

ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

1. Предмет и задачи дисциплины. Построение курса. Методика работы над учебным материалом.

Электротехника - область науки и техники, использующей электрические и магнитные явления для практических целей. История развития этой науки занимает два столетия. Она началась после изобретения первого электрохимического источника электрической энергии в 1799 г. Именно тогда началось изучение свойств электрического тока, были установлены основные законы электрических цепей, электрические и магнитные явления стали использоваться для практических целей, были разработаны первые конструкции электрических машин и приборов. Жизнь современного человека без использования электрической энергии немыслима.

Большой вклад в развитие электротехники внесли русские ученые. Так еще в 1802 г. Выдающийся русский ученый В.В. Петров впервые указал на возможность использования электрической дуги для освещения. Было разработано большое число конструкций дуговых ламп освещения. Но наиболее экономичной оказалась электрическая свеча П.Н. Яблочкова (1876г). В предложенной Яблочковым конструкции был впервые применен для практических целей трансформатор. Но главная заслуга изобретения в том, что оно повысило спрос на генераторы переменного тока.

Все возрастающая потребность в использовании электрической энергии привело к проблеме ее централизованного производства, передачи на дальние расстояния, распределения и экономичного использования. Решение проблемы привело к разработке и созданию трехфазных электрических цепей. Огромная заслуга в создании элементов таких цепей принадлежит выдающемуся русскому ученому М.О. Доливо-Добровольскому. Он создал трехфазный асинхронный двигатель, трансформатор, разработал четырехпроводную и трехпроводную цепи (1891г.).

Сегодня электрическая энергия используется в технике связи, автоматике, измерительной технике, навигации. Она применяется для выполнения механической работы, нагрева, освещения, используется в технологических процессах (электролиз), в медицине, биологии, астрономии, геологии и др. Столь обширное проникновение электротехники в жизнь человека привело к необходимости включить ее в состав общетехнических дисциплин при подготовке специалистов всех технических специальностей. При этом перед студентами стоят две главные задачи. Первая задача - ознакомиться и усвоить физическую сущность электрических и магнитных явлений. Это позволит понять принципы работы электромагнитных устройств, правильно их эксплуатировать.

Однако, современному специалисту недостаточно знаний одних физических явлений. Поэтому студенты неэлектрических специальностей должны получить навыки в методах расчетов элементарных цепей и устройств, необходимых для успешного изучения последующих прикладных курсов.

Дисциплина «Электротехника и электроника» рассчитана на 80 (88) часов. Из них 40 часов - лекций, 20 часов - практических занятий, 20 (28) часов - лабораторных занятий. Она включает два раздела «Электротехника» и «Электроника», завершается КП, зачетом (экзаменом). Курс построен так, что каждая из 7 тем закрепляется практическими и лабораторными занятиями. Эти виды занятий сопровождаются текущим контролем, который положен в основу формирования рейтинга студента. Поэтому залогом успешного освоения дисциплины является систематическая работа над материалом.

Весь теоретический материал имеет строгое математическое обоснование. Он востребует знания студентов по математике (разделы векторной алгебры, дифференциального, интегрального, комплексного исчисления, рядов), а также по физике (разделы электричества, магнетизма, молекулярной физики).

2. Общие понятия и определения линейных электрических цепей (ЛЭЦ).

Электротехническое устройство и происходящие в нем физические процессы в теории электротехники заменяют расчетным эквивалентом - электрической цепью.

Электрическая цепь - это совокупность соединенных друг с другом проводниками источников электрической энергии и нагрузок, по которым может протекать электрический ток. Электромагнитные процессы в электрической цепи можно описать с помощью понятий ток, напряжение, ЭДС, сопротивление, проводимость, индуктивность, емкость.

Электрический ток может быть постоянным и переменным. Постоянным называют ток, неизменный во времени. Он представляет направленное упорядоченное движение носителей электрического заряда. Как известно из курса физики, носителями зарядов в металлах являются электроны, в полупроводниках электроны и дырки (ионы), в жидкостях - ионы.

Упорядоченное движение носителей зарядов в проводниках вызывается электрическим полем. Поле создается источниками электрической энергии. Источник преобразует химическую, механическую, кинематическую, световую или другую энергию в электрическую. Он характеризуется ЭДС и внутренним сопротивлением. ЭДС источника м.б. постоянной или переменной во времени. Переменная ЭДС может изменяться во времени по любому физически реализуемому закону. Ток, протекающий по цепи под воздействием переменной ЭДС также переменный.

Постоянный ток принято обозначать буквой I , переменный $i(t)$; постоянную ЭДС - E , переменную $e(t)$, сопротивление - R , проводимость - g . В международной системе единиц (СИ) ток измеряют в амперах (А), ЭДС - в вольтах (В), сопротивление в омах (Ом), проводимость - в сименсах (См).

При анализе электрических цепей, как правило оценивают значение токов, напряжений и мощностей. В этом случае нет необходимости учитывать конкретное устройство различных нагрузок. Важно знать лишь их сопротивление - R , индуктивность - L , или емкость - C . Такие элементы цепи называют приемниками электрической энергии.

Для включения и отключения элементов электрических цепей применяют коммутационную аппаратуру (рубильники, выключатели, тумблеры (см. рис. 1.1.). Кроме этих элементов в электрическую цепь могут включаться электрические приборы для измерения тока, напряжения, мощности.

Изображение электрической цепи с помощью условных графических обозначений называют электрической схемой (рис. 1.2).

Зависимость тока, протекающего по сопротивлению, от напряжения на этом сопротивлении принято называть вольтамперной характеристикой.

Приемники электрической энергии, вольтамперные характеристики которых являются прямыми линиями (рис. 1.3), называются линейными, а электрические цепи только с линейными элементами - линейными электрическими цепями.

Электрические цепи с нелинейными элементами называются нелинейными электрическими цепями.

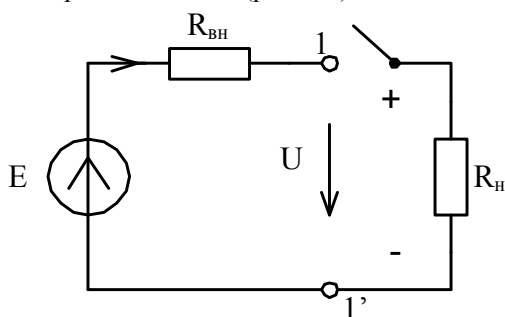
3. Источники электрической энергии.

Одной из основных характеристик источников электрической энергии является ЭДС. Количественно ЭДС характеризуется работой A , которая совершается при перемещении заряда в 1 Кл в пределах источника

$$E = \frac{A}{Q} [B] \quad (1.1)$$

Графически ЭДС изображают стрелкой в кружке. Направление стрелки совпадает с направлением ЭДС.

Перемещение заряда определяет ток источника. Прохождение тока сопровождается потерями на нагрев источника. Количественно потери удобно определять внутренним сопротивлением $R_{вн}$. Поэтому условное графическое обозначение источника ЭДС представляет последовательное включение ЭДС E и внутреннего сопротивления $R_{вн}$ (рис. 1.4).



Символами 1 - 1' обозначены зажимы источника. Разность потенциалов на зажимах источника называется напряжением $U[B]$. Стрелками показаны положительные направления тока и напряжения. Когда ключ K разомкнут, ток в цепи равен нулю и напряжение на зажимах источника равно ЭДС. Замкнем ключ K . В цепи возникнет ток

$$I = \frac{E}{R_{вн} + R_{н}} \quad (1.2)$$

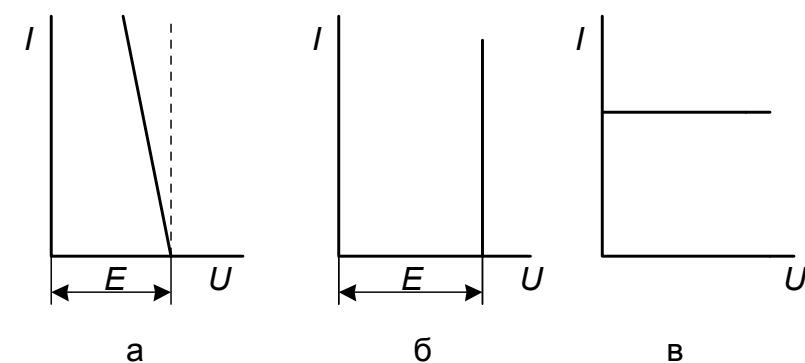
При этом напряжение на зажимах источника будет равно

$$U = E - IR_{вн} \quad (1.3)$$

Рис.1.4

на рис. 1.5а.

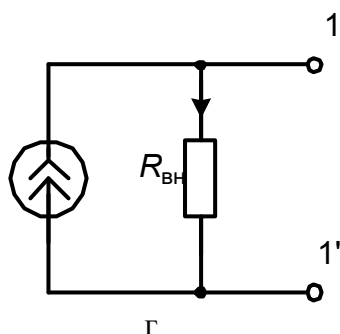
Зависимость напряжения U на зажимах источника от тока I изображена



а

б

в



г

Рис.1.5

Если у источника ЭДС $R_{вн} = 0$, то вольтамперная характеристика его будет в виде прямой рис. 1.5б. Такой источник называют идеальным. Напряжение на зажимах такого источника не зависит от тока.

Если у некоторого источника увеличивать E и $R_{вн}$ до бесконечности, то его вольтамперная характеристика примет вид рис. 1.5в. Такой источник питания называют источником тока. Ток источника

$$I_T = \frac{E}{R_{вн}} \quad (1.4)$$

е зависит от сопротивления нагрузки. Реальный источник тока имеет конечные значения E и $R_{вн}$, а его условное графическое обозначение приведено на рис. 1.5г.

При расчете электрических цепей реальный источник электрической энергии с конечными E и $R_{вн}$ заменяют источником ЭДС или источником тока (рис. 1.6а,б).

