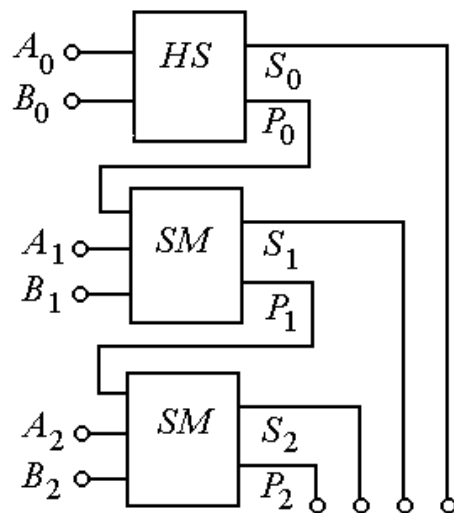


Рис. 142. Трехразрядный сумматор

Приведенный на рис. 142 сумматор называется параллельным, поскольку информационные сигналы поступают на все входы одновременно. В параллельном сумматоре для каждого двоичного разряда нужен отдельный сумматор.

Другой способ сложения используется в последовательном сумматоре. Четырехразрядное суммирующее устройство последовательного действия, использующее регистры сдвига, можно представить в виде, показанном на рис. 143

В этой схеме имеются два регистра сдвига, в которые предварительно записываются значения суммируемых чисел A и B . Выходная сумма S накапливается в сдвиговом регистре суммы.

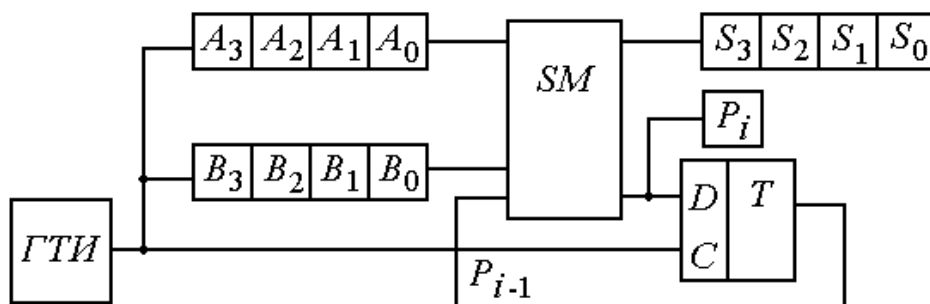


Рис. 143. Сумматор последовательного типа

На первом тактовом импульсе, поступающем с генератора тактовых импульсов (ГТИ) складываются значения младшего разряда (A_0 и B_0), сумма S_0 появляется в регистре суммы, а на выходе переноса P_i появляется сигнал (символ) переноса P_0 («1» или «0»). На втором тактовом импульсе складываются значения следующего разряда и перенос P_0 , поступающий на вход P_{i-1} сумматора от D -триггера, обеспечивающего задержку сигнала переноса на время прихода очередного разряда. Результат S_1 записывается в регистр суммы, а на выходе переноса формируется новый сигнал P_1 . На третьем тактовом импульсе складываются разряды A_2 , B_2 и перенос P_1 . На четвертом (последнем) тактовом импульсе процесс суммирования завершается.

Раздел 27. Структура процессора

Рассмотрим на простом примере принципы работы процессора. Знание этих принципов является хорошей базой для освоения ЭВМ любых типов и различных микропроцессорных модулей.

На рис. 144 приведена упрощенная структурная схема процессора и его связь с памятью ЭВМ.

Команды исходной программы обычно размещаются пользователем в соседних ячейках памяти. Процессор считывает одну команду из памяти и выполняет указанную в ней операцию. Затем он считывает следующую команду из последующей ячейки и выполняет следующую операцию и т. д.

В состав процессора входят пять основных регистров (регистр команд, аккумулятор, регистр данных, счетчик команд, регистр адреса), арифметико-логическое устройство (АЛУ), выполняющее операции сложения двух операндов, логического умножения и т.д.

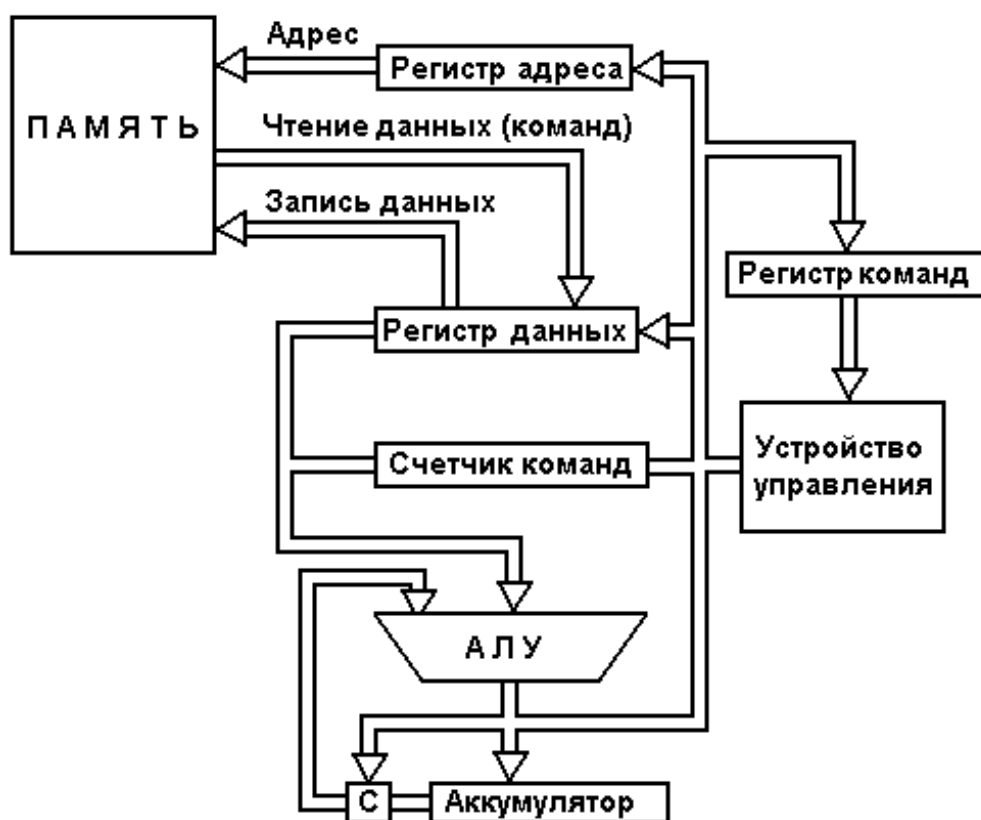


Рис. 144. Структурная схема процессора

Рассмотрим назначение всех регистров процессора и АЛУ.

Счетчик команд (СК). Он служит для организации обращения к ячейкам памяти, в которых хранится программа. В конце каждого цикла исполнения команды счетчик указывает адрес ячейки памяти, содержащей следующую команду программы. Так как команды чаще всего заносятся в последовательные ячейки, а при выполнении текущей команды содержимое счетчика увеличивается на единицу, то он автоматически указывает адрес следующей команды.

Регистр команд (РК). Этот регистр используется для хранения команды, непосредственно выполняемой машиной. Код операции команды пересылается из РК в устройство управления ЭВМ и декодируется. После этого происходят действия по реализации команды: считывание операнда и (или) выполнение операции, предписываемой командой.

Регистр адреса (РА). Он содержит значение исполнительного адреса ячейки памяти. Если ЭВМ осуществляет выборку команды, то в РА пересылается содержимое счетчика команды СК для указания адреса ячейки, где хранится команда.

Регистр данных (РД). Используется для временного хранения слов при обмене информацией между памятью и процессором. При считывании команды, числа или символа из памяти в процессор это слово сначала попадает в регистр данных, а потом пересылается либо в регистр команд (команды), либо в другие регистры процессора. При пересылке данных из процессора в память они сначала помещаются в РД, и лишь затем записываются в нужную ячейку памяти.

Когда информационное слово находится в регистре данных, оно доступно для осуществления арифметических или логических операций. Содержимое РД может быть, например, сложено с содержимым аккумулятора, и полученный результат занесен в аккумулятор.

Аккумулятор (А). Аккумулятор является одним из главных элементов процессора. Машина может выполнять арифметическую или логическую операцию только над двумя операндами одновременно. Обычно первый операнд извлекается из памяти в регистр данных, в то время как второй находится в аккумуляторе. Операция, задаваемая командой, выполняется над содержимым РД и А, и результат операции помещается в аккумулятор.

Всякий раз, когда при операции двоичного сложения возникает переполнение в старшем разряде, перенос теряется. Однако его можно записать в одноразрядный регистр переноса (С), выступающий в качестве продолжения аккумулятора и заполняющийся при его переполнении.

Арифметико-логическое устройство (АЛУ) позволяет выполнять арифметические операции, такие как сложение и вычитание с учетом переноса и т.д.

Рассмотрим, например, порядок сложения чисел 53 и 106 по программе, приведенной ниже. Хотя и команды, и данные должны быть закодированы в двоичной форме (единственной форме, которую понимает ЭВМ), эта программа для простоты написана с символическим обозначением команд.

Используются следующие команды

CLA (Clear Accumulators – очистить аккумулятор) – по этой команде производится установка аккумулятора в нуль.

ADD (ADD – сложить) – по этой команде содержимое ячейки с номером, написанным вслед за ADD, складывается с содержимым аккумулятора и результат остается в аккумуляторе.

MOV (MOVe – переслать) – по этой команде содержимое аккумулятора пересылается в ячейку с номером, написанным вслед за MOV, содержимое аккумулятора при этом сохраняется.

HLT (HaLT – стоп).

Программа вычисления суммы двух чисел

Ячейки памяти		Комментарии
адрес	содержимое	
20	0053	Первое слагаемое
21	0106	Второе слагаемое
22	0000	Ячейка, предназначенная для результата
23	CLA	Аккумулятор содержит 0000 (очистка)
24	ADD 20	Аккумулятор содержит 53
25	ADD 21	Аккумулятор содержит 59 (53 + 106)
26	MOV 22	В ячейку с адресом 22 записывается
27	HLT	Останов машины

Программа записана в память ЭВМ, начиная с ячейки 23, а числовые данные – с ячейки 20. Ячейка с номером 22 отведена для записи суммы. Для выполнения программы необходимо установить в счетчик команд число 23 и пустить ЭВМ. Тогда выполнение программы начнется с чтения содержимого ячейки 23. Команда CLA установит аккумулятор в

нуль. При выполнении этой команды содержимое счетчика команд увеличится на 1 и следующая команда будет считываться из ячейки 24. Это команда ADD 20 складывает содержимое ячейки 20 с содержимым аккумулятора, то есть 53 с 0. По окончании выполнения команды в аккумуляторе содержится число 53, а в счетчике команд – 25 (он опять наращивается на 1)

Следующая команда читается из ячейки 25, выполняется суммирование содержимого ячейки 21 и аккумулятора, то есть 106 и 53. По окончании команды в аккумуляторе содержится сумма $106 + 53 = 159$, а в счетчике команд – 26. Следующая команда – MOV 22 пересылает содержимое аккумулятора в ячейку с адресом 22. Теперь в этой ячейке и аккумуляторе содержится число 159, а в счетчике команд – 27. Из ячейки 27 выбирается команда HLT, счетчик команд наращивается на 1 (в нем содержится число 28), но по команде HLT прекращается выборка команд, то есть фиксируется окончание выполнения программы (содержимое ячейки 28 не выбирается в регистр команд и не интерпретируется как команда).

Контрольные вопросы и тестовые задания

1. Перечислите основные логические операции?
2. Нарисуйте схему элемента НЕ и поясните порядок его работы.
3. Нарисуйте схему элемента ИЛИ и поясните порядок его работы.
4. Нарисуйте схему элемента И поясните порядок его работы.
5. Используя логические элементы И-НЕ и ИЛИ-НЕ нарисуйте схему реализации логической операции НЕ.
6. Используя логические элементы И-НЕ и ИЛИ-НЕ нарисуйте схему реализации логической операции ИЛИ.
7. Используя логические элементы И-НЕ и ИЛИ-НЕ нарисуйте схему реализации логической операции И.
8. Нарисуйте схему и поясните порядок работы мультивибратора на логических элементах.
9. Нарисуйте схему и поясните порядок работы триггера Шмитта на логических элементах.
10. Приведите пример схемы мультивибратора на логических элементах, стабилизированного кварцем.