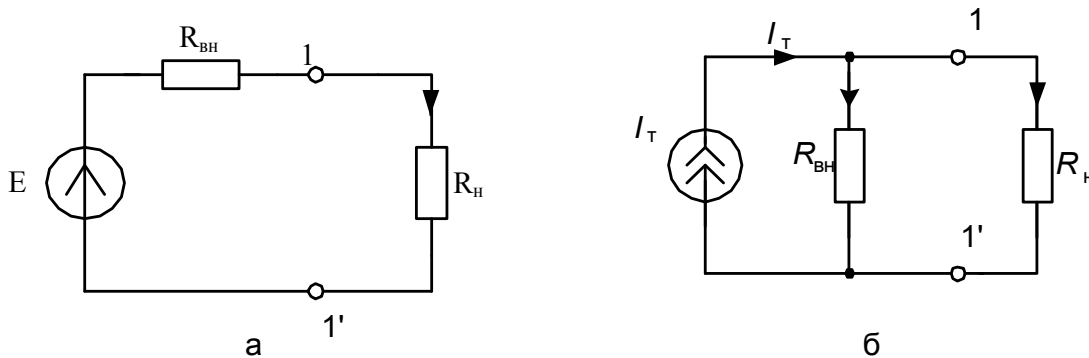


Рис.1.6

Ток в нагрузке $R_н$ одинаков и равен

$$I = \frac{E}{R_{вн} + R_н}$$

Для схемы рис. 1.6а это очевидно и следует из того, что $R_{вн}$ и $R_н$ включены последовательно. Для схемы рис. 1.6 б известно, что ток $I_T = E/R_{вн}$, распределяется обратно пропорционально параллельно включенным $R_{вн}$ и $R_н$, т.е.

$$I = I_T \cdot \frac{R_{вн}}{R_{вн} + R_н} = \frac{E}{R_{вн}} \cdot \frac{R_{вн}}{(R_{вн} + R_н)} = \frac{E}{R_{вн} + R_н}$$

Каким из двух источников воспользоваться выбирает инженер.

Пример: В схеме рис.16а источник ЭДС имеет параметры $E = 100В$, $R_{вн} = 26м$. Определить параметры эквивалентного источника тока в схеме рис. 1.6б.

Решение:

$$I_T = \bar{E} / R_{вн} = 50A$$

Следовательно параметры эквивалентной схемы рис. 1.6б имеют значение:

$$I_T = 50A; R_{вн} = 20 м.$$

Источники питания могут иметь постоянную ЭДС - E или переменную $e(t)$, изменяющуюся во времени по заданному закону. В первом случае в цепи протекает постоянный ток и она называется цепью постоянного тока. Во втором случае ток $i(t)$ и напряжение $u(t)$ переменные, поэтому цепь называется цепью переменного тока. В электротехнике чаще других применяется синусоидальные ток и напряжение.

4.Приемники электрической энергии

Приемники электрической энергии делятся на пассивные и активные.

Пассивными называют приемники в которых не возникает ЭДС. Вольтамперные характеристики пассивных приемников проходят через начало координат. При отсутствии напряжения ток этих элементов равен нулю. Основной характеристикой пассивных элементов является сопротивление. Пассивные элементы, сопротивление которых не зависит от приложенного напряжения называются линейными. Реально таких элементов не существует. Но весьма близки к ним резисторы, реостаты, лампы накаливания и др. Зависимость напряжения от тока в таких элементах определяется законом Ома, т.е. $U = IR$, где R - сопротивление элемента. Эта зависимость не меняется, если напряжение и ток - переменные.

К приемникам электрической энергии относятся емкостные и индуктивные элементы. Основной параметр емкостного элемента - емкость C . Единица измерения - Фарада [Ф]. При постоянном напряжении, приложенном к емкости, на ее обкладках накапливается заряд

$$Q = C \cdot U \quad (1.5)$$

Ток через емкость не протекает. Это означает, что сопротивление емкости в цепи постоянного тока равно бесконечности.

Если к емкости приложено переменное напряжение $u(t)$, то и заряд на ее обкладках становится переменным

$$Q(t) = C \cdot u(t) \quad (1.6)$$

В этом случае в цепи возникает ток

$$i_c(t) = \frac{dQ(t)}{dt} = C \frac{du(t)}{dt} \quad (1.7)$$

Выражение (1.7) позволяет определить падение напряжения на емкости, если в цепи протекает переменный ток

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt \quad (1.8)$$

Очевидно, что сопротивление емкостного элемента переменному току определяется законом Ома, но зависит не только от величины, но и от формы тока и напряжения.

Основным параметром индуктивного элемента является индуктивность - L . Единица измерения - генри [Г]. Если через индуктивность L протекает постоянный ток I , то в ней возникает постоянное во времени потокоцепление самоиндукции

$$\psi = L \cdot I \quad (1.9)$$

Будем полагать, что элемент L идеальный, т.е. сопротивление витков r отсутствует. Очевидно, что при этом падение напряжения на элементе равно нулю.

Предположим, что индуктивный элемент подключен к источнику переменного тока $i(t)$. Потокоцепление также будет переменным $\psi(t) = L \cdot i(t)$. Изменяющееся потокоцепление наводит в катушке ЭДС самоиндукции

$$e_L(t) = -\frac{d\psi(t)}{dt} = -L \frac{di(t)}{dt} \quad (1.10)$$

Так как $r=0$, то ЭДС $e_L(t)$ уравнивает напряжение, приложенное к индуктивности

$$u(t) = -e_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad (1.11)$$

Выражение (1.11) позволяет определить ток индуктивности, если известно приложенное к ней напряжение $u(t)$.

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t u(t) dt \quad (1.12)$$

Кроме пассивных, в электротехнике применяются активные приемники. К ним относятся электродвигатели, аккумуляторы в процессе их заряда и др. В цепи переменного тока при определенных условиях роль активных элементов выполняют индуктивность и емкость. В активных элементах возникает противо-ЭДС E . Приложенное к приемнику напряжение уравнивается противо-ЭДС и падением напряжения на сопротивлении элемента, т.е.

$$U = E + I \cdot R_{\text{вн}} \quad (1.13)$$

5. Основные топологические понятия и определения

Основными топологическими понятиями теории электрических цепей являются ветвь, узел, контур, двухполюсник, четырехполюсник, граф схемы электрических цепей, дерево и связь графа схемы. Рассмотрим некоторые из них.

Ветвью называют участок электрической цепи с одним и тем же током. Она может состоять из одного или нескольких последовательно включенных элементов. Так схема цепи на рис.1.7 состоит из пяти ветвей.

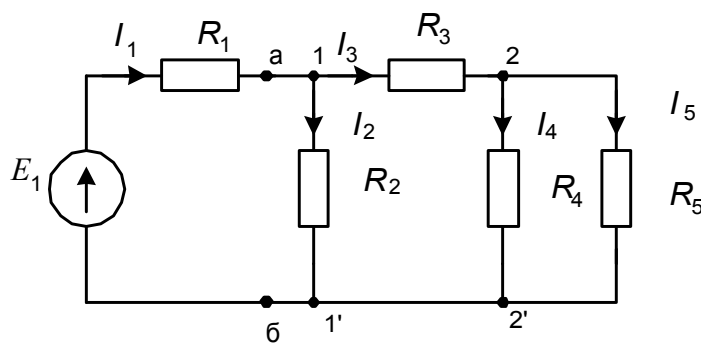


Рис.1.7.

Узлом называют место соединения трех и более ветвей. Узел обозначается на схеме точкой. Узлы, имеющие равные потенциалы, объединяются в один потенциальный узел. На схеме рис.1.7 узлы 1' и 2' могут быть объединены в один потенциальный узел. Поэтому схема имеет три потенциальных узла.

Контуром называют замкнутый путь, проходящий через несколько ветвей и узлов электрической цепи. Для схемы рис. 1.7 один из контуров включает позиции 2; R_5 ; 2'; R_4 . Независимым называется контур, в состав которого входит хотя бы одна ветвь, не принадлежащая соседним контурам. Так схема рис.1.7 содержит три независимых контура.

Двухполюсником называют часть электрической цепи с двумя выделенными зажимами - полюсами. Двухполюсник обозначают прямоугольником с индексами А или П. А - активный двухполюсник, в составе которого есть источники ЭДС. П - пассивный двухполюсник. Например, часть схемы рис.1.7 с зажимами а и б может быть представлена двухполюсником (рис.1.8)

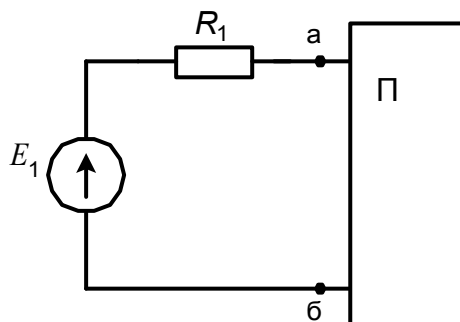


Рис.1.8

6.Закон Ома и Кирхгофа

Все электрические цепи подчиняются законам Ома и Кирхгофа. Краткая информация об этих законах заключается в следующем.

Закон Ома для участка цепи без ЭДС устанавливает связь между током и напряжением на этом участке

$$I = \frac{U}{R} \text{ или } U = I \cdot R \quad (1.14)$$

Закон Ома для участка цепи, содержащего ЭДС позволяет найти ток этого участка

$$I = \frac{U_{ab} \pm E}{R} \quad (1.15)$$

здесь а, б - крайние точки участка; E - значение ЭДС.

В (1.15) знак «плюс» ставится при совпадении тока, протекающего по участку, с направлением ЭДС.

Первый закон Кирхгофа имеет две формулировки.

1. Сумма токов протекающих через любой узел равна нулю.
2. Сумма токов втекающих в узел равна сумме токов вытекающих из него.

Второй закон Кирхгофа:

Алгебраическая сумма падений напряжения в любом замкнутом контуре равна алгебраической сумме ЭДС вдоль этого контура, т.е.

$$\sum IR = \sum E.$$

В каждую из сумм слагаемые входят со знаком «плюс», если они совпадают с направлением обхода.

СИНУСОИДАЛЬНЫЙ ТОК. ФОРМЫ ЕГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ.