11. Приведите пример реализации и поясните порядок работы асинхронного *RS*-триггера на логических элементах.
12. Что такое синхронный триггер?
13. Приведите пример реализации и поясните порядок работы синхронного *RS*-триггера на логических элементах.
14. Что такое *D*-триггер и где он применяется?
15. Поясните порядок работы *D*-триггера.
16. Что такое регистр?
17. Приведите пример реализации и поясните порядок работы параллельного регистра.
18. Приведите пример реализации и поясните порядок работы последовательного регистра.
19. Что такое счетчик импульсов?
20. Нарисуйте схему двоичного счетчика на сложение.
21. Нарисуйте схему двоичного счетчика на вычитание.
22. Нарисуйте схему десятичного счетчика.
23. Что такое реверсивный счетчик?
24. Какие устройства называются комбинационными?
25. Что такое мультиплексор? Нарисуйте его схему.
26. Что такое демultipлексор? Нарисуйте его схему.
27. Что такое шифратор? Нарисуйте его схему.
28. Что такое дешифратор? Нарисуйте его схему.
29. Как осуществляется визуализация цифровой информации?
30. Как производится суммирование двух двоичных чисел?
31. Нарисуйте схему и поясните порядок работы одноразрядного сумматора.
32. Нарисуйте схему трехразрядного сумматора.
33. Нарисуйте схему и поясните порядок работы сумматора последовательного типа.
34. Нарисуйте схему и поясните порядок работы цифровой схемы сравнения на основе сумматора.
35. Нарисуйте схему простого процессора. Дайте характеристику работы его регистров.
36. Поясните назначение команд *ADD* и *MOV*.

1. Какую логическую операцию выполняет элемент НЕ?
 - А. Логическое отрицание.
 - В. Логическое сложение.
 - С. Логическое умножение.
2. Какую логическую операцию выполняет элемент ИЛИ?
 - А. Логическое отрицание.
 - В. Логическое сложение.
 - С. Логическое умножение.
3. Какую логическую операцию выполняет элемент И?
 - А. Логическое отрицание.
 - В. Логическое сложение.
 - С. Логическое умножение.
4. Какую логическую операцию будет выполнять элемент ИЛИ-НЕ, если объединить его входы?
 - А. Логическую операцию сложения.
 - В. Логическую операцию умножения.
 - С. Логическую операцию отрицания.
5. Что такое регистр?
 - А. Устройство, обеспечивающее коммутацию определенного входа на выход.
 - В. Устройство, обеспечивающее подключение входа к одному из выходов.
 - С. Устройство, обеспечивающее хранение информации.
 - Д. Устройство, обеспечивающее сравнение двух чисел.
6. Что такое мультиплексор?
 - А. Устройство, обеспечивающее коммутацию определенного входа на выход.
 - В. Устройство, обеспечивающее подключение входа к одному из выходов.
 - С. Устройство, обеспечивающее хранение информации.
 - Д. Устройство, обеспечивающее сравнение двух чисел.

7. Что такое демультиплексор?

- A. Устройство, обеспечивающее коммутацию определенного входа на выход.
- B. Устройство, обеспечивающее подключение входа к одному из выходов.
- C. Устройство, обеспечивающее хранение информации.
- D. Устройство, обеспечивающее сравнение двух чисел.

8. Что такое компаратор?

- A. Устройство, обеспечивающее коммутацию определенного входа на выход.
- B. Устройство, обеспечивающее подключение входа к одному из выходов.
- C. Устройство, обеспечивающее хранение информации.
- D. Устройство, обеспечивающее сравнение двух чисел.

9. Что такое шифратор?

- A. Устройство, преобразующее единичный сигнал на одном из входов в двоичный код, соответствующий номеру входа.
- B. Устройство, преобразующее двоичный код на входе в единичный сигнал на одном из выходов.
- C. Устройство, преобразующее непрерывный сигнал в последовательность двоичных кодов.
- D. Устройство, преобразующее двоичные коды в непрерывный сигнал.

10. Что такой дешифратор?

- A. Устройство, преобразующее единичный сигнал на одном из входов в двоичный код, соответствующий номеру входа.
- B. Устройство, преобразующее двоичный код на входе в единичный сигнал на одном из выходов.
- C. Устройство, преобразующее непрерывный сигнал в последовательность двоичных кодов.
- D. Устройство, преобразующее двоичные коды в непрерывный сигнал.

ЧАСТЬ 7. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Измерительные механизмы магнитоэлектрической и электромагнитной системы. Построение амперметра и вольтметра. Особенности электронных вольтметров. Аналого-цифровое преобразование сигналов. Теорема Котельникова. Примеры схем ЦАП и АЦП. Измеритель временных интервалов. Цифровой фазометр. Цифровой частотомер. Измерение параметров отдельных резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности.

Измерением называется процесс нахождения значения физической величины опытным путем с помощью специальных технических средств.

Электрические измерения очень разнообразны. Они различаются способами получения результата, различными требованиями к точности измерений и т.д.

В электрических цепях чаще всего встречается два вида измерений. Первый связан с определением параметров электрических воздействий и сигналов и включает в себя измерение амплитуды напряжения или тока, электрической мощности, частоты колебаний, угла сдвига фаз между током и напряжением или между двумя синусоидальными сигналами, измерение временных интервалов и т.д. Второй вид измерений связан с определением параметров элементов цепи: резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности.

При проведении измерений применяют аналоговые и цифровые сигналы.

Аналоговые электрические сигналы представляются в виде напряжений и токов, значения которых определены в любой момент времени. Эти сигналы непрерывно отображают порождающие их физические процессы: они являются их прямыми аналогами.

Аналоговые измерительные приборы состоят из электронной части, предназначенной для преобразования электрической величины, и измерительного механизма.

В цифровых измерительных приборах осуществляется автоматическое преобразование входной измеряемой аналоговой (непрерывной) величины в соответствующую дискретную величину с последующим представлением результата измерения в цифровой форме.

Раздел 28. Аналоговые измерения параметров электрических сигналов

Измерение амплитуды напряжения и тока синусоидальных сигналов

Аналоговые измерительные устройства строятся на основе электромеханических измерительных приборов, показания которых являются непрерывной функцией изменений измеряемой величины. Электромеханический прибор состоит из двух основных частей: измерительной цепи и электромеханического измерительного преобразователя (измерительного механизма). Измерительная цепь, обычно представляющая собой масштабный измерительный преобразователь, преобразует измеряемую величину в другую величину, непосредственно воздействующую на измерительный механизм. В измерительном механизме, состоящем из подвижной и неподвижной частей, электромагнитная энергия этой величины преобразуется в механическую энергию перемещения подвижной части относительно неподвижной.

Рассмотрим для примера два вида измерительных механизмов: первый измерительный механизм называют магнитоэлектрическим, второй электромагнитным.

1. *Магнитоэлектрический измерительный механизм* вместе с вспомогательными элементами показан на рис. 145.

Принцип действия магнитоэлектрического измерительного механизма основан на силовом взаимодействии постоянного магнитного поля и проводника с постоянным током.

Магнитную цепь измерительного механизма образуют постоянный магнит 1, на котором закреплены полюсные наконечники 2, между которыми в свою очередь помещен неподвижный цилиндр 3. Полюсные наконечники и неподвижный цилиндр выполнены из магнитно-мягкого материала. Такая конструкция магнитной цепи позволяет получить в зазоре между полюсными наконечниками 2 и цилиндром 3 равномерное радиальное постоянное магнитное поле. В этом поле находится подвижная катушка 4, которая чаще всего наматывается на алюминиевый каркас. Подвижная катушка 4 крепится на полуосях 5

или растяжках. Измеряемый постоянный ток поступает в катушку через спиральные пружины 6, которые создают противодействующий момент. Кроме того, вспомогательными элементами конструкции являются: 7 – устройство установки нулевого положения указателя-стрелки 8, 9 – балансир, 10 – шкала.

В результате взаимодействия магнитного поля в зазоре с током в катушке создается вращающий момент, под действием которого подвижная катушка поворачивается на полуосях 5. Отклонение катушки будет продолжаться до тех пор, пока вращающий момент $M_{вр}$ не уравнивается противодействующим моментом $M_{пр}$. При этом стрелка 8 отклонится на угол α , пропорциональный току в катушке.

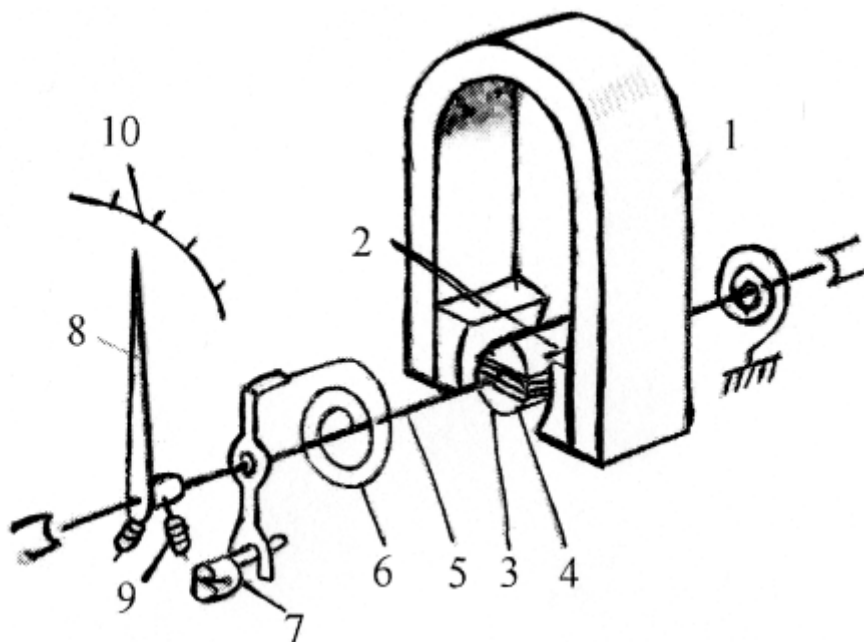


Рис. 145. Магнитоэлектрический измерительный механизм

Вращающий момент измерительного механизма определяется формулой $M_{вр} = B_g S I n$, где B_g – индукция магнитного поля в зазоре, S – площадь катушки, n – число витков катушки, I – ток в катушке, а противодействующий момент $M_{пр} = k \alpha$, где k – коэффициент пропорциональности. Из равенства $M_{вр} = M_{пр}$ следует, что $B_g S I n = k \alpha$, то есть зависимость $\alpha(I) = \frac{B S n}{k} I = s I$ линейная, причем величина $s = \partial \alpha / \partial I$, называемая чувствительностью постоянна вдоль всей

шкалы, что является одним из важных достоинств магнито-электрического измерительного механизма.

2. *Электромагнитный измерительный механизм* показан на рис. 146. Принцип его работы основан на действии магнитного поля неподвижной катушки 1 с током I на сердечник 2 из магнитно-мягкого материала, находящийся в этом поле. Сердечник 2, эксцентрично закрепленный на оси 3, намагничивается и втягивается в щель катушки. Сила, действующая на сердечник, создает вращающий момент $M_{вр}$. Противодействующий момент $M_{пр} = k\alpha$ обеспечивается спиральной пружиной 4. При равенстве вращающего и противодействующего моментов угол отклонения α стрелки 5 пропорционален току I в катушке 1. Для ослабления колебаний стрелки механизм имеет воздушный успокоитель 6.

При обратном направлении тока в катушке меняются местами магнитные полюсы сердечника и сердечник по-прежнему втягивается. Следовательно, механизм пригоден для измерения в цепях постоянного и переменного токов.

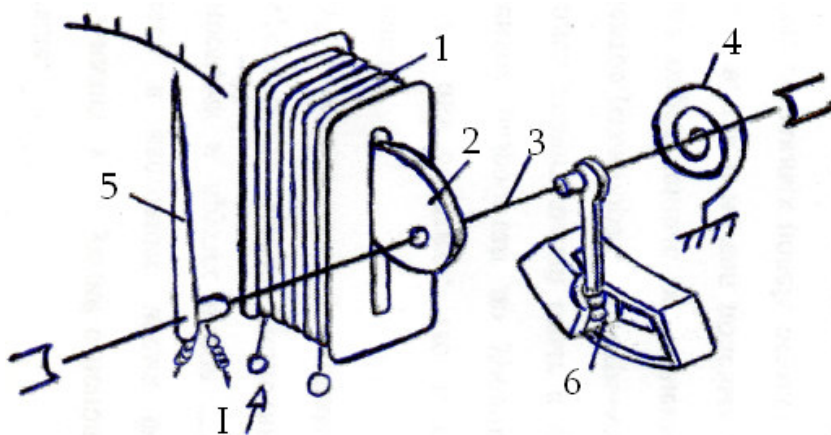


Рис. 146. Электромагнитный измерительный механизм

Вращающий момент

$$M_{вр} = \frac{dW_m}{d\alpha} = \frac{d(LI^2 / 2)}{d\alpha} = \frac{I^2}{2} \frac{dL}{d\alpha},$$

где W_m – энергия магнитного поля катушки, L – индуктивность.

При равенстве вращающего и противодействующего моментов

$$(I^2 / 2) dL / d\alpha = k\alpha,$$

откуда определяется функциональная зависимость угла отклонения стрелки от значения тока

$$\alpha = \frac{I^2}{2k} \frac{dL}{d\alpha}.$$

Из последней формулы видно, что шкала прибора с электромагнитным измерительным механизмом нелинейная. Подбором формы сердечника 2 добиваются того, чтобы изменение производной $dL/d\alpha$ по возможности компенсировало нелинейность зависимости $\alpha(I)$. В реальных измерительных приборах начальный нелинейный участок составляет 20—25 % всей шкалы и часто не градуируется. Это уменьшает чувствительность механизма.

К достоинствам электромагнитного механизма следует отнести простоту конструкции, способность выдерживать большие перегрузки, что объясняется отсутствием токопроводов к подвижной части, пригодность для измерений в цепях переменного и постоянного токов без дополнительных преобразователей. Основные недостатки – малые точность и чувствительность.

Рассмотрим измерения постоянного напряжения.

При измерении напряжения на сопротивлении R в цепи с источником ЭДС E и внутренним сопротивлением $R_{вн}$, вольтметр V подключается параллельно сопротивлению R (рис. 147, а).

В простейшем случае при использовании измерительного механизма магнитоэлектрической системы, схема вольтметра имеет вид, показанный на рис. 147, б, где R_p – сопротивление рамки с током, R_∂ – добавочное сопротивление.

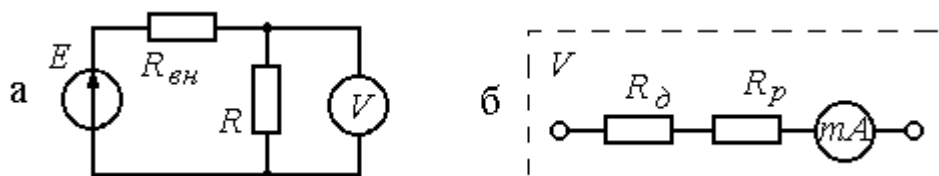


Рис. 147. Схема измерения напряжения

В измерительной цепи вольтметра происходит преобразование измеряемого напряжения U в ток I , необходимый для поворота подвижной части механизма. Обычно ток полного отклонения стрелки магнитоэлектрического измерительного механизма известен (указан на

шкале) и может составлять значения от 0,1 до 30 mA , а добавочное сопротивление рассчитывается по формуле $R_d = U/I - R_p \approx U/I$. Используя несколько добавочных резисторов можно менять пределы измерения напряжения.

Добавочный резистор не надо путать с шунтом. Шунт сопротивлением $R_{ш}$ применяют для расширения пределов измерения измерительных механизмов по току и устанавливают параллельно им. Большая часть измеряемого тока проходит через шунт, а меньшая – через измерительный механизм. Ток I_p , протекающий через измерительный механизм, связан с измеряемым током I зависимостью

$$I = I_p \frac{R_{ш}}{R_{ш} + R_p}.$$

Если необходимо, чтобы ток I_p , был в n раз меньше тока, который необходимо измерить, то сопротивление шунта должно быть:

$$R_{ш} = \frac{R_p}{n - 1},$$

где $n = I/I_p$ – коэффициент шунтирования.

Для измерения переменного напряжения измерительный механизм обычно включают в диагональ выпрямительного моста, обеспечивающего двухполупериодное выпрямление переменного тока.

Одним из основных недостатков описанной схемы измерений напряжения является относительно малое сопротивление цепи вольтметра (до 10 $k\Omega$). Объясняется это тем, что для получения достаточно большого вращающего момента, действующего на подвижную часть измерительного механизма, необходимо, чтобы протекали значительные токи. Такими вольтметрами нельзя пользоваться при измерении напряжений на участках цепи, сопротивление которых сравнимо или больше собственного сопротивления вольтметра.

Поэтому широко применяют электронные вольтметры, которые могут обладать большим входным сопротивлением.

Существует много разновидностей электронных вольтметров. Одна из возможных схем, выполненных как мост постоянного тока, показана на рис. 148.

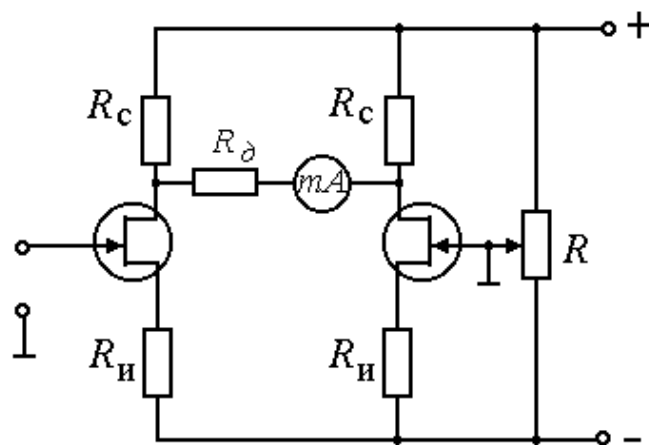


Рис. 148. Схема электронного вольтметра

В два плеча моста симметрично включены одинаковые полевые транзисторы с p - n переходом и n -каналом. Равновесие моста устанавливается с помощью переменного резистора R и фиксируется по нулевому положению стрелки включенного в диагональ моста измерительного механизма при $U_x = 0$.

Если на вход вольтметра подано измеряемое напряжение $U_x \neq 0$, то равновесие моста нарушится и появится ток в диагонали моста. Отклонение стрелки измерительного механизма будет пропорционально значению измеряемого напряжения.

Рассмотренные примеры схем относятся к аналоговым измерительным средствам, поскольку при измерениях имеют дело с непрерывно меняющимися значениями напряжения или тока.

Раздел 29. Цифровые измерения параметров электрических сигналов

В настоящее время широко применяют принцип построения измерительных устройств, в которых для получения результата используют дискретные значения напряжения или тока – импульсные сигналы и, в конечном счете, результат измерений представляется в двоичном коде – определенной последовательности нулей и единиц. Этот тип устройств называют цифровыми измерительными устройствами.

Представление информации в виде кода обеспечивает удобство ее регистрации и обработки, возможность длительного хранения в запоминающих устройствах без потерь, передачу без искажений практически по любым каналам связи, непосредственно ввод в ЭВМ.

В основе цифровых измерительных устройств лежит аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование сигналов.

Аналого-цифровое преобразование сигналов – это такое преобразование, при котором непрерывный сигнал превращается в двоичный дискретный сигнал – цифровой код, а цифро-аналоговое преобразование осуществляет обратную операцию.

Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование осуществляется с помощью специальных устройств, называемых аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП). Эти устройства имеют следующую структуру (рис. 149):

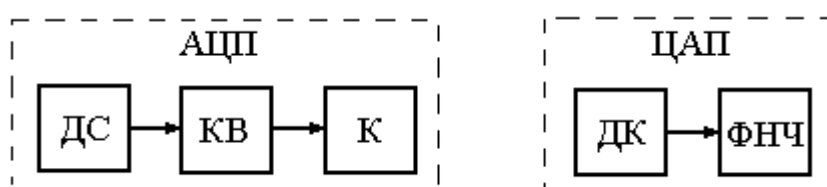


Рис. 149. Структура АЦП и ЦАП

Рассмотрим в общем виде этапы преобразования сигнала на выходе каждого блока АЦП и ЦАП (рис. 150).

Первый этап работы АЦП – преобразование непрерывного сигнала в последовательность отсчетов, то есть в последовательность коротких импульсов, в определенные моменты времени t_i . Операцию замены непрерывного сигнала последовательностью коротких импульсов с амплитудой, соответствующей амплитуде непрерывного сигнала в моменты времени t_i выполняет дискретизатор (ДС).

Теоретическую основу работы ДС составляет теорема Котельникова, которая гласит: что непрерывный сигнал $V(t)$, в спектре которого не содержатся частоты выше ω_m , полностью определяется последовательностью своих мгновенных значений, отсчитанных через интервал времени $\Delta t = \pi / \omega_m$ и может быть представлен рядом:

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} u(k\Delta t) \frac{\sin \omega_m(t - k\Delta t)}{\omega_m(t - k\Delta t)} = \sum_{k=1}^{\infty} u(k\Delta t) f(t - k\Delta t),$$

где $u(k\Delta t)$ – отсчеты сигнала, $f(t - k\Delta t)$ – функция отсчетов.

При практической реализации теоремы Котельникова необходимо выбрать интервал дискретизации в 3 – 5 раз меньше чем величина Δt .

Из теоремы Котельникова следует, что необязательно иметь дело с непрерывным сигналом, достаточно работать с отсчетами мгновенных значений этого сигнала в определенные моменты времени, то есть работать с короткими прямоугольными импульсами с амплитудой, равной амплитуде непрерывного сигнала в моменты времени, кратные Δt .

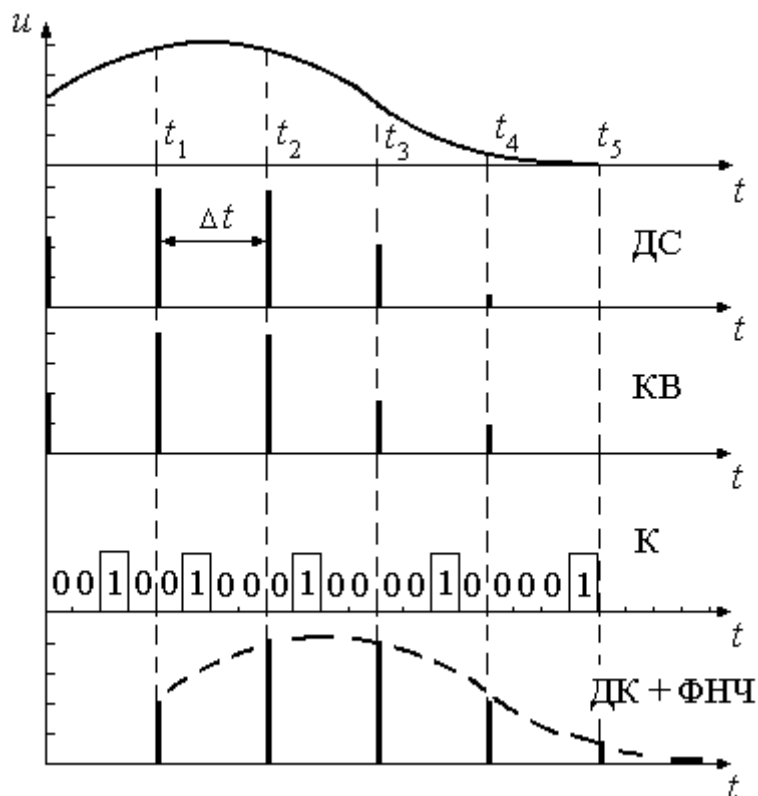


Рис. 150. Этапы преобразования сигнала

Следующая операция, выполняемая в АЦП – это квантование по уровню. Эту операцию выполняет квантователь (КВ).