В практике электротехники в качестве переменного тока широкое применение нашел ток синусоидальной формы. Это обусловлено рядом преимуществ:

- генераторы синусоидального тока значительно дешевле в производстве, чем генераторы постоянного тока;
- переменный ток легко преобразуется в постоянный;
- трансформация и передача электрической энергии переменным током экономичнее чем постоянным;
- двигатели переменного тока имеют простую конструкцию, высокую надежность и невысокую стоимость.

В настоящее время переменный ток применяется в промышленном приводе и в электроосвещении, в сельском хозяйстве и на транспорте, в технике связи и в быту. Производство электрической энергии также осуществляется на переменном токе. Огромную роль в деле внедрения переменного тока сыграли русские ученые П.Н.Яблочков и М.О.Доливо-Добровольский.

1.Основные параметры синусоидального тока

Переменным называют ток (напряжение, ЭДС), изменяющийся во времени по величине и направлению. Синусоидальный ток может быть представлен посредством действительной функции времени - синусной и косинусной, например

$$i(t) = I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi_i) \quad (2.1)$$

где I_m - максимальная амплитуда тока (амплитудное значение);

ω - угловая частота, причем

f - частота колебаний [Гц];

T - период [С];

φ_i - начальная фаза, определяет значение тока в момент времени $t=0$, т.е. $i(t=0) = I_m \cdot \sin \varphi_i$.

На рис. 2.1 приведен график двух колебаний с разными начальными фазами φ_1 и φ_2 , причем $\varphi_1 > \varphi_2$. Амплитудное значение гармоник имеет место, когда $\omega t + \varphi = 2\pi n$ ($n = 0.1.2...$), т.е. в моменты

$$t = \frac{2\pi n - \varphi}{\omega}$$

Так как $\varphi_1 > \varphi_2$, то t_1 имеет место раньше t_2 .

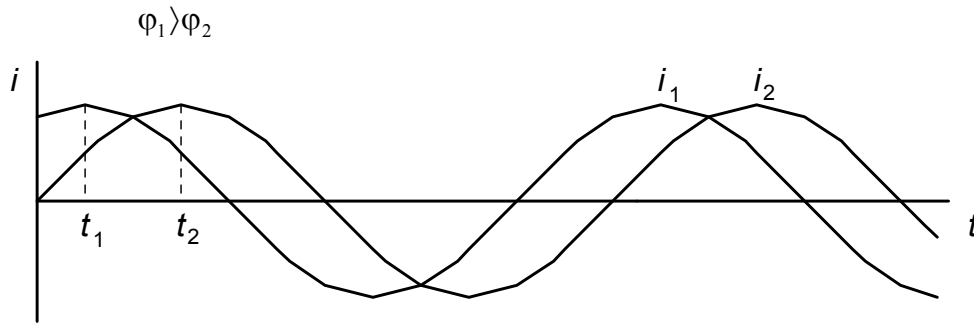


Рис.2.1

Начальная фаза часто задается в градусах. Поэтому при определении мгновенного значения тока аргумент синуса (слагаемые ωt и φ) нужно привести к одной единице измерения (рад. или градус).

Иногда гармоническое колебание представляется в косинусной форме. Легко видеть, что для перехода к такой форме в (2.1) достаточно изменить лишь начальную фазу, т.е.

$$i(t) = I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi_i) = I_m \cdot \cos\left(\omega t + \varphi_i + \frac{\pi}{2}\right)$$

Промышленная частота переменного тока в России и всех странах Европы равна 50 Гц, в США и Японии - 60 Гц, в авиации - 400 Гц. Снижение частоты ниже 50 Гц ухудшает качество освещения. Увеличение частоты ухудшает условия передачи электроэнергии на большие расстояния.

Выражение для синусоидального напряжения аналогично (2.1), т.е.

$$u(t) = U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi_u) \quad (2.2)$$

Аналогично (2.1) определяются и основные параметры напряжения.

Кроме уже названных параметров, в практике электротехники часто пользуются понятиями среднего и действующего значений тока и напряжения. Рассмотрим их.

Под средним значением синусоидального тока понимают его среднее значение для полупериода:

$$\begin{aligned} I_{cp} = I_0 &= \frac{2}{T} \int_0^{T/2} I_m \cdot \sin \omega t \cdot dt = \\ &= \frac{2}{T} I_m \left(-\frac{1}{\omega} \cdot \cos \omega \cdot \frac{T}{2} + \frac{1}{\omega} \cdot \cos \omega \cdot 0 \right) = \frac{2 \cdot I_m}{\omega \cdot T} (\cos 0 - \cos \pi) = \\ &= \frac{2 \cdot I_m \cdot 2 \cdot T}{2\pi T} = \frac{2I_m}{\pi} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Видим, что среднее значение синусоидального тока составляет $2/\pi \approx 0,64$ от амплитудного. Аналогично определяется среднее значение синусоидального напряжения

$$U_{cp} = U_0 = \frac{2U_m}{\pi}$$

Действующим называют среднее квадратичное значение синусоидального тока (напряжения) за период

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \cdot \sin^2 \omega t \cdot dt}$$

Так как

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \cdot \sin^2 \omega t \cdot dt &= \frac{I_m^2}{T} \int_0^T \left[\frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega t) \right] dt = \\ &= \frac{I_m^2}{2T} \left(\int_0^T dt - \int_0^T \cos 2\omega t \cdot dt \right) = \frac{I_m^2}{2}, \end{aligned}$$

то
$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}.$$

Видим, что действующее значение синусоидального тока составляет от амплитудного. Аналогично определяется действующее значение синусоидального напряжения

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}.$$

Если говорят о значениях переменного тока или напряжения то, как, правило, подразумевают их действующее значения. Например, напряжение в однофазной сети переменного тока 220 В - действующее. При этом амплитудное значение $U_m \cong 310$ В.

2. Представление синусоидального тока (напряжения) радиус - вектором.

При анализе состояния электрических цепей переменного тока возникает необходимость вычисления суммы или разности колебаний одинаковых частот, но с разными амплитудами и начальными фазами. Решать такую задачу с помощью рассмотренной формы представления (т.е. с помощью тригонометрических функций) достаточно трудно.

Пусть нужно найти ток $i(t) = i_1(t) + i_2(t)$, причем

$$i_1(t) = I_{m1} \cdot \sin(\omega t + \varphi_1),$$

$$i_2(t) = I_{m2} \cdot \sin(\omega t + \varphi_2).$$

Так как частоты колебаний одинаковы, то задача сводится к нахождению суммарных амплитудного значения I_m и начальной фазы φ . Если применить для решения известные тригонометрические преобразования, то получим

$$I_m^2 = I_{m1}^2 + I_{m2}^2 + 2I_{m1} \cdot I_{m2} \cdot \cos(\varphi_2 - \varphi_1),$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{I_{m1} \cdot \sin \varphi_1 + I_{m2} \cdot \sin \varphi_2}{I_{m1} \cdot \cos \varphi_1 + I_{m2} \cdot \cos \varphi_2}.$$

Видим, что даже окончательный результат имеет громоздкий и ненаглядный вид.

Значительное упрощение достигается применением графического метода. Векторное представление синусоидальных величин известно из тригонометрии. Синусоидальный ток (напряжение) изображается в виде радиус-вектора, вращающегося против часовой стрелки с частотой ω . Длина вектора равна амплитудному значению I_m . Один оборот вектор совершает, за время периода (рис.2.2).

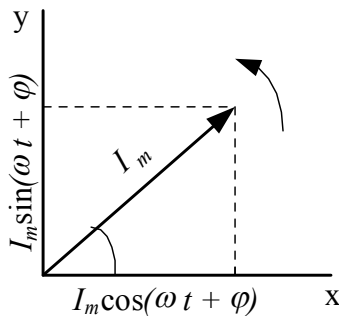


Рис. 2.2

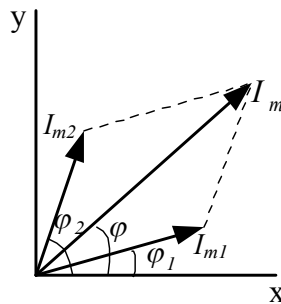


Рис. 2.3

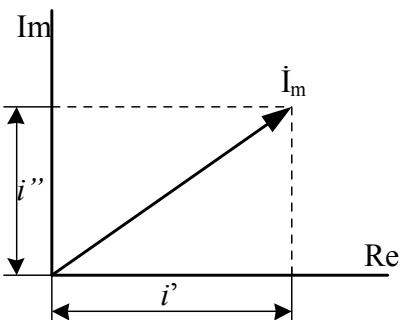


Рис. 2.4

Положение радиус-вектора относительно оси X в момент начала отсчета $t=0$ определяется углом φ_1 . Проекция вектора на ось Y определяется выражением (2.1).

На одной векторной диаграмме могут быть изображены векторы нескольких колебаний, например $i_1(t)$ и $i_2(t)$ (рис. 2.3). Для упрощения анализа все векторы изображаются в момент времени $t=0$. Тогда сумма двух векторов определится по правилу параллелограмма. Результирующий радиус-вектор также вращается относительно начала координат с частотой ω , а его проекция на ось Y определяется выражением

$$i(t) = I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi),$$

где φ - положение суммарного вектора относительно оси X в момент времени $t=0$.

Простота решения очевидна. Однако графический метод обладает существенным недостатком - низкой точностью. Поэтому его применяют чаще всего для качественного анализа электрических цепей с помощью топографических векторных диаграмм напряжений.

Для построения топографической векторной диаграммы в анализируемой электрической цепи выделяют несколько участков по направлению обхода. Падение напряжения на каждом участке может быть определено вектором. Устанавливая каждый последующий вектор (по направлению обхода) в точку конца предыдущего вектора получим топографическую векторную диаграмму напряжений. Вектор между любым двумя точками этой диаграммы характеризует напряжение между соответствующими точками электрической цепи.

3. Комплексное изображение синусоидального тока.