Процесс квантования по уровню дискретных отсчетов заключается в том, что истинное значение непрерывной функции $u(t)$ в моменты времени $k\Delta t$ заменяются ближайшими разрешенными уровнями. Погрешность вследствие такой замены называется шумом квантования.

Операция кодирования, которая выполняется кодером (К), заключается в том, что каждому разрешенному уровню квантования ставится в соответствие комбинация двоичного кода.

Перейдем теперь к рассмотрению работы ЦАП, то есть к восстановлению непрерывного сигнала.

Для преобразования кодовых комбинаций в импульсы определенной амплитуды используется декодер (ДК).

В соответствии с записанным выше разложением $u(t)$ для восстановления непрерывного сигнала необходимо перемножить импульсы определенной амплитуды с соответствующими функциями отсчетов. Это осуществляется с помощью идеального фильтра низких частот с частотой среза ω_m .

Если на вход такого идеального ФНЧ подать короткий импульс, то на его выходе мы получим импульсную реакцию, практически совпадающую с функцией отсчетов, амплитуда которой пропорциональна амплитуде входного импульса. То есть, если последовательно подавать на вход идеального ФНЧ импульсы – отсчеты $u(k\Delta t)$, то на выходе ФНЧ получим сумму функций отсчетов такого же вида, что и в формуле Котельникова.

В литературе сложилась традиция называть цифро-аналоговым преобразователем только декодер. Это справедливо, когда речь идет о преобразовании цифрового кода в некоторый уровень постоянного напряжения. Пример такого ЦАП показан на рис. 151.

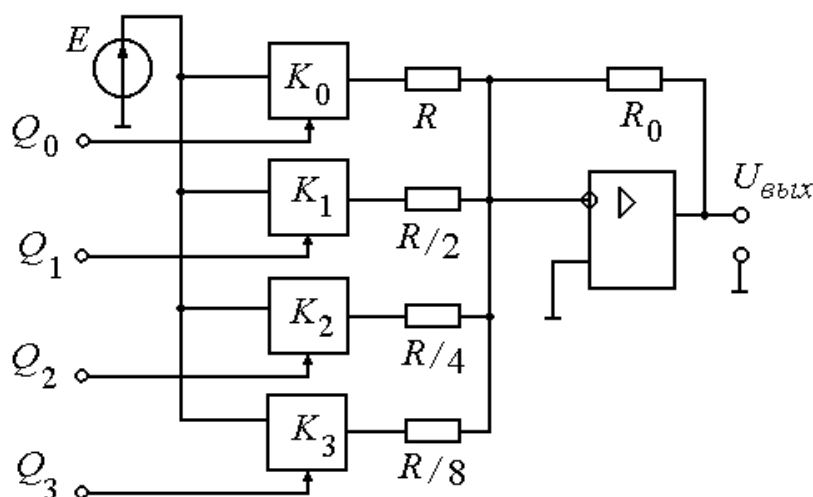


Рис. 151. Схема ЦАП

Основу схемы составляет матрица резисторов с источником постоянного напряжения E , соединенных с инвертирующим входом ОУ через ключи (K), управляемые двоичным кодом. В зависимости от поступающей комбинации нулей и единиц подключаются резисторы с различной величиной сопротивления.

Поскольку ОУ включен по схеме сумматора, напряжение на его выходе будет равно сумме

$$U_{\text{вых}} = -E \left(\frac{R_0 Q_0}{R} + \frac{2R_0 Q_1}{R} + \frac{4R_0 Q_2}{R} + \frac{8R_0 Q_3}{R} \right) = \Delta(Q_0 + 2Q_1 + 4Q_2 + 8Q_3),$$

где Q_0, Q_1, Q_2, Q_3 принимают одно из двух значений – либо 1 (ключ замкнут), либо 0 (ключ разомкнут). Величина $\Delta = -ER_0/R$ соответствует младшему разряду двоичного числа, то есть уровню (шагу) квантования.

Из последней формулы следует, что приведенная схема ЦАП преобразует двоичный код в выходное постоянное напряжение, изменяющееся дискретно от 0 до 15Δ .

Вольтметр – АЦП последовательного приближения

В АЦП последовательного приближения (поразрядного уравнивания) происходит последовательное во времени сравнение измеряемой величины с известной квантованной величиной изменяющейся во времени дискретно по определенному правилу.

Упрощенная схема вольтметра приведена на рис. 152.

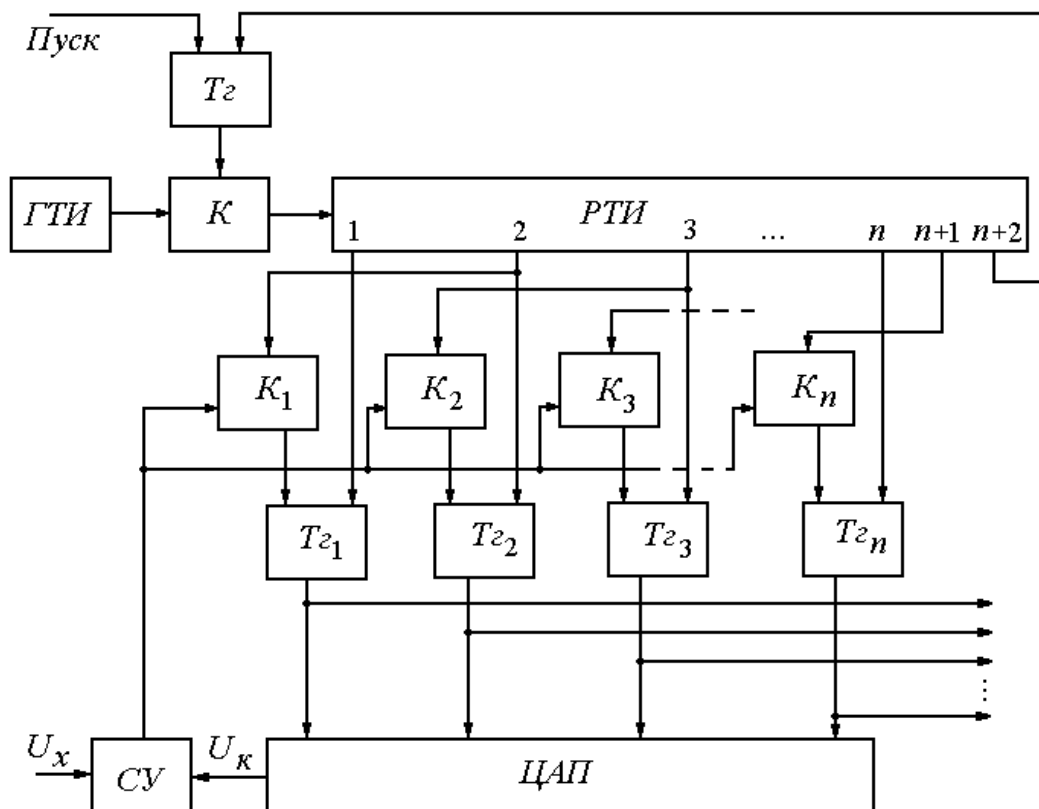


Рис. 152. Схема АЦП последовательного приближения

Измеряемое напряжение U_x поступает на вход сравнивающего устройство (СУ). На второй вход СУ подается напряжение сравнения U_k , снимаемое с ЦАП. В зависимости от знака разности $U_x - U_k$ СУ выдает сигнал управления (ключи $K_1, K_2 \dots K_n$ открыты при $U_x < U_k$, а при $U_x > U_k$ ключи остаются закрытыми) и формируется новый цифровой код на входе ЦАП. При этом напряжение U_k будет изменяться ступенями в соответствии с установленным кодом до тех пор, пока не будет получено с заданной точностью равенство $U_x = U_k$. На рис. 152 использованы также следующие обозначения: ГТИ – генератор тактовых импульсов, РТИ – распределитель тактовых импульсов, выдающий поочередно импульсы на $n + 2$ выходах.

Рассмотрим работу АЦП на примере $U_x = 9$, $n = 5$ (рис. 153).

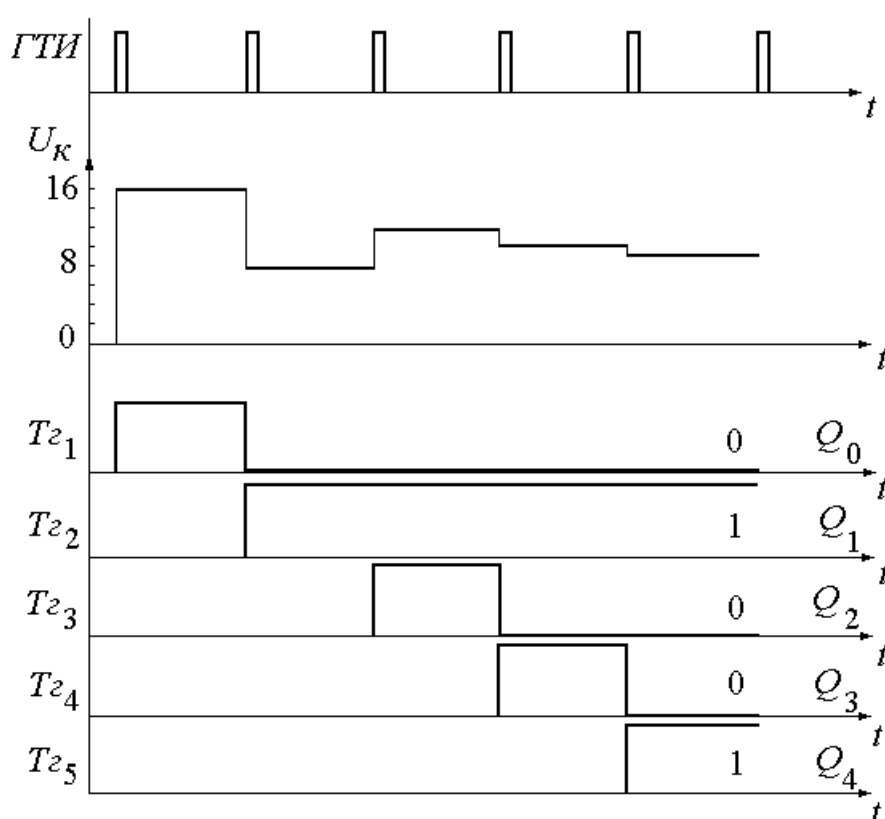


Рис. 153. Формирование двоичного кода числа

Пусковым импульсом триггер T_2 переключается и открывает ключ K . Первый импульс от ГТИ через ключ K поступает на вход распределителя РТИ, который выдает импульс на первом выходе. Под действием этого импульса переключается триггер $T_{г1}$ и на входе ЦАП

появляется напряжение, определяемое кодом 10000, то есть число 16. Так как $U_x < U_{k1}$, СУ выдает сигнал, открывающий ключи $K_1, K_2 \dots K_n$. Второй тактовый импульс приводит к появлению импульса на выходе 2 РТИ. Этот импульс возвращает T_{21} в исходное положение и переключает триггер T_{22} . При этом на входе ЦАП формируется код 01000, а на его выходе появляется следующая ступень напряжения соответствующая числу 8. Поскольку $U_x > U_k$, ключи будут закрыты и при следующем тактовом импульсе импульс с третьего выхода РТИ не сможет вернуть T_{22} в исходное положение, но переключит триггер T_{23} .

К концу цикла измерений, за шесть тактовых импульсов, на выходе ЦАП будет установлено напряжение U_k , наиболее близкое к U_x , а на выходах триггеров мы будем иметь набор нулей и единиц, соответствующих двоичному коду этого напряжения. Седьмой тактовый импульс переключает триггер T_2 , закрывается ключ K и процесс измерения прекращается.

Вольтметр - АЦП последовательного счета

В этих АЦП (рис. 154, а) измеряемое напряжение U_x сравнивается с известным напряжением U_k , возрастающим во времени дискретно.

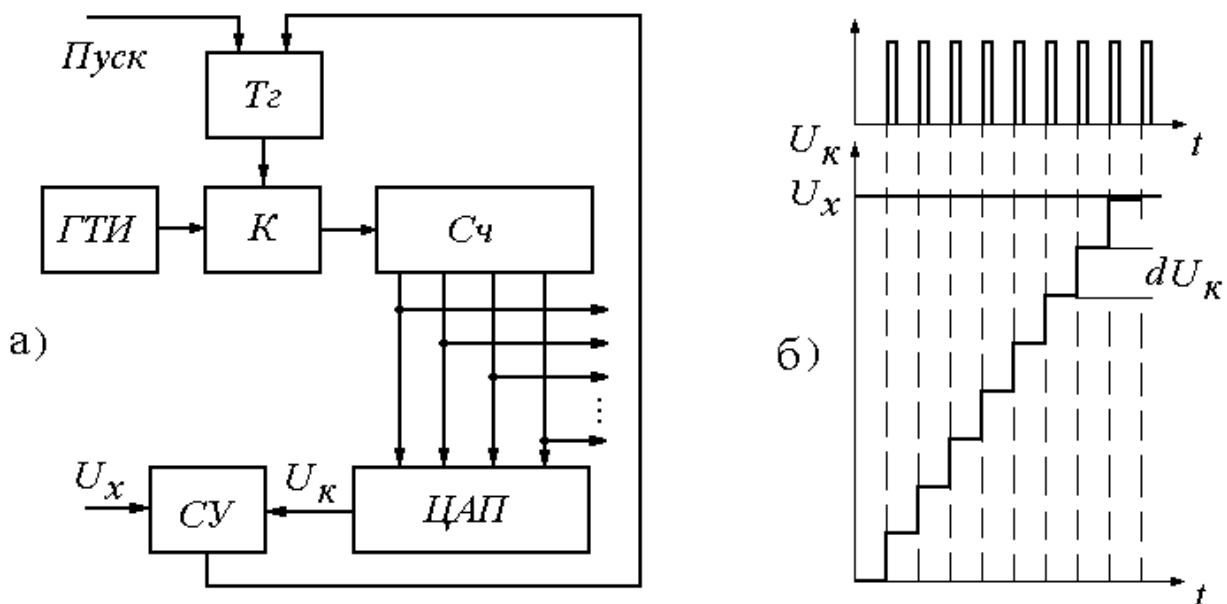


Рис. 154. АЦП последовательного счета

Исходное состояние: ключ K закрыт, счетчик $Cч$ установлен в нулевое положение ($Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = 0$). На выходе ЦАП $U_k = 0$ – аналоговый эквивалент кода на выходе счетчика.

При подаче пускового импульса триггер T_2 переключается и открывает ключ. Импульсы от генератора тактовых импульсов $ГТИ$ проходят через ключ на вход счетчика. С каждым импульсом двоичный код на выходе счетчика увеличивается на единицу, пока напряжение на выходе ЦАП не достигнет U_x : $U_x = U_k = ndU_k$, где n – число поступивших на счетчик импульсов, а dU_k – шаг квантования (рис. 154, б). При $U_x = U_k$ сравнивающее устройство выдает стоп-импульс, и процесс измерения прекращается.

Результат измерения в двоичном коде снимается с разрядов счетчика.

Измеритель временных интервалов

Структурная схема цифрового измерителя временного интервала, ограниченного старт и стоп-импульсами, приведена на рис.155.

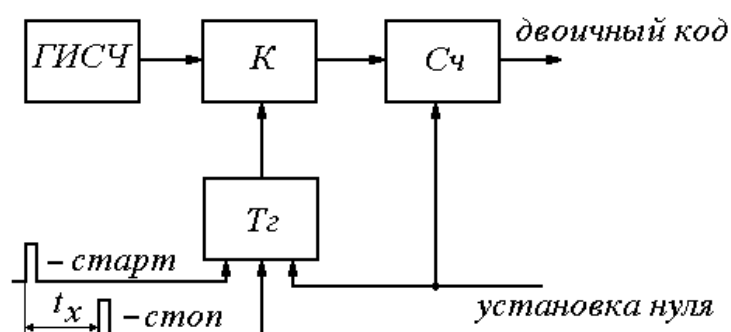


Рис. 155. Структурная схема измерения временного интервала

Цикл преобразования начинается с установки нуля.

После старт-импульса триггер T_2 переключается и своим выходным сигналом открывает ключ K . С генератора импульсов стабильной частоты ($ГИСЧ$) импульсы начинают поступать на вход счетчика импульсов $Cч$. В момент окончания измеряемого интервала времени t_x стоп-импульс возвращает триггер в исходное состояние, ключ закрывается, и на выходе счетчика импульсов фиксируется число $N = t_x / T_0 = t_x f_0$, где T_0 – период следования тактовых импульсов стабильной частоты f_0 .

Фазометр

Угол фазового сдвига φ_x между двумя синусоидальными напряжениями U_{x1} и U_{x2} частоты f_x легко преобразуется во временной интервал t_x . Поэтому схема фазометра отличается от соответствующей схемы измерителя временных интервалов только наличием формирователей Φ_1 и Φ_2 , формирующих старт и стоп-импульсы в момент перехода синусоиды через ноль. Пример структурной схемы фазометра приведен на рис. 156, а, а процесс формирования временного интервала на рис. 156, б.

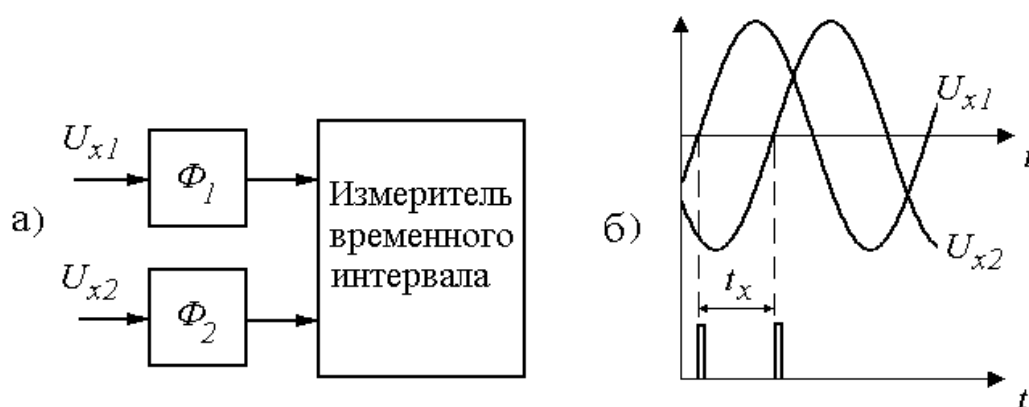


Рис. 156. Структурная схема фазометра

Число импульсов, поступивших на счетчик за время t_x , как и в предыдущем случае, определяется формулой $N = t_x / T_0 = t_x f_0$, а угол фазового сдвига будет равен $\varphi_x = 360^\circ N f_x / f_0$.

Частотомер

Частотомер по своей структуре очень похож на измеритель временных интервалов. Принцип его действия основан на подсчете числа импульсов, сформированных из синусоидального входного сигнала частоты f_x , подлежащей измерению, которые поступают на вход ключа. Отдельный генератор импульсов заданной длительности τ_u , используется для формирования старт и стоп-импульсов, которые через триггер открывают ключ на время τ_u . За это время импульсы частотой f_x пройдут на вход счетчика в количестве $N = \tau_u f_x$. Двоичный код на выходе счетчика будет соответствовать частоте входного синусоидального сигнала.

Раздел 30. Измерение параметров резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности

При измерении параметров резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности различают прямые и косвенные измерения. Прямыми называют измерения, результат которых непосредственно дает искомое значение исследуемой величины, например, измерение напряжения вольтметром или тока амперметром. Косвенными называют измерения, при которых искомая величина непосредственно не измеряется, а ее значение определяется на основании известной зависимости между этой величиной и величинами, полученными в результате прямых измерений. Простейшим примером может служить измерение сопротивления по известной зависимости между напряжением на резисторе и протекающим током.

В зависимости от совокупности приемов и средств измерений различают методы непосредственной оценки и методы сравнения. Под методом непосредственной оценки понимают метод, по которому измеряемая величина определяется непосредственно по отсчетному устройству измерительного прибора. Методом сравнения называют метод, в соответствии с которым измеряемая величина сравнивается с величиной, воспроизводимой мерой.

Методы сравнения в свою очередь подразделяют на дифференциальный и нулевой. При дифференциальном методе сравнения измеряемая величина непосредственно или косвенно сравнивается с мерой, а о результате сравнения судят по разности одновременно производимых этими величинами эффектов. При нулевом методе сравнения измеряемая величина сравнивается с мерой, а результирующий эффект воздействия на некоторый индикатор доводится до нуля. Примером реализации этих методов измерений является неуравновешенный и уравновешенный измерительный мост (мостовая схема измерений).

Поясним понятия меры и мостовой схемы измерений.

Мерой называют средство измерений, предназначенное для воспроизведения физической величины заданного размера.

Образцовые меры могут быть использованы для высокоточных измерений, но чаще всего они предназначены для поверки рабочих мер и измерительных приборов. Рабочие меры непосредственно используются для измерений.

Например, образцовые и рабочие меры электрического сопротивления изготавливают из манганиновой проволоки. Чтобы снизить до минимума индуктивность такой катушки выполняют бифилярную намотку, когда проволока складывается вдвое. В результате токи, протекающие по двум соседним проводам, направлены навстречу друг другу и их суммарное магнитное поле практически равно нулю. Наборы таких катушек с различной величиной сопротивлений называют магазином сопротивлений.

Образцовые и рабочие меры индуктивности представляют собой катушки, намотанные на пластмассовый или фарфоровый каркас медным изолированным проводом большого диаметра. Использование каркаса из неферромагнитного материала исключает зависимость индуктивности от величины тока в катушке. Набор различных катушек в одном корпусе образует магазин индуктивностей и используется в качестве меры в цепях переменного тока с частотой до 10 кГц.

Образцовые и рабочие меры емкости представляют собой конденсаторы, в которых в качестве диэлектрика используется слюда. (Воздушные конденсаторы применяются только для значений емкости до 0,01 мкФ). Слюдяные конденсаторы выпускаются в виде как отдельных мер с постоянным значением емкости, так и магазинов емкостей.

Мостовая схема, реализующая метод сравнения, широко применяется для измерения параметров резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности. Ее общий вид показан на рис.157.

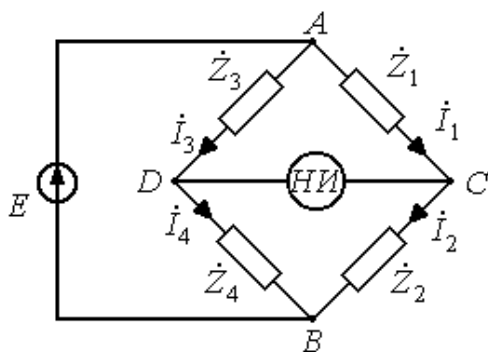


Рис. 157. Мостовая схема измерений

Пусть $\dot{Z}_1$, $\dot{Z}_2$, $\dot{Z}_3$, $\dot{Z}_4$ – комплексные сопротивления плеч моста. Если ток нуль-индикатора (НИ), включенного в диагональ моста, равен нулю, подобный режим называется режимом равновесия моста, то

потенциалы точек C и D равны и одинаковы соответственно токи $\dot{I}_1 = \dot{I}_2$, $\dot{I}_3 = \dot{I}_4$. Поэтому $\dot{Z}_1 \dot{I}_1 = \dot{Z}_3 \dot{I}_3$ и $\dot{Z}_2 \dot{I}_1 = \dot{Z}_4 \dot{I}_3$ откуда следует условие равновесия $\dot{Z}_1 / \dot{Z}_2 = \dot{Z}_3 / \dot{Z}_4$ или $\dot{Z}_1 \dot{Z}_4 = \dot{Z}_2 \dot{Z}_3$.