Комплексное представление синусоидальных токов и напряжений позволяет совместить простоту и наглядность векторного представления с точностью представления действительными функциями времени. Для перехода от графического к комплексному представлению заменим оси декартовой системы координат (рис.2.2) следующим образом:

-ось X на ось действительных чисел R_e ;

-ось Y на ось мнимых чисел J_m (рис.2.4).

При этом длина вектора тока (напряжения) по-прежнему определяется амплитудным значением, но обозначается как комплексная величина, т.е. $I_m(U_m)$.

Угол наклона вектора к оси реальных чисел R_e в момент времени $t=0$ остается прежним, т.е. φ .

Обозначим проекцию вектора I_m на ось реальных чисел $i' = I_m \cdot \cos\varphi$, а проекцию I_m на ось мнимых чисел $i'' = I_m \cdot \sin\varphi$. Тогда очевидно, что

$$I_m = i' + ji'', \quad (2.5)$$

где j - мнимая единица, причем $j = e^{j\frac{\pi}{2}}$; $-j = e^{-j\frac{\pi}{2}}$.

Выражение (2.5) определяет комплексную алгебраическую форму представления синусоидального тока. Она удобна для выполнения действий сложения и вычитания токов (напряжений).

Действительно, для сложения двух комплексных чисел достаточно отдельно сложить действительные и мнимые числа.

Подставим в (2.5) вместо i' и i'' их значения. Тогда получим

$$I_m = I_m (\cos\varphi + j \sin\varphi), \quad (2.6)$$

где I_m - модуль комплексного представления тока, численно равный амплитудному значению.

Выражение (2.6) определяет комплексную тригонометрическую форму представления синусоидального тока. Из рис. 2.4 очевидно, что

$$I_m = \sqrt{(i')^2 + (i'')^2}, \quad \text{а } \varphi = \arctg \frac{i''}{i'}. \quad (2.7)$$

Видим, что выражения (2.5) и (2.6) характеризуют параметры синусоидального тока, не зависящие от времени - действительную амплитуду I_m и начальную фазу φ .

Введем зависимость от времени. Тогда

$$i_m(t) = i'(t) + j \cdot i''(t), \quad (2.8)$$

где $i'(t) = I_m \cdot \cos(\omega t + \varphi)$, $i''(t) = I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi)$.

Теперь очевидно, что реальная часть (2.8) характеризует, реально существующее колебание, описываемое действительной косинусной функцией, мнимая часть - это же колебание в синусной форме.

С помощью формулы Эйлера от (2.6) переходят к показательной форме комплексного представления тока

$$I_m = I_m \cdot e^{j\varphi}, \quad (2.9)$$

а с учетом зависимости от времени

$$i_m(t) = I_m \cdot e^{j(\omega t + \varphi)} = I_m \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega t} = I_m \cdot e^{j\omega t} \quad (2.10)$$

Комплексная показательная форма удобна для выполнения действий умножения, деления, возведения в степень или извлечения корня. Действительно, для умножения двух комплексных чисел в показательной форме (2.9) достаточно перемножить их модули, а аргументы (показатели степени) сложить.

Представим токи и напряжения на пассивных элементах, обладающих активным сопротивлением, емкостью и индуктивностью в комплексной форме. Пусть имеем

$$i_m(t) = I_m \cdot e^{j\omega t}; \quad U_m = U_m \cdot e^{j\omega t}.$$

Для элемента с активным сопротивлением справедливо равенство

$$U_m(t) = R \cdot I_m(t)$$

или

$$\begin{aligned} U_m \cdot e^{j\omega t} &= R \cdot I_m \cdot e^{j\omega t}; \\ U_m \cdot e^{j\varphi_U} &= R \cdot I_m \cdot e^{j\varphi_i} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Но равенство (2.11) возможно только в том случае, когда $\varphi_i = \varphi_U$. Таким образом, мы пришли к важному выводу о том, что на элементе с активным сопротивлением ток и напряжение совпадают по фазе, т.е. максимумы тока и напряжения имеют место в одим и то же момент времени, Векторы тока и напряжения будут совпадать (рис. 2.5).

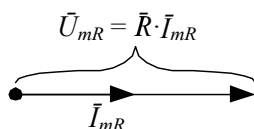


Рис. 2.5

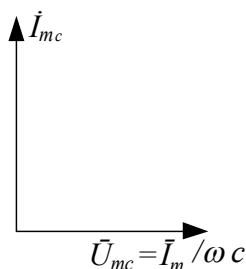


Рис. 2.6

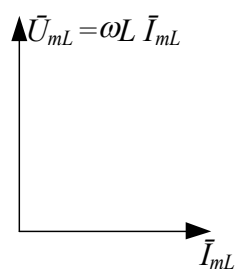


Рис. 2.7

Для элемента обладающего емкостью известно выражение

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt.$$

Применяя к нему комплексную форму представления тока и напряжения получим

$$\dot{U}_{m_c}(t) = \frac{1}{C} \int_0^t \dot{I}_{m_c} \cdot e^{j\omega t} dt = \frac{1}{j\omega C} \dot{I}_{m_c} \cdot e^{j\omega t}.$$

Учитывая, что $j = e^{j\frac{\pi}{2}}$; $-j = e^{-j\frac{\pi}{2}}$ приходим к выражению

$$\dot{U}_{m_c}(t) = -j \frac{1}{\omega C} \dot{I}_{m_c} e^{j\omega t}$$

или

$$\dot{U}_{m_c} = \frac{1}{\omega C} \cdot I_m \cdot e^{j\left(\varphi_i - \frac{\pi}{2}\right)},$$

Таким образом видим, что напряжение на емкости отстает от тока на 90° (см. рис.2.6)

Для элемента, обладающего индуктивностью воспользуемся выражением (1.11). Тогда

$$\dot{U}_{m_L} = L \frac{d(\dot{I}_{m_L} e^{j\omega t})}{dt} = j\omega L \dot{I}_{m_L} e^{j\omega t}$$

или

$$\dot{U}_{m_L} = j\omega L \cdot I_m \cdot e^{j\varphi_i} = \omega L \cdot I_m \cdot e^{j\left(\varphi_i + \frac{\pi}{2}\right)} \quad (2.13)$$

Видим, что напряжение на индуктивности опережает ток на 90° (см.рис. 2.7).

В заключение лекции отметим что выражения (2.11), (2.12) и (2.13) не имеют временных зависимостей. Это упрощает расчеты электрических цепей, сводя их к алгебраическим операциям с комплексными числами. Именно поэтому комплексное представление широко используется при анализе электрических цепей переменного тока.

КОМПЛЕКСНЫЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ И ПРОВОДИМОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

1. Комплексное сопротивление

Введение комплексного представления токов и напряжений требует определить и сопротивление элементов электрических цепей в комплексной форме - Z .

Хорошо известно, что сопротивление резистора определяется как отношение напряжения на резисторе к току, протекающему через него. Если напряжение и ток представлены в комплексной форме, то

$$Z_R = \frac{\dot{U}_{m_R}(t)}{\dot{I}_{m_R}(t)} = \frac{\dot{U}_{m_R} \cdot e^{j\omega t}}{\dot{I}_{m_R} \cdot e^{j\omega t}} = \frac{U_m \cdot e^{j\varphi_u}}{I_m \cdot e^{j\varphi_i}}$$

Но на предыдущей лекции было установлено, что $\varphi_u = \varphi_i$. Поэтому

$$Z_R = \frac{U_m}{I_m} = R. \quad (3.1)$$

Таким образом видим, что комплексное сопротивление резистора выражается только действительным числом. Оно не вносит фазовых искажений между токами и напряжением. Чтобы подчеркнуть этот факт такое сопротивление часто называют активным.

Комплексное сопротивление емкости определяется отношением

$$Z_C = \frac{\dot{U}_{m_C}(t)}{\dot{I}_{m_C}(t)} = \frac{\frac{1}{j\omega C} \dot{I}_{m_C} e^{j\omega t}}{\dot{I}_{m_C} \cdot e^{j\omega t}} = -j \frac{1}{\omega C}. \quad (3.2)$$

Видим, что комплексное сопротивление емкости переменному току выражается мнимым числом. Мнимая единица $-j$ физически определяет сдвиг фаз между током и напряжением на 90° . Это хорошо согласуется с ее максимальным значением

$$-j = e^{-\frac{\pi}{2}}.$$

Поэтому на емкости напряжение отстает от тока на 90° . Это означает, что сначала растет ток, протекающий через конденсатор, затем, с некоторым отставанием увеличивается заряд и напряжение.

Коэффициент $1/\omega C$ определяет величину сопротивления в Омах. Он обратно пропорционален частоте, называется емкостным сопротивлением и обозначается X_C , т.е.

$$Z_C = -jX_C [Ом]. \quad (3.3)$$

Комплексное сопротивление индуктивности определяется отношением

$$Z_L = \frac{\dot{U}_{m_L}(t)}{\dot{I}_{m_L}(t)} = \frac{j\omega L \cdot \dot{I}_{m_L} e^{j\omega t}}{\dot{I}_{m_L} e^{j\omega t}} = j\omega L. \quad (3.4)$$

И в этом случае сопротивление выражается мнимым числом. Но так как это число положительное, то это означает, что на индуктивности напряжение опережает ток на 90° .

Коэффициент ωL определяет величину сопротивления в Омах. Он пропорционален частоте, называется индуктивным сопротивлением и обозначается X_L , т.е.

$$Z_L = jX_L [Ом]. \quad (3.5)$$

Чтобы подчеркнуть тот факт, что сопротивления емкости и индуктивности выражаются мнимыми числами, их называют реактивными сопротивлениями, а конденсатор и индуктивность - реактивными элементами цепи.