При известных сопротивлениях трех плеч уравновешенного моста сопротивление четвертого плеча (например, для $\dot{Z}_1$) определяется из равенства $\dot{Z}_X = \dot{Z}_1 = \dot{Z}_2 (\dot{Z}_3 / \dot{Z}_4)$.

Измерение параметров резисторов

Рассмотрим вначале основные методы измерения сопротивления резисторов. Для этих целей чаще всего применяют метод омметра, метод амперметра-вольтметра и мостовую схему измерений.

Метод омметра

На рис. 158 показаны схемы измерений, лежащие в основе простейшего омметра.

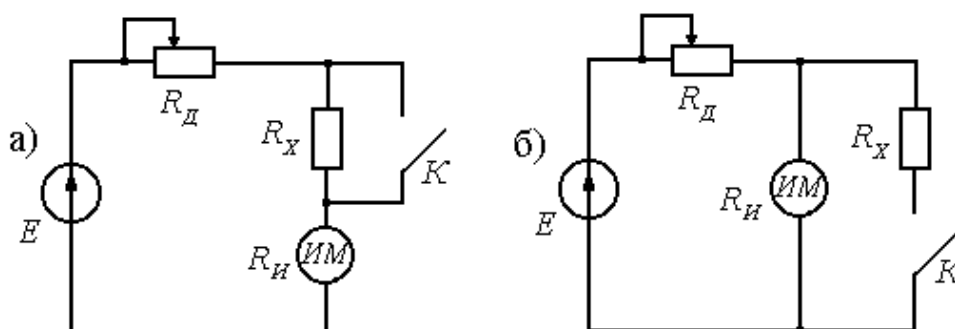


Рис. 158. Схемы омметра

Для последовательной схемы включения резистора с сопротивлением R_X (рис. 158, а) угол отклонения стрелки измерительного механизма (ИМ), например, магнитоэлектрической системы будет равен

$\alpha = sE \frac{1}{R_{И} + R_X + R_D}$, а для параллельной схемы включения (рис. 158, б)

соответственно $\alpha = sE \frac{R_X}{R_{И} R_X + R_D (R_{И} + R_X)}$.

В приведенных формулах s и $R_{И}$ соответственно чувствительность и сопротивление ИМ, R_D – сопротивление добавочного резистора. Если

предполагать, что значения всех величин, кроме R_X , постоянны, то угол отклонения стрелки *ИМ* определяется только значением R_X . И шкала *ИМ* может быть отградуирована сразу в единицах сопротивления.

Омметры с последовательной схемой включения более пригодны для измерения больших сопротивлений, а с параллельной схемой – малых.

Шкалы омметров для обеих схем включения неравномерные. Причем, в последовательной схеме включения, в отличие от параллельной, нуль шкалы совмещен с максимальным углом отклонения стрелки *ИМ*.

Основной недостаток омметров рассмотренного типа – зависимость показаний *ИМ* от значения ЭДС источника питания. Поэтому перед измерением проверяют правильность установки стрелки *ИМ* и при необходимости выполняют регулировку ее положения добавочным сопротивлением R_D при замкнутом (рис. 158, а) и разомкнутом (рис. 158, б) положении ключа *K*.

Метод амперметра-вольтметра

Этот метод является косвенным методом измерения сопротивления резисторов на постоянном и переменном токе. Амперметром и вольтметром измеряются соответственно ток и напряжение на сопротивлении R_X , значение которого затем рассчитывается по закону Ома: $R_X = U / I$. Точность определения сопротивлений этим методом зависит как от точности приборов, так и от применяемой схемы включения (рис. 159).

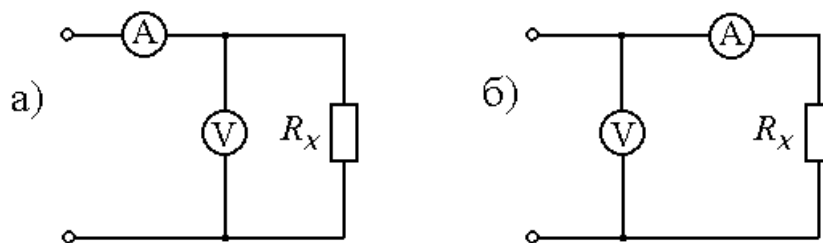


Рис. 159. Схема измерений по методу амперметра-вольтметра

При измерении относительно небольших сопротивлений (величиной менее 1 Ом) схема на рис. 159, а предпочтительнее, так как вольтметр подключен непосредственно к измеряемому сопротивлению

R_X , а ток I , измеряемый амперметром, равен сумме тока в измеряемом сопротивлении I_X и тока в вольтметре I_V , то есть $I = I_X + I_V$. Так как $I_X \gg I_V$, то $I \approx I_X$.

При измерении относительно больших сопротивлений предпочтительнее схема на рис. 159, б, так как амперметр непосредственно измеряет ток в сопротивлении R_X , а напряжение U , измеряемое вольтметром, равно сумме напряжений на амперметре U_A и измеряемом сопротивлении U_X , то есть $U = U_X + U_A$. Так как $U_X \gg U_A$, то $U \approx U_X$.

Мостовая схема измерений

Если полагать сопротивления плеч моста чисто активными, то мостовая схема измерений сопротивления резисторов совпадает с приведенной на рис. 157. При этом, $R_X = R_1 = R_2(R_3/R_4)$.

Обычно мост приводится к равновесию путем изменения сопротивления резистора R_2 , отношение R_3/R_4 будет масштабным множителем при вычислении R_X .

Мостовая схема позволяет измерять сопротивление резисторов как на постоянном, так и на переменном токе.

Измерение параметров конденсаторов и катушек индуктивности

В практике измерений параметров конденсаторов и катушек индуктивности используют их схемы замещения идеальными элементами. При этом обычно реальный конденсатор заменяется емкостью C , к которой последовательно или параллельно подключается сопротивление потерь R_{Π} , а катушка заменяется последовательным соединением индуктивности L и сопротивления потерь R_{Π} .

У реальной катушки ток отстает по фазе от напряжения на угол $\varphi < 90^\circ$. Дополнительный до 90° угол называют углом потерь и обычно обозначают буквой δ ($\varphi + \delta = 90^\circ$). Тангенс угла потерь определяется формулой $\operatorname{tg} \delta = R_{\Pi} / \omega L$ и тем больше, чем больше сопротивление потерь в катушке. Величина, обратная $\operatorname{tg} \delta$, называется добротностью катушки $Q_L = 1 / \operatorname{tg} \delta = \omega L / R_{\Pi}$.

Аналогично вводят понятие угла диэлектрических потерь и для конденсатора. Если сопротивление потерь подключено последовательно с емкостью, то $\operatorname{tg} \delta = R_{\Pi} \omega C$, если параллельно, то $\operatorname{tg} \delta = 1/(R_{\Pi} \omega C)$.

Таким образом, в качестве основных параметров при измерениях для катушек выбирают индуктивность и добротность, а для конденсаторов – емкость и тангенс угла диэлектрических потерь.

Если потери в конденсаторах и катушках индуктивности достаточно малы, и ими можно пренебречь, то индуктивность катушек и емкость конденсаторов, можно измерять методом амперметра-вольтметра. В этом случае $\omega L_X \approx U/I$; $\omega C_X \approx I/U$.

Если потерями пренебречь нельзя, то используют мостовые схемы измерений.

На рис. 160, а приведен пример схемы моста для измерения емкости и тангенса угла диэлектрических потерь конденсатора. Здесь приняты следующие обозначения: C_X, R_X – параметры исследуемого конденсатора, C_0, R_0 и R_2, R_3 – параметры образцовых или рабочих мер конденсатора и резисторов. Сопротивления плеч моста

$$Z_X = R_X + 1/j\omega C_X; \quad Z_2 = R_2; \quad Z_3 = R_3; \quad Z_4 = R_0 + 1/j\omega C_0.$$

Подставив это выражение в условие равновесия моста получим уравнение: $(R_X + 1/j\omega C_X)R_3 = (R_0 + 1/j\omega C_0)R_2$. Два комплексных числа равны, если равны их действительные (вещественные) и мнимые части, то есть, получаем $R_X = R_0 R_2 / R_3$; $C_X = C_0 R_3 / R_2$. Поскольку тангенс угла потерь конденсатора $\operatorname{tg} \delta_X = \omega C_X R_X$, то можно, записать $\operatorname{tg} \delta_X = \omega C_0 R_0$.

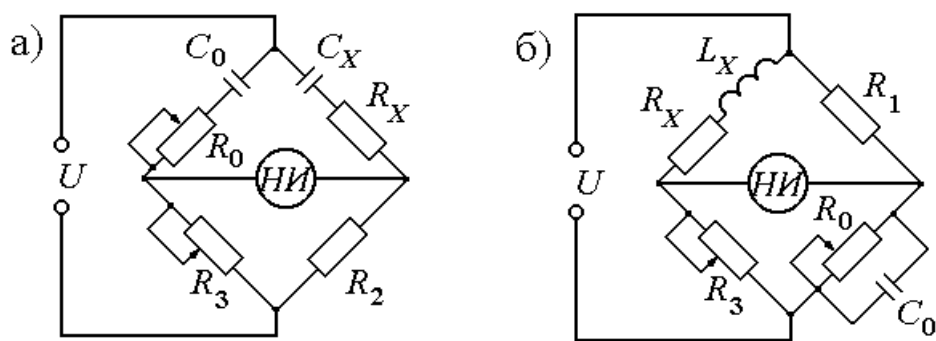


Рис. 160. Мостовые схемы измерений параметров конденсаторов и катушек индуктивности

Процесс измерения сводится к поочередной регулировке сопротивлений резисторов R_0 и R_3 до тех пор, пока индикатор *НИ* не отметит нулевое значение тока в диагонали моста.

На рис. 160, б показан пример схемы моста для измерения индуктивности и добротности катушки. Условие равновесия

$$R_1 R_3 = (R_X + j\omega L_X) \frac{1}{1/R_0 + j\omega C_0}. \text{ Тогда } L_X = C_0 R_1 R_3; \quad R_X = R_1 R_3 / R_0.$$

Поскольку добротность катушки $Q_L = \omega L_X / R_X$, то можно записать $Q_L = \omega C_0 R_0$.

Раздел 31. Электрические измерения неэлектрических величин

Рассмотрим вначале краткую характеристику некоторых преобразователей для электрических измерений неэлектрических величин.

Тензочувствительный преобразователь (тензорезистор). В основу работы преобразователя положен тензоэффект, заключающийся в изменении сопротивления проводника (полупроводника) под действием вызываемого в нем механического напряжения и деформации.

Тензочувствительные преобразователи, широко применяемые в настоящее время, представляют собой тонкую зигзагообразно уложенную и приклеенную к полоске бумаги (подложке) проволоку из константана. Преобразователь наклеивается на поверхность исследуемого объекта.

Термочувствительный преобразователь (терморезистор). Термочувствительный преобразователь широко применяется, например, для измерения температуры (в электрических термометрах сопротивления) и содержания газа (в газоанализаторах). Преобразователь изготавливается из платиновой или медной проволоки или полупроводников (термисторы), сопротивление которых сильно зависит от температуры.

Индуктивный преобразователь. Принцип действия индуктивного преобразователя основан на зависимости индуктивности или взаимной индуктивности обмоток на магнитопроводе от положения, геометрических размеров и магнитного состояния участков магнитной цепи. Индуктивность и взаимная индуктивность изменяются, например, при изменении длины или сечения воздушного зазора в магнитопроводе

в результате перемещения подвижного якоря относительно неподвижного сердечника или введения детали в виде пластины из электропроводящего материала в воздушный зазор и т.д.

Емкостный преобразователь. Принцип работы преобразователя основан на зависимости емкости конденсатора от размеров и взаимного расположения электродов и от диэлектрической проницаемости материала между электродами. Емкостные преобразователи применяются для измерения перемещений, уровней жидкости (уровнемер), для неразрушающего контроля качества диэлектрических деталей и т. д.

Реостатный преобразователь. Принцип работы реостатного преобразователя основан на изменении сопротивления проводника под влиянием перемещения подвижного контакта, связанного с перемещающимся объектом. Преобразователь применяется для измерения перемещений, уровня жидкости и других механических величин.

Рассмотрим, в качестве примера, измерение температуры.

Электрические измерения температуры

Температурой называют некоторую физическую величину, которая характеризует степень нагретости тела. Практически все технологические процессы и различные свойства вещества зависят от температуры.

Измерять температуру можно только косвенным путем, основываясь на зависимости от температуры таких физических свойств тел, которые поддаются непосредственному измерению. Эти свойства тел называют термометрическими. К ним чаще всего относят длину, объем, плотность, электрическое сопротивление.

Будем рассматривать контактные методы измерения температуры, при которых энергообмен между объектом исследования и термочувствительным элементом осуществляется главным образом путем теплопроводности (при измерении температуры твердых тел) и конвекции. Теплообмен посредством излучения при этом играет малую роль, а в ряде случаев является мешающим фактором, обуславливающим появление дополнительной погрешности. Термометрические методы основаны на температурной зависимости свойств различных веществ, используемых в качестве термометрического тела, которое находится в

непосредственном контакте с объектом исследования и температура которого принимается равной измеряемой температуре.

При контактных методах измерений широко используют электрические термометры, представляющие собой сочетание термопреобразователя сопротивления с электрическим измерительным прибором.

Термопреобразователи сопротивления

Принцип действия преобразователей сопротивления (терморезисторов) основан на зависимости электрического сопротивления проводников и полупроводников от температуры. Материал, из которого изготавливается термопреобразователь сопротивления, должен обладать высоким температурным коэффициентом сопротивления (ТКС), по возможности линейной зависимостью сопротивления от температуры, хорошей воспроизводимостью свойств и инертностью к воздействиям окружающей среды. В наибольшей мере указанным требованиям удовлетворяет платина. Поэтому платиновые термопреобразователи сопротивления являются наиболее точными (в том числе и образцовыми) преобразователями температуры.

Платиновые терморезисторы применяются для измерения температуры в пределах от -260 до 1100°C . В диапазоне температур от 0 до 650°C их используют в качестве образцовых и эталонных средств измерений, причем нестабильность градуировочной характеристики таких преобразователей не превышает $0,001^{\circ}\text{C}$.

Зависимость сопротивления платиновых терморезисторов от температуры определяется следующими формулами:

$$R_t = R_0(1 + At + Bt^2) \text{ при } 0 \leq t \leq +650^{\circ}\text{C};$$

$$R_t = R_0[1 + At + Bt^2 + Ct^3(t - 100)] \text{ при } -200 \leq t \leq 0^{\circ}\text{C},$$

где R_t – сопротивление терморезистора при температуре $t^{\circ}\text{C}$, R_0 – сопротивление при 0°C , $A = 3,96847 \cdot 10^{-3} (^{\circ}\text{C})^{-1}$, $B = -5,847 \cdot 10^{-7} (^{\circ}\text{C})^{-2}$, $C = -4,22 \cdot 10^{-12} (^{\circ}\text{C})^{-4}$.

Для стандартных терморезисторов имеются градуировочные таблицы и установленные нормы на допустимые отклонения градуировочных характеристик.

Платиновые терморезисторы обладают высокой стабильностью и воспроизводимостью характеристик. Их недостатками являются высокая стоимость и нелинейность функции преобразования. Поэтому они используются для точных измерений температур в соответствующем диапазоне.

Широкое распространение на практике получили более дешевые медные терморезисторы, имеющие линейную зависимость сопротивления от температуры:

$$R_t = R_0(1 + \alpha t) \text{ при } -50 \leq t \leq +180^\circ \text{C},$$

где $\alpha = 4,26 \cdot 10^{-3} (^\circ \text{C})^{-1}$.

Недостатком меди является небольшое ее удельное сопротивление и легкая окисляемость при высоких температурах, вследствие чего конечный предел применения медных термометров сопротивления ограничивается температурой 180°C . По стабильности и воспроизводимости характеристик медные терморезисторы уступают платиновым.

Стандартные платиновые термометры сопротивления имеют обозначение ТСП, а медные ТСМ. При температуре 0°C сопротивление R_0 термометров равно: платиновых 1, 5, 10, 50, 100, 500 Ом, медных 10, 50, 100 Ом.

Тепловая инерционность стандартных термометров сопротивления характеризуется показателем тепловой инерции (постоянной времени), значение которого лежат в пределах от десятков секунд до единиц минут. Постоянная времени специально изготавливаемых малоинерционных термометров сопротивления может быть уменьшена до 0,1 с.

Находят применение также никелевые термометры сопротивления. Никель имеет относительно высокое удельное сопротивление, но зависимость его сопротивления от температуры линейна только до температур не выше 100°C .

Медные и никелевые терморезисторы выпускают также из литого микропровода в стеклянной изоляции. Микропроволочные терморезисторы герметизированы, высокостабильны, малоинерционны и при малых габаритных размерах могут иметь сопротивления до десятков килоом.

Термометры сопротивления являются точными и функционально удобными преобразователями средних температур, поэтому ведутся

работы по расширению их температурного диапазона. Так, при измерениях высоких температур (до 1800°C) предлагается использовать вольфрам, платинородий, иридий и их сплавы. При измерениях низких температур находят применение свинцовые, индиевые, германиевые и угольные терморезисторы, а также новые типы сплавов и композиционных материалов.

По сравнению с металлическими терморезисторами более высокой чувствительностью обладают полупроводниковые терморезисторы (термисторы). Они имеют отрицательный ТКС, значение которого при 20°C составляет $(2 - 8) \cdot 10^{-2} (^{\circ}C)^{-1}$, т. е. на порядок больше, чем у меди и платины. Полупроводниковые терморезисторы при весьма малых размерах имеют высокие значения сопротивления (до 1 МОм).

Для измерения температуры наиболее распространены полупроводниковые терморезисторы типов КМТ (смесь окислов кобальта и марганца) и ММТ (смесь окислов меди и марганца).

Термисторы имеют нелинейную функцию преобразования, которая достаточно хорошо описывается формулой

$$R_T = Ae^{B/T},$$

где T – абсолютная температура; A – коэффициент, имеющий размерность сопротивления; B – коэффициент, имеющий размерность температуры.

Очень часто эту зависимость записывают в виде

$$R_T = R_0 e^{B(1/T - 1/T_0)},$$

где R_0 – сопротивление термистора при температуре T_0 .

Кроме нелинейности функции преобразования, недостатком термисторов является плохая воспроизводимость характеристик, то есть значительное отличие характеристик одного экземпляра от другого, что не позволяет с достаточной точностью нормировать их характеристики при серийном производстве.

Постоянная времени большинства серийно выпускаемых термисторов лежит в пределах 10 – 115 с. Однако выпускаются и малоинерционные термисторы с постоянной времени 0,4 – 4 с.

Термисторы обладают высокой стабильностью характеристик во времени и применяются для измерения температур в диапазоне от -100 до $+180^{\circ}\text{C}$. В то же время ведутся работы по использованию термисторов для измерения низких температур.

В настоящее время популярны полупроводниковые датчики температуры (ПДТ), в которых используется температурная зависимость падения напряжения на p – n переходе: их легко интегрировать со схемами усиления и обработки информации. В соответствии с уравнением Эберса-Молла ток I_D и падение напряжения U_D на диоде определяются как

$$I_D = I_S \left\{ \exp\left(\frac{U_D}{m\varphi_T}\right) - 1 \right\},$$

$$U_D = m\varphi_T \left\{ \ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right) + 1 \right\},$$

где q – заряд электрона, $\varphi_T = kT/q$ – тепловой потенциал, k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура, $I_S = c \cdot T^r \cdot \exp(-E_D/\varphi_T)$ – ток обратного смещенного p – n перехода (тепловой ток), E_D – ширина запрещенной зоны полупроводника. Анализ уравнений показывает, что в достаточно широком диапазоне температур падение напряжения на диоде линейно зависит от температуры и может быть при неизменном токе через диод аппроксимировано с погрешностью не более единиц градуса выражением

$$U_D = U_D(+25^{\circ}\text{C}) + S \cdot (T - 25^{\circ}\text{C}),$$

где $S = \Delta U_D / \Delta T$ – чувствительность диода.

Чувствительность диодного ПДТ выше, чем у других преобразователей сопротивления.

Погрешности температурных измерений

Рассмотрим погрешности теплового происхождения, обусловленные различными теплофизическими характеристиками термометра и измеряемого объекта, а также влиянием на формирование температурного поля термометра не только основного вида теплопередачи,

благодаря которому температура чувствительного элемента должна быть равна измеряемой температуре объекта, но и побочных видов теплопередачи, искажающих температурное поле термометра. Указанные причины приводят к тому, что при измерении стационарных температур установившееся значение температуры термометра отличается от измеряемой температуры объекта. Это отличие и есть погрешность, обусловленная побочными видами теплопередачи.

При измерении нестационарных температур добавляется погрешность, которую принято называть динамической, обусловленная термической инерцией термопреобразователя. И в эту погрешность вносят свой вклад побочные виды теплопередачи.

Пусть измерение температуры поверхностей элементов конструкции осуществляется термометрами сопротивления. Погрешности таких измерений тем меньше, чем меньше размеры термометра, чем меньше его собственная теплоемкость и термическое сопротивление, а также, чем меньше влияние побочных видов теплопередачи (в данном случае основным процессом теплопередачи является кондуктивный теплообмен между измеряемой поверхностью и термометром).

Кроме того, при наличии внешних источников энергии, в случае их взаимодействия с термометром, возможно также искажение температуры термометра, носящее характер дополнительного нагрева, формирующего соответствующую погрешность. К числу таких погрешностей относятся погрешности, обусловленные преобразованием кинетической энергии скоростного газового потока при его торможении на термометре, а также нагрев чувствительного элемента термометра сопротивлением измерительным током.

Обсудим последнее обстоятельство более подробно.

При включении любого терморезистора в измерительную цепь через него протекает ток, вызывающий саморазогрев резистора. Если измеряемой величиной является температура, то саморазогрев терморезистора вызывает погрешность измерений, значение которой ограничивает допустимый ток. Однако этот эффект может быть использован для измерения некоторых других физических величин.

Так, например, терморезисторы используются в приборах для измерения скорости газового потока – термоанемометрах.

Установившаяся температура нагреваемого током терморезистора, помещенного в газовый поток, зависит от скорости этого потока. Теплообмен терморезистора со средой осуществляется главным образом путем принудительной конвекции, создаваемой газовым потоком, в результате чего температура резистора, а, следовательно, и его сопротивление зависят от скорости потока.

Другим примером подобного использования терморезисторов являются приборы для измерения вакуума (низких давлений). В этом случае при уменьшении давления газа снижается его теплопроводность, а, следовательно, увеличивается нагрев терморезистора протекающим через него током и соответственно изменяется его сопротивление.

Контрольные вопросы и тестовые задания

1. В чем состоит принцип работы механизма магнитоэлектрической системы?
2. Как работает электромагнитный измерительный механизм?
3. Может ли электромагнитный измерительный механизм работать в цепи переменного тока?
4. Как строится вольтметр на основе измерительного механизма?
5. Что такое шунт и как выбрать его сопротивление?
6. Что такое аналого-цифровое преобразование сигналов?
7. Чему равен интервал дискретизации по времени?
8. Опишите этапы преобразования сигналов при аналого-цифровом и цифро-аналоговом преобразовании.
9. Что такое «шум квантования»?
10. Нарисуйте схему и поясните работу ЦАП на основе резистивной матрицы $R/2$.
11. Поясните работу АЦП последовательного приближения.
12. Поясните работу АЦП последовательного счета.
13. Чем характеризуются прямые и косвенные измерения?
14. Что представляет собой мостовая схема измерений?
15. Как определяется сопротивление при измерениях по мостовой схеме?
16. Нарисуйте примеры схем измерения параметров конденсаторов и катушек индуктивности мостовым методом.