Определим теперь комплексное сопротивление электрической цепи, содержащей активные и реактивные элементы, например последовательно включенные R , L и C элементы (рис.3.1). Такая цепь представляет замкнутый контур, поэтому для нее справедлив второй закон Кирхгофа

$$e(t) = u_R(t) + u_L(t) + u_C(t). \quad (3.6)$$

В последнем выражении проведем замену символов мгновенных напряжений и ЭДС на их комплексные изображения по правилам, определенным в лекции 1.2. Такой прием получил название символического метода. Так как ток протекающий через все элементы последовательной цепи одинаков, то (3.6) приходит к виду

$$\dot{E}(t) = R \cdot \dot{I}_m(t) + j\omega L \cdot \dot{I}_m(t) - j \frac{1}{\omega C} \dot{I}_m(t).$$

Преобразуем это выражение к виду

$$\frac{\dot{E}(t)}{\dot{I}_m(t)} = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right).$$

По определению выражение в правой части последнего равенства есть ни что иное, как комплексное сопротивление цепи рис.3.1, т.е.

$$Z = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) = R + jX, \quad (3.7)$$

где R - действительная часть или активное сопротивление цепи.

$jX = j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)$ - мнимая часть или реактивное сопротивление цепи.

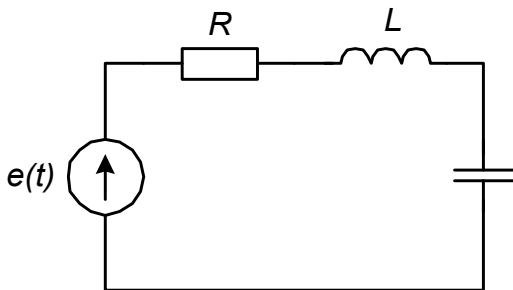


Рис. 3.1

Выражение (3.7) представляет комплексное сопротивление в алгебраической форме. Соотношения между составляющими комплексного сопротивления находятся в полном соответствии с соотношениями для комплексного представления тока. Но для большей наглядности вводится понятие треугольника сопротивления (рис.3.2).

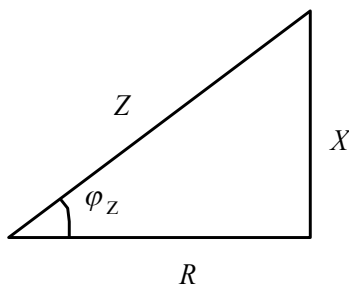


Рис. 3.2

В треугольнике - гипотенуза определяется модулем комплексного сопротивления Z , причем

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (3.8)$$

Противолежащий катет - реактивным сопротивлением X , причем

$$R = Z \cdot \cos \varphi_Z. \quad (3.9)$$

Угол φ_Z определяет сдвиг фаз между током и напряжением, который вносится комплексным сопротивлением цепи, причем

$$X = Z \cdot \sin \varphi. \quad (3.10)$$

Учитывая выражения (3.8) ÷ (3.11) легко перейти от алгебраической к тригонометрической форме комплексного сопротивления

$$Z = Z(\cos \varphi_Z + j \sin \varphi_Z), \quad (3.12)$$

а применив формулу Эйлера получить показательную форму

$$Z = Z \cdot e^{j\varphi_Z}. \quad (3.13)$$

Теперь можно записать закон Ома для участка цепи без источника ЭДС в комплексном изображении

$$I_m = \frac{\dot{U}}{Z} = \frac{U_m \cdot e^{j\varphi_E}}{Z \cdot e^{j\varphi_Z}} = \frac{U_m}{Z} \cdot e^{j(\varphi_E - \varphi_Z)} \quad (3.14)$$

Выражение (3.14) показывает, что в цепях переменного тока модуль тока определяется отношением модуля напряжения (его амплитудного значения) к модулю комплексного сопротивления, а фаза тока определяется разностью фаз напряжения и комплексного сопротивления. Отсюда вытекает еще одно полезное для практики выражение

$$Z = \frac{U_m}{I_m} = \frac{U}{I} = \frac{U_0}{I_0}. \quad (3.15)$$

2. Комплексная проводимость

В цепях постоянного тока проводимость резистора определяется отношением тока к напряжению:

$$G = \frac{I}{U} = \frac{1}{R}.$$

Эта величина обратно пропорциональна сопротивлению.

В цепях переменного тока следует пользоваться понятием комплексной проводимости, которая обозначается Y и, в общем случае, содержит действительную G и мнимую B части:

$$Y = G + jB.$$

Как и в цепях постоянного тока комплексная проводимость участка цепи обратна комплексному сопротивлению, т.е.

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R + jX} = \frac{R - jX}{(R + jX)(R - jX)} = \frac{R - jX}{R^2 + X^2} = \frac{R}{R^2 + X^2} - j \frac{X}{R^2 + X^2}.$$

Отсюда

$$G = \frac{R}{R^2 + X^2}, \quad B = -\frac{X}{R^2 + X^2}, \quad Y = \frac{1}{Z}, \quad (3.16)$$

где Y - модуль комплексной проводимости.

Соотношение между составляющими комплексной проводимости аналогичны соотношениям между составляющими комплексного сопротивления.

Комплексная проводимость резистора

$$Y_R = \frac{1}{Z_R} = \frac{1}{R} = G. \quad (3.17)$$

Комплексная проводимость конденсатора

$$Y_C = \frac{\dot{I}_{m_C}}{\dot{U}_{m_C}} = j\omega C = jB_C . \quad (3.18)$$

Комплексная проводимость индуктивности

$$Y_L = \frac{\dot{I}_{m_L}}{\dot{U}_{m_L}} = \frac{1}{j\omega L} = -j\frac{1}{\omega L} = -jB_L . \quad (3.19)$$

В заключение отметим, что комплексное сопротивление удобно применять для анализа участков электрической цепи с последовательным включением элементов, а комплексную проводимость - для участков с параллельным включением элементов.

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

1. Мгновенная мощность цепи с RL и C элементами

В общем случае мгновенная мощность определяется произведением тока на напряжение:

$$p(t) = i(t) \cdot u(t) . \quad (4.1)$$

Определим мгновенную мощность для цепи с последовательно включенными RL и C элементами (рис.3.1). Пусть в этой цепи протекает ток

$$i(t) = I_m \cdot \sin \omega t . \quad (4.2)$$

Он одинаков для всех элементов цепи.

Напряжение цепи определяется суммой падений напряжений на отдельных элементах

$$u(t) = u_R(t) + u_L(t) + u_C(t) . \quad (4.3)$$

С учетом выражений (1.8) и (1.11) перепишем (4.3):

$$u(t) = R \cdot i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t) dt . \quad (4.4)$$

Подставляя в (4.4) выражение для $i(t)$ и, решая его, получим

$$\begin{aligned} u(t) &= R \cdot I_m \cdot \sin \omega t + \omega L \cdot I_m \cos \omega t - \frac{I_m}{\omega C} \cos \omega t = \\ &= RI_m \sin \omega t + X_L I_m \cos \omega t - X_C I_m \cos \omega t . \end{aligned} \quad (4.5)$$

Теперь, подставляя (4.2) и (4.5) в (4.1) находим выражение для мгновенной мощности цепи рис. 3.1:

$$\begin{aligned} p(t) &= I_m \sin \omega t (RI_m \sin \omega t + X_L I_m \cos \omega t - X_C I_m \cos \omega t) = \\ &= RI_m^2 \sin^2 \omega t + X_L I_m^2 \sin \omega t \cdot \cos \omega t - X_C I_m^2 \sin \omega t \cdot \cos \omega t . \end{aligned} \quad (4.6)$$

Выражение (4.6) показывает, что мгновенная мощность цепи определяется суммой слагаемых мощностей каждого из элементов. Это требует более детального анализа (4.6).

2. Активная, реактивная, полная мощность

Для анализа (4.6) применим известные из курса тригонометрии формулы преобразования:

$$\sin^2 \omega t = \frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega t); \quad \sin \omega t \cdot \cos \omega t = \frac{1}{2} \sin 2\omega t .$$

Применяя их к (4.6) получим:

$$p(t) = RI^2 - RI^2 \cos 2\omega t + X_L I^2 \sin 2\omega t - X_C I^2 \sin 2\omega t , \quad (4.7)$$

где I - действующее значение тока, причем $I^2 = \frac{I_m^2}{2}$.

Первые два слагаемые в (4.7) определяют мгновенную мощность, выделяемую на элементе R . Можно записать, что

$$P_R(t) = RI^2 - RI^2 \cos 2\omega t \quad (4.8)$$

Как видно из (4.8) мгновенная мощность $p_R(t)$ содержит постоянную составляющую $P = RI^2$ и переменную, меняющуюся с удвоенной частотой. График $p_R(t)$ приведен на рис. 4.1. График наглядно показывает, что мощность $p_R(t)$ всегда положительна и изменяется от 0 (в момент $t=0, k \cdot T/2$) до $2RI^2$ (в моменты $(2k-1) \cdot T/4$), $T=2\pi/\omega$ - период тока.

Среднее за период значение мощности обозначают P и называют активной мощностью, причем

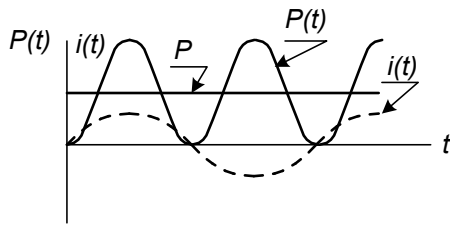


Рис. 4.4

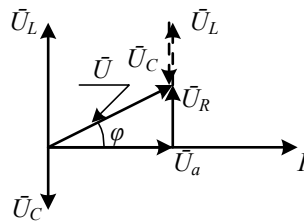


Рис. 4.2

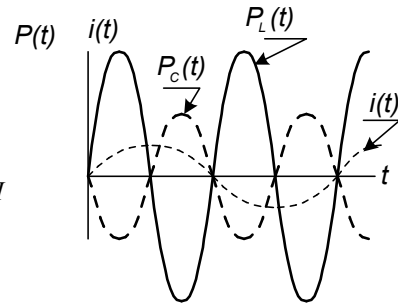


Рис. 4.3

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T P_R(t) dt = R \cdot I^2. \quad (4.9)$$

Для более детального анализа мгновенной мощности $P_R(t)$ обратимся к выражению (4.5). Этому выражению соответствует векторная диаграмма рис.4.2. В ней в качестве исходного принят вектор тока $\vec{I}$. Вектор напряжения на индуктивности $\vec{U}_L$ опережает ток, а на емкости $\vec{U}_C$ отстает от тока на 90° . Напряжение на резисторе U_a совпадает по фазе с током.

Проведем сложение векторов. Для этого начало вектора $\vec{U}_L$ переместим в точку конца вектора $\vec{U}_a$, а начало вектора $\vec{U}_C$ - в точку конца вектора $\vec{U}_L$. Результатом сложения является вектор $\vec{U}$ выходящий из начала вектора $\vec{U}_a$ в конец вектора $\vec{U}_C$. Угол φ определяет сдвиг фаз между током и результирующим напряжением, т.е. $\varphi = \varphi_u - \varphi_i$.

Соединим точки концов двух векторов - $\vec{U}$ и $\vec{U}_a$. Обозначим вновь полученный вектор $\vec{U}_r = \vec{U} - \vec{U}_a$. Образовавшийся треугольник из векторов $\vec{U}$; $\vec{U}_a$ и $\vec{U}_r$ называют треугольником напряжений. Для него справедливы следующие выражения:

$$U_a = R \cdot I = U \cdot \cos \varphi; \quad \varphi = \varphi_u - \varphi_i \quad (4.10)$$

$$U_r = X_r \cdot I = U \cdot \sin \varphi, \quad X_r = X_L - X_C = \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (4.11)$$

$$U = \sqrt{U_a^2 + U_r^2} = I \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} \quad (4.12)$$

$$\varphi = \arctg \frac{U_r}{U_a} = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \quad (4.13)$$

Возвратимся вновь к анализу мгновенной мощности, выделяемой на элементе R - $p_R(t)$. С учетом (4.10) перепишем (4.8) в виде

$$P_R(t) = U \cdot I \cdot \cos \varphi - U \cdot I \cdot \cos \varphi \cdot \cos 2\omega t \quad (4.14)$$

Первое слагаемое в правой части полностью соответствует (4.9) т.е. определяет активную мощность

$$P = R \cdot I^2 = U \cdot I \cdot \cos \varphi \text{ [Вт]} \quad (4.15)$$

Выражение (4.15) используется в практике намного чаще так как определяет зависимость активной мощности от сдвига фаз между действующими значениями тока и напряжения цепи. В силу этого коэффициент $\cos \varphi$ называют коэффициентом мощности и обозначают λ

$$\lambda = \cos \varphi \quad (4.16)$$

Обратимся к исходному выражению для мгновенной мощности цепи - (4.7). В нем третье и четвертое слагаемое определяют мощность, выделяемую на реактивных элементах - индуктивности

$$P_L(t) = X_L \cdot I^2 \cdot \sin 2\omega t \quad (4.17)$$

и емкости

$$P_c(t) = X_c \cdot I^2 \cdot \sin 2\omega t \quad (4.18)$$

Каждое из этих слагаемых изменяются с удвоенной (относительно тока) частотой, но имеют противоположные фазы (рис.4.3). Так как постоянная составляющая в (4.17) и (4.18) отсутствуют, то среднее значение каждого из них равно нулю. Однако сумма $p_L(t)$ и $p_C(t)$ отлична от нуля и определяет мгновенную мощность реактивных элементов (участков) цепи. Определим ее:

$$p_r(t) = p_L(t) + p_C(t) = (X_L - X_C) \cdot I^2 \sin 2\omega t = X_r \cdot I^2 \cdot \sin 2\omega t \quad (4.19)$$

Применим к (4.19), (4.11), тогда

$$p_r(t) = U \cdot I \cdot \sin \varphi \cdot \sin 2\omega t \quad (4.20)$$

Коэффициент

$$U \cdot I \cdot \sin \varphi = Q \text{ [вар]} \quad (4.21)$$

называется реактивной мощностью, обозначается Q и измеряется в вольт-амперах реактивных [вар].

Теперь общее выражение для мгновенной мощности всей цепи (рис.3.1) можно записать в виде

$$p(t) = U \cdot I \cdot \cos \varphi - U \cdot I \cdot \cos \varphi \cdot \cos 2\omega t + U \cdot I \cdot \sin \varphi \cdot \sin 2\omega t \quad (4.22)$$

Второе и третье слагаемые в (4.22) свернем как косинус суммы аргументов - $\cos(2\omega t + \varphi)$. Тогда

$$p(t) = U \cdot I \cdot \cos \varphi - U \cdot I \cdot \cos(2\omega t + \varphi) \quad (4.23)$$

Таким образом, мгновенная мощность цепи постоянную и переменную составляющие. Переменная составляющая изменяется относительно постоянной с удвоенной частотой (рис.4.4). Амплитудное значение переменной составляющей обозначают S и называют полной мощностью цепи

$$S = U \cdot I \text{ [ВА]} \quad (4.24)$$

Полная мощность в $\cos \varphi$ раз превышает постоянную составляющую (активную мощность). Поэтому график мгновенной мощности заходит в область отрицательных значений. Величина области отрицательных значений

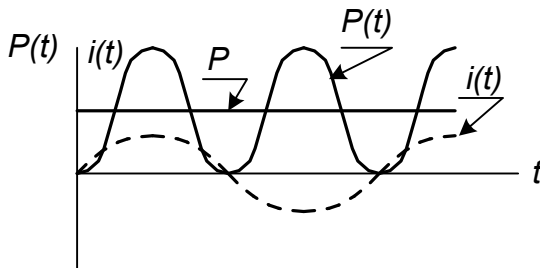


Рис. 4.4

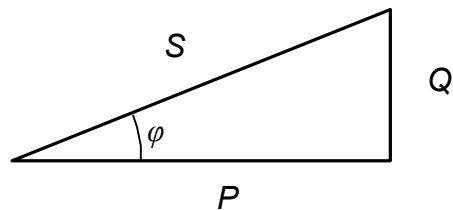


Рис. 4.5

определяется коэффициентом мощности. Физически эта область определяет моменты времени в которые цепь возвращает энергию источника.

Если умножить все стороны треугольника сопротивлений (рис.3.2) на I^2 , то получим треугольник мощностей (рис.4.5). В этом треугольнике гипотенуза - полная мощность S, прилежащей к острому углу катет - активная мощность P, а противолежащий - реактивная мощность Q. Угол φ определяется сдвигом фаз между током и напряжением цепи и задает значение коэффициента мощности. Для треугольника очевидны выражения

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}, \quad (4.25)$$

$$P = R \cdot I^2 = U \cdot I \cdot \cos \varphi = S \cdot \cos \varphi,$$

$$Q = S \cdot \sin \varphi,$$

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \lambda. \quad (4.26)$$

Полная мощность S это теоретически достижимая, расчетная мощность, По значению S производятся расчеты сечения проводов, изоляция, параметры приемников электрической энергии. Из-за сдвига фаз φ мощность полностью не реализуется. Поэтому $\cos \varphi$ и получил название коэффициента мощности. Всегда стремятся обеспечить его высоким.

3. Выражение мощности в комплексной форме

Широкое применение комплексного представления тока и напряжения в процессе анализа электрических цепей предполагает найти комплексное представление для активной, реактивной и полной мощности. На первый взгляд эта задача не должна вызывать затруднений. Достаточно в выражение для мощности подставить комплексные ток и напряжение. Посмотрим так ли это?

Пусть заданы комплексные ток $I_m = I_m \cdot e^{j\varphi_i}$ и напряжение $U_m = U_m \cdot e^{j\varphi_u}$.

Тогда их произведение должно представлять полную мощность цепи.

$$\frac{U_m \cdot I_m}{2} = \dot{U} \cdot \dot{I} \cdot e^{j(\varphi_u + \varphi_i)} = U \cdot I \cdot \cos(\varphi_u + \varphi_i) + j \cdot U \cdot I \cdot \sin(\varphi_u + \varphi_i).$$

Правая часть полученного выражения должна определять активную (действительную часть) и реактивную (мнимая часть) мощности. Но слагаемые правой части не соответствуют выражениям (4.16) и (4.21), так как в них сдвиг фаз определяется разностью

$$\varphi = \varphi_u - \varphi_i.$$

Чтобы устранить такое несоответствие пользуются искусственным приемом. Под комплексным изображением полной мощности понимают произведение комплексного напряжения на комплексно-сопряженный ток. Напомним, что два комплексных числа $\dot{I}$ и $\dot{I}^*$ называются взаимно сопряженными, если их действительные части равны, а мнимые отличаются только знаком:

$$\dot{I} = i' + ji'' = I \cdot (\cos \varphi + j \sin \varphi) = I \cdot e^{j\varphi};$$

$$\dot{I}^* = i' - ji'' = I(\cos \varphi - j \sin \varphi) = I \cdot e^{-j\varphi}.$$

При таком определении комплексная мощность цепи определится выражением

$$\tilde{S} = \frac{\dot{U}_m \cdot \dot{I}_m^*}{2} = U \cdot I \cdot e^{j(\varphi_u - \varphi_i)}, \text{ т.е.}$$

$$\tilde{S} = \dot{U} \cdot \dot{I}^* = U \cdot I \cdot \cos \varphi + j \cdot U \cdot I \cdot \sin \varphi = S \cdot \cos \varphi + jS \cdot \sin \varphi = P + jQ. \quad (4.27)$$

Знак «тильда» означает комплекс полной мощности, составленный при участии сопряженного комплекса тока. Действительная часть комплексной мощности есть полная мощность, а мнимая часть - реактивная мощность. Модуль комплексного представления - полная мощность.

Рассмотрим пример. Пусть в схеме рис. (4.6) заданы ЭДС $e(t) = 141 \cdot \sin \omega t$ [В] и параметры элементов:

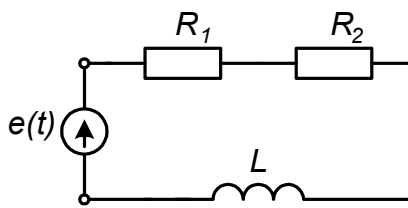


Рис. 4.6

$R_1=3[\text{Ом}]; \quad R_2=2[\text{Ом}]; \quad L=0,0095[\text{Г}]; \quad \omega = 314 \left[\frac{\text{Раd}}{\text{с}} \right].$ Определить

активную, реактивную и полную мощности цепи.

Решение

Комплекс действующего значения напряжения на входе всей схемы равен

$$\dot{U} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = 100[\text{В}]$$

Комплексное сопротивление цепи

$$Z = R_1 + R_2 + j\omega L = 3 + 2 + j314 \cdot 0,0095 = 5 + j2,983.$$

Переходим к показательной форме комплексного сопротивления. Для этого находим модуль

$$Z = \sqrt{5^2 + (2,983)^2} \approx 5,82$$

и фазу

$$\varphi = \arctg \frac{2,983}{5} = 31^\circ.$$

Отсюда

$$Z = 5,82 \cdot e^{j31^\circ}.$$

Комплекс действующего значения тока

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z} = \frac{100}{5,82 \cdot e^{j31^\circ}} = 17,2 \cdot e^{-j31^\circ}.$$

Сопряженный комплекс тока

$$\dot{I}^* = 17,2 \cdot e^{j31^\circ} \quad \dot{I}^* = 17,2 \cdot e^{j31^\circ}.$$

Комплекс мощности

$$\tilde{S} = \dot{U} \cdot \dot{I}^* = 100 \cdot 17,2 \cdot e^{j31^\circ} = 1720 \cdot \cos 31^\circ + j1720 \sin 31^\circ.$$

Отсюда:

$$P = 1475[\text{Вт}]; \quad Q = 886[\text{вар}]; \quad S = 1720[\text{ВА}].$$

РЕЗОНАНСНЫЕ СВОЙСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

Мы уже знаем, что алгебраическая форма комплексного сопротивления Z имеет действительную R и мнимую jX части

$$Z = R + jX.$$

Значение действительной и мнимой частей определяются составом и структурой схемы. Для схемы с последовательно включенными R , L , и C элементами реактивное сопротивление

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C}$$

Очевидно, что значение слагаемых зависит от частоты ω . При малых частотах емкостная составляющая имеет большое значение, а индуктивная - малое. Поэтому реактивное сопротивление схемы X принимает емкостной характер. При больших частотах X принимает индуктивный характер. Существует такая частота ω_0 при которой

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}.$$

При этой частоте реактивное сопротивление равно нулю, а комплексное сопротивление цепи становится активным. Такой режим выделяют особо и называют резонансным.

При резонансном режиме работы электрической цепи принимают режим, при котором ее сопротивление является чисто активным.

Различают две разновидности резонансных режимов: резонанс токов и резонанс напряжений.

1. Резонанс токов

Резонанс токов возникает в цепи с параллельным включением элементов (рис.5.1). Такая цепь содержит два сложных потенциальных узла, а все элементы находятся под одним и тем же напряжением

$$e(t) = u(t) = U_m \cdot \sin \omega t \quad (5.1)$$

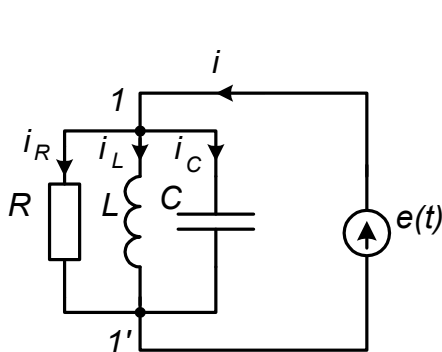


Рис. 5.1

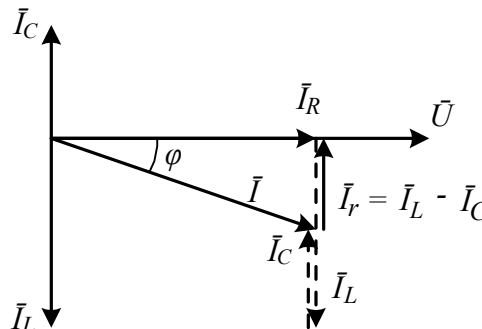


Рис. 5.2

Для любого из узлов - 1 или 1' справедлив первый закон Кирхгофа:

$$i(t) = i_R(t) + i_L(t) + i_C(t). \quad (5.2)$$

Применяя к (5.2) выражения (1.7) и (1.12) приведем его к виду

$$i(t) = \frac{u(t)}{R} + \frac{1}{L} \int_0^t u(t) dt + C \frac{du(t)}{dt}. \quad (5.3)$$

Подставим в (5.3) вместо $u(t)$ его значение из (5.1) и решим его

$$i(t) = \frac{U_m}{R} \cdot \sin \omega t - \frac{U_m}{\omega L} \cos \omega t + U_m \omega C \cdot \cos \omega t. \quad (5.4)$$

Векторная диаграмма, построенная по (5.4) приведена на рис. 5.2. В качестве исходного в ней принят общий для всех элементов цепи вектор напряжения $\bar{U}$. С этим вектором совпадает по направлению вектор тока через резистор. Его величина равна

$$I_R = \frac{U}{R}$$

Вектор тока через индуктивность $I_L = U / \omega L$ отстает от вектора напряжения, а вектор тока через емкость опережает его на 90° . Проведем последовательное сложение векторов $\bar{I}_R, \bar{I}_L, \bar{I}_C$. Результатом сложения является

вектор $\bar{I}$. Он сдвинут по фазе относительно вектора $\bar{U}$ на угол φ . Разность векторов $\bar{I}_L u \bar{I}_C$ дает вектор реактивного тока I_r . Его величина

$$I_r = U\omega C - \frac{U}{\omega L} = U\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \quad (5.5)$$

Векторы $\bar{I}_a; \bar{I}$ и I_r образуют треугольник токов. Для этого треугольника справедливы выражения

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_r^2} = U \sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2} = U \sqrt{G^2 + B^2}. \quad (5.6)$$

$$\varphi = \arctg \frac{I_r}{I_a} = \arctg \frac{\omega C - \frac{1}{\omega L}}{\frac{1}{R}} = \arctg \frac{B}{G} \quad (5.7)$$

Треугольник токов наглядно показывает, что для достижения резонанса в цепи необходимо обеспечить равенства противофазных токов I_L и I_C . Тогда результирующий реактивный ток цепи I_r и угол φ будут равны нулю, а сопротивление цепи станет активным. Из выражения (5.5) видно что I_r может быть равно нулю при соблюдении условия

$$\omega C - \frac{1}{\omega L} = 0 \quad (5.8)$$

Отсюда легко определить:

-частоту ω_0 , на которой наступает резонанс (резонансную частоту) при заданных значениях элементов L и C

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad (5.9)$$

-значение одного из элементов L или C, если заданы резонансная частота ω_0 и другой элемент

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C}, \quad C = \frac{1}{\omega_0^2 L}. \quad (5.10)$$

Определим значение тока всей цепи и токов, протекающих в ее ветвях в режиме резонанса.

Действующее значение тока всей цепи I_0 на частоте ω_0 легко найти по (5.6)

$$I_0 = \frac{U}{R} \quad (5.11)$$

Но это значение равно току, протекающему через активное сопротивление цепи I_R т.е.

$$I_0 = I_R \quad (5.12)$$

Ток, протекающий через элемент L определим по закону Ома

$$I_{oL} = U \cdot Y_L = \frac{U}{\omega_0 L}. \quad (5.13)$$

Подставляя в (5.13) вместо U его значение из (5.11) получим

$$I_{oL} = \frac{R}{\omega_0 L} I_0. \quad (5.14)$$

Аналогично определяем выражение для тока через элемент

$$I_{oC} = R \omega_0 C I_0 \quad (5.15)$$

Принимая во внимание (5.8) нетрудно сделать вывод о том, что токи протекающие через индуктивный и емкостной элементы равны по величине, но противоположны по фазе. Величина Q равная

$$\frac{R}{\omega_0 L} = R \omega_0 C = Q \quad (5.16)$$

может быть больше единицы, в специальных устройствах достигает нескольких десятков и сотен единиц и называется добротностью.

Еще раз подчеркнем замечательную особенность цепи в режиме резонанса. Токи протекающие в ветвях реактивных элементов могут принимать значения в десятки и сотни раз больше общего тока цепи. Поэтому резонанс

цепи называют резонансом токов. Очень важно и то, что они противофазны. Именно это указывает на то, что в цепи происходит колебательный процесс с частотой ω_0 по передаче электрической энергии конденсатора в магнитную энергию индуктивности и наоборот. Энергия источника на этот процесс не затрачивается (при идеальных L и C). Она расходуется только на преодоление сопротивления резистора R. Поэтому цепь рис.5.1. называют параллельным колебательным контуром.

Чтобы завершить анализ цепи рассмотрим зависимость ее токов и напряжения от частоты (рис.5.4). Ток, протекающий через элемент R - i_R определяется законом Ома и не зависит от частоты. Ток через емкость i_C согласно (5.15) прямопропорционален частоте, а ток через индуктивность i_L – обратно пропорционален. На частоте ω_0 они равны по величине, но противоположны по направлению. Общий ток цепи определяется суммой трех токов. Поэтому он имеет большое значение на частотах, дальних от резонансной, но принимает значение i_R на резонансной частоте. Физически это означает что на резонансной частоте проводимость цепи минимальна (она равна

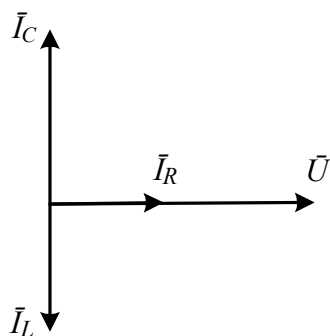


Рис. 5.3

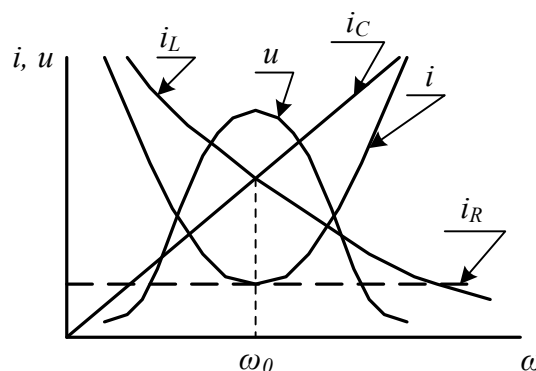


Рис. 5.4

проводимости только элемента R). Поэтому падение напряжения между узлами 1-1' максимально на частоте ω_0 и имеет вид резонансной прямой. В силу этих качеств параллельный колебательный контур широко применяют в радио и радиотехнических устройствах для выделения сигналов на заданной частоте.

2. Резонанс напряжений

Резонанс напряжений возникает в цепи с последовательным включением элементов (рис.5.5)

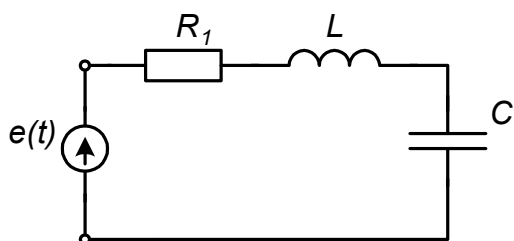


Рис. 5.5

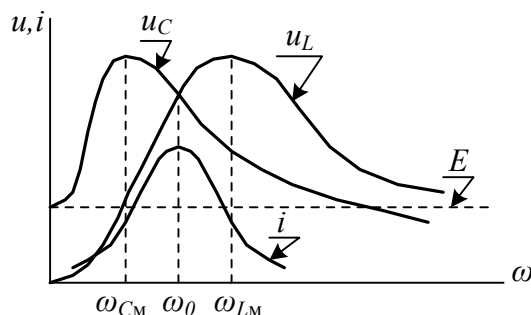


Рис. 5.6

Известно, что комплексное сопротивление токов цепи определяется выражением.

$$Z = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})$$

По определению резонанс в цепи рис.5.5 наступает когда выполнится условие

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

Отсюда видно, что резонанс в цепи возникает на частоте

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

Очевидно также, что

$$L = 1/\omega_0^2 C, C = 1/\omega_0^2 L.$$

Видим, что полученные выражения полностью соответствуют (5.9) и (5.10). Это подтверждает единство физической сути различных видов резонанса.

Определим ток и напряжение всей цепи, а также падение напряжения на ее отдельных элементах в режиме резонанса.

Так как сопротивление всей цепи в режиме резонанса минимально и равно R то ток в ней максимален и равен

$$I_0 = \frac{E}{R}, \quad (5.17)$$

а падение напряжения определяется ЭДС источника - E .

Падение напряжения на отдельных элементах легко найти по закону Ома. Так, падение напряжения на резисторе R равно U

$$U_{0R} = R \cdot I_0 = E \quad (5.18)$$

Тривиальный математически результат интересен по физической сути. Все напряжение источника выделяется на одном элементе цепи.

Падение напряжения на индуктивности равно

$$U_{0L} = X_L \cdot I_0 = \frac{\omega_0 L}{R} \cdot E \quad (5.19)$$

Величина

$$\frac{\omega_0 L}{R} = Q \quad (5.20)$$

называется добротностью и может принимать значение десятков и сотен единиц. Значит, падение напряжения на индуктивности может в десятки и сотни раз превышать ЭДС источника.

Падение напряжения на емкости равно

$$U_{0C} = X_C \cdot I_0 = E / R\omega_0 C \quad (5.21)$$

Так как $\omega_0 L / R = 1 / R\omega_0 C$, то падение напряжения на емкости равно по величине падению напряжения на индуктивности, но согласно (5.8) они противоположны по знаку. Отношение напряжения на индуктивности или на емкости в режиме резонанса к току в этом режиме называют характеристическим сопротивлением ρ , причем

$$\rho = \frac{U_{0L}}{I_0} = \frac{\omega_0 L}{R} \cdot E \cdot \frac{R}{E} = \omega_0 L = \sqrt{\frac{L^2}{LC}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5.22)$$

В силу того что

$$|U_{0L}| = |U_{0C}| \gg E,$$

рассматриваемый режим назван резонансом напряжений. Противофазность напряжений U_{0C} и U_{0L} указывает на то, что в цепи происходит такой же колебательный процесс с частотой ω_0 , как и в параллельном колебательном контуре.

Здесь также энергия источника затрачивается только на преодоление сопротивления резистора R . Поэтому цепь называется последовательным колебательным контуром.

Завершим анализ резонанса напряжений разбором частотной зависимости тока цепи рис.5.5. и падений напряжений на элементах L и C от частоты (рис.5.6). На рисунке пунктиром отмечен график ЭДС. Падение напряжения на идеальной индуктивности при $\omega = 0$ равно нулю. С увеличением частоты сопротивление индуктивности, а значит и падение напряжения на ней увеличивается. Когда частота устремляется в бесконечность сопротивление X_L также устремляется в бесконечность. При этом падение напряжения стремится к E . Между крайними точками существует экстремум напряжения U_{Lm} который находится по формуле

$$U_{Lm} = \frac{U_{L0}}{\sqrt{1 - \frac{R^2}{4\rho^2}}} \quad (5.23)$$

Частота, на которой достигается этот максимум определяется выражением

$$\omega_{Lm} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \frac{R^2}{2\rho^2}}} \quad (5.24)$$

Сопротивление емкости на частоте $\omega = 0$ равно бесконечности и значит напряжение на ее обкладках равно E . С увеличением частоты сопротивление X_C уменьшается, а при $\omega \rightarrow \infty$ стремится к нулю. Между крайними точками также существует экстремум причем

$$U_{Cm} = \frac{U_{C0}}{\sqrt{1 - \frac{R^2}{4\rho^2}}} \quad (5.25)$$

Частота, на которой достигается этот максимум определяется выражением

$$\omega_{Cm} = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{R^2}{2\rho^2}} \quad (5.26)$$

Так как подкоренное выражение в (5.24) и (5.26) всегда меньше единицы то очевидно, что

$$\omega_{Cm} < \omega_0 < \omega_{Lm}$$

Кроме того

$$|U_{L0}| = |U_{C0}| < U_{Lm} = U_{Cm}.$$

В силу этих особенностей единственным верным признаком наступления резонанса в цепи является максимум тока, значение которого изменяется с изменением частоты по резонансной кривой.

ТРЕХФАЗНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

Лекция 7. Общие сведения о трехфазных линейных электрических цепях

В современных энергетических системах генерирование и передача больших потоков энергии осуществляется трехфазными цепями (системами). Широкое их распространение объясняется, главным образом, тремя основными причинами:

а) передача энергии на дальние расстояния трехфазным током экономически более выгодна, чем переменным током с иным числом фаз;

б) элементы трехфазной системы - трехфазный асинхронный двигатель и трехфазный трансформатор - весьма просты в производстве, экономичны и надежны в работе;

в) трехфазная система обладает свойством неизменности величины мгновенной мощности за период синусоидального тока в том случае, если нагрузка во всех трех фазах трехфазного генератора одинакова.

Трехфазная система была изобретена и разработана во всех деталях, включая трехфазные трансформатор и асинхронный двигатель, выдающимися русским инженером М.О. Доливо-Добровольским в 1891 году.

1. Схемы соединения трехфазных цепей

Под трехфазной симметричной системой ЭДС понимают совокупность трех синусоидальных ЭДС одинаковой частоты и амплитуды, сдвинутых по фазе на 120° .

График их мгновенных значений представлен на рис. 7.1., векторная диаграмма - на рис. 7.2.

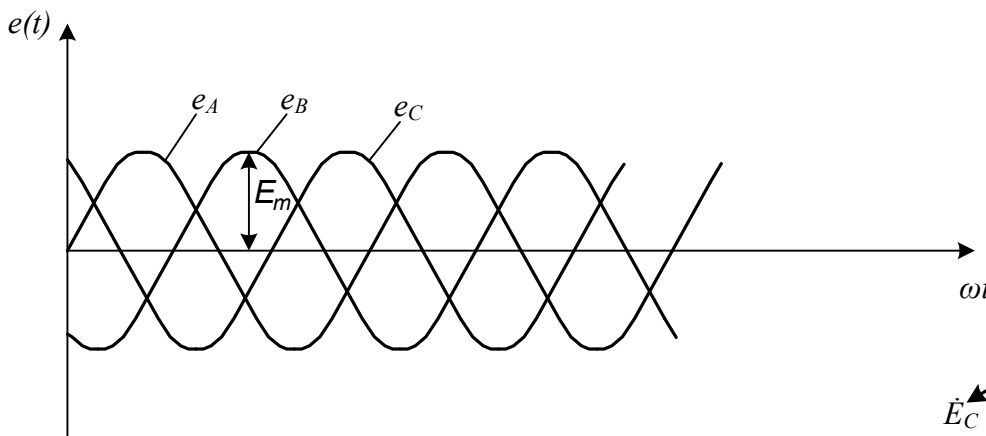


Рис. 7.1

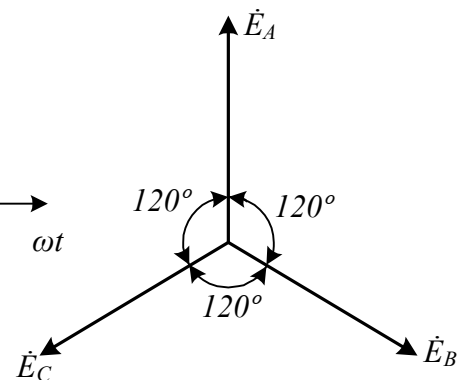


Рис. 7.2

$$e_A = E_m \cdot \sin \omega t, \quad e_B = E_m \cdot \sin(\omega t - 2\pi / 3), \quad e_C = E_m \cdot \sin(\omega t - 4\pi / 3).$$

Трехфазную систему э.д.с. получают при помощи трехфазного генератора, в пазах статора которого размещены три электрически изолированные друг от друга обмотки