1. Укажите принцип работы магнитоэлектрического измерительного механизма?
 - A. Взаимодействие катушки с током и магнитного потока постоянного магнита.
 - B. Взаимодействие магнитных потоков двух катушек, по которым протекают токи.
 - C. Взаимодействие магнитного поля неподвижной катушки с током и сердечника из магнито-мягкого материала, находящегося в этом поле.
 - D. Взаимодействие электрически заряженных электродов, разделенных диэлектриком.

2. Укажите принцип работы электромагнитного измерительного механизма?
 - A. Взаимодействие катушки с током и магнитного потока постоянного магнита.
 - B. Взаимодействие магнитных потоков двух катушек, по которым протекают токи.
 - C. Взаимодействие магнитного поля неподвижной катушки с током и сердечника из магнито-мягкого материала, находящегося в этом поле.
 - D. Взаимодействие электрически заряженных электродов, разделенных диэлектриком.

3. С какой целью используют шунт?
 - A. Для увеличения точности измерений.
 - B. Для выпрямления переменного напряжения.
 - C. Для балансировки измерительного моста.
 - D. Для расширения пределов измерения измерительных механизмов по току.

4. В чем преимущество электронного вольтметра по сравнению с вольтметром на основе только измерительного механизма?
 - A. Переключаемые пределы измерений.
 - B. Высокое входное сопротивление.

- C. Возможность калибровки.
- D. Никаких преимуществ нет.

5. Что такое аналого-цифровой преобразователь?

- A. Устройство, преобразующее единичный сигнал на одном из входов в двоичный код, соответствующий номеру входа.
- B. Устройство, преобразующее двоичный код на входе в единичный сигнал на одном из выходов.
- C. Устройство, преобразующее непрерывный сигнал в последовательность двоичных кодов.
- D. Устройство, преобразующее двоичные коды в непрерывный сигнал.

6. Что такое цифро-аналоговый преобразователь?

- A. Устройство, преобразующее единичный сигнал на одном из входов в двоичный код, соответствующий номеру входа.
- B. Устройство, преобразующее двоичный код на входе в единичный сигнал на одном из выходов.
- C. Устройство, преобразующее непрерывный сигнал в последовательность двоичных кодов.
- D. Устройство, преобразующее двоичные коды в непрерывный сигнал.

7. Какая операция не выполняется при аналого-цифровом преобразовании?

- A. Дискретизация.
- B. Квантование.
- C. Кодирование.
- D. Вычитание.

8. Какой элемент является обязательным при построении цифро-аналогового преобразователя?

- A. Генератор синусоидальных сигналов.
- B. Трансформатор.
- C. Мультивибратор.
- D. Триггер Шмитта.

9. Теорема Котельникова позволяет определить?
- А. Интервал дискретизации.
 - В. Уровень квантования.
 - С. Шаг квантования.
 - Д. Количество двоичных разрядов.
10. Где в АЦП последовательного счета формируется двоичный код, соответствующий измеряемому напряжению?
- А. На входе счетчика импульсов.
 - В. На входе ЦАП.
 - С. На выходе ЦАП.
 - Д. На выходе сравнивающего устройства.
11. Какой элемент не входит в АЦП последовательного счета?
- А. Сумматор.
 - В. Мультивибратор.
 - С. Триггер.
 - Д. Счетчик импульсов.
12. Какой элемент не входит в измеритель временных интервалов?
- А. Электронный ключ.
 - В. Триггер.
 - С. Счетчик импульсов.
 - Д. Цифро-аналоговый преобразователь.
13. Какой метод измерений реализует мостовая схема?
- А. Метод сравнения.
 - В. Метод непосредственной оценки.
 - С. Метод замещения.
14. Какой метод измерений не относится к методам сравнения?
- А. Дифференциальный.
 - В. Интегральный.
 - С. Нулевой.

15. К каким методам относится метод измерения сопротивления с помощью вольтметра и амперметра?
- A. Сравнения.
 - B. Прямой.
 - C. Косвенный.
 - D. Резонансный.
16. На какой угол ток отстает по фазе от напряжения у реальной катушки индуктивности?
- A. 90^0 .
 - B. Меньше 90^0 .
 - C. Больше 90^0 .
 - D. Фазовый угол равен 0^0 .
17. Какой источник тока можно применять при измерении емкости по мостовой схеме?
- A. Источник постоянного тока.
 - B. Источник переменного тока.
 - C. Оба вида источников тока.
18. При каком источнике тока измерение индуктивности по мостовой схеме дает более точный результат?
- A. Источник переменного тока.
 - B. Источник постоянного тока.
 - C. Не имеет значения.
19. В каких случаях индуктивность катушек и емкость конденсаторов можно измерять методом вольтметра-амперметра?
- A. Когда активные потери в этих элементах велики.
 - B. Когда активные потери в этих элементах малы.
 - C. Всегда.
 - D. Никогда.

- 20.** Как подключается вольтметр к измеряемому объекту?
- А. Последовательно с измеряемым объектом.
 - В. Параллельно измеряемому объекту.
 - С. Через шунт.
 - Д. В разрыв нулевого провода.
- 21.** Как подключается амперметр к измеряемому объекту?
- А. Последовательно с измеряемым объектом.
 - В. Параллельно измеряемому объекту.
 - С. В разрыв нулевого провода.
- 22.** Какое внутреннее сопротивление амперметра?
- А. Стремится к нулю.
 - В. Стремится к бесконечности.
 - С. Любое, поскольку это не влияет на результат измерений.
 - Д. Примерно равно сопротивлению измеряемой цепи.
- 23.** Какое внутреннее сопротивление вольтметра?
- А. Стремится к нулю.
 - В. Стремится к бесконечности.
 - С. Любое, поскольку это не влияет на результат измерений.
 - Д. Примерно равно сопротивлению измеряемой цепи.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Иродов И.Е.* Электромагнетизм. Основные законы: учеб. пособие для вузов. М.: Лаборатория базовых знаний, 2001. 352 с.
2. *Касаткин А.С., Немцов В.В.* Электротехника: учебник для вузов. М.: Высш. шк., 2000. 542 с.
3. *Прянишников В.А.* Теоретические основы электротехники: курс лекций. СПб.: КОРОНА принт., 2000. 368 с.
4. *Волынский Б.А., Зейн Е.Н., Шатерников В.Е.* Электротехника: учеб. пособие для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1987. 528 с.
5. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.
6. *Лачин В.И., Савелов Н.С.* Электроника: учеб. пособие для вузов. Ростов н/Д: «Феникс», 2002. 576 с.
7. *Гусев В.Г., Гусев Ю.М.* Электроника и микропроцессорная техника. Учебник для вузов. М.: Высш. шк., 2004. 790 с.
8. *Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е.* Промышленная электроника: учебник для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1988. 320 с.
9. *Атамалян Э.Г.* Приборы и методы измерения электрических величин: учеб. пособие для вузов. М.: Высш. шк., 1989. 384 с.
10. *Малиновский В.Н., Демидова-Панферова Р.М., Евлаков Ю.Н. и др.* Электрические измерения: учеб. пособие для вузов. М.: Энергоатомиздат, 1985. 340 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Ответы к тестовым заданиям

Бланк ответов по тестовым заданиям части 1

Номер теста	A	B	C	D
Тест 1	+			
Тест 2		+		
Тест 3			+	
Тест 4	+			
Тест 5			+	
Тест 6			+	
Тест 7		+		
Тест 8			+	
Тест 9		+		
Тест 10	+			
Тест 11	+			
Тест 12		+		
Тест 13	+			
Тест 14			+	
Тест 15		+		
Тест 16				+
Тест 17	+			
Тест 18			+	
Тест 19		+		
Тест 20		+		
Тест 21		+		
Тест 22				+
Тест 23				+
Тест 24	+			
Тест 25				+
Тест 26			+	
Тест 27	+			
Тест 28		+		
Тест 29				+

Номер теста	A	B	C	D
Тест 30				+
Тест 31		+		
Тест 32		+		
Тест 33			+	
Тест 34	+			
Тест 35				+
Тест 36	+			
Тест 37				+

Бланк ответов по тестам части 2

Номер теста	A	B	C	D
Тест 1	+			
Тест 2		+		
Тест 3		+		
Тест 4	+			
Тест 5				+
Тест 6	+			
Тест 7				+
Тест 8		+		
Тест 9	+			
Тест 10			+	
Тест 11			+	
Тест 12				+
Тест 13		+		
Тест 14	+			
Тест 15				+
Тест 16			+	
Тест 17				+
Тест 18	+			
Тест 19			+	
Тест 20	+			
Тест 21			+	
Тест 22	+			

Бланк ответов к тестам части 3

Номер теста	A	B	C	D
Тест 1		+		
Тест 2	+			
Тест 3	+			
Тест 4				+
Тест 5		+		
Тест 6	+			
Тест 7	+			
Тест 8		+		
Тест 9	+			
Тест 10				+

Бланк ответов по тестам части 4

Номер теста	A	B	C	D
Тест 1	+			
Тест 2		+		
Тест 3			+	
Тест 4		+		
Тест 5	+			
Тест 6		+		
Тест 7	+			
Тест 8		+		
Тест 9				+
Тест 10			+	
Тест 11			+	
Тест 12		+		
Тест 13			+	
Тест 14			+	
Тест 15	+			
Тест 16			+	
Тест 17		+		

Бланк ответов по тестам части 5

Номер теста	A	B	C	D
Тест 1		+		
Тест 2		+		
Тест 3	+			
Тест 4			+	
Тест 5				+
Тест 6	+			
Тест 7		+		
Тест 8				+
Тест 9	+			
Тест 10			+	
Тест 11		+		
Тест 12				+
Тест 13			+	
Тест 14	+			
Тест 15			+	
Тест 16				+
Тест 17	+			
Тест 18			+	
Тест 19	+			
Тест 20				+

Бланк ответов по тестам части 6

Номер теста	A	B	C	D
Тест 1	+			
Тест 2		+		
Тест 3			+	
Тест 4			+	
Тест 5			+	
Тест 6	+			
Тест 7		+		
Тест 8				+
Тест 9	+			
Тест 10		+		

Бланк ответов по тестам части 7

Номер теста	A	B	C	D
Тест 1	+			
Тест 2			+	
Тест 3				+
Тест 4		+		
Тест 5			+	
Тест 6				+
Тест 7				+
Тест 8			+	
Тест 9	+			
Тест 10		+		
Тест 11	+			
Тест 12				+
Тест 13	+			
Тест 14		+		
Тест 15			+	
Тест 16		+		
Тест 17		+		
Тест 18	+			
Тест 19		+		
Тест 20		+		
Тест 21	+			
Тест 22	+			
Тест 23		+		

Учебное издание

ЗЕМЛЯКОВ Виктор Леонидович

**ЭЛЕКТРОТЕХНИКА
И ЭЛЕКТРОНИКА**

Редактор	<i>Е. Н. Шаповалова</i>
Корректор	<i>М. И. Ширинова</i>
Технический редактор	<i>Д. В. Свамицкая</i>
Компьютерная верстка	<i>С. П. Николаева</i>
Дизайн обложки	<i>М. А. Чепурко</i>

Лицензия ЛР № 65-41 от 01.09.1999

Подписано в печать 14.11.2008.

Формат 60х84¹/₁₆. Бумага офсетная. Гарнитура Школьная.

Печать офсетная. Усл. печ. л. 17,67. Уч.-изд. л. 16,54.

Тираж 100 экз. Заказ № 113.

Издательство Южного федерального университета.

344006, г. Ростов-на-Дону, ул. Пушкинская, 160.

Тел.: (863) 264-00-19.

Отпечатано в типографии ЮФУ.

344090, г. Ростов-на-Дону, пр. Стачки, 200/1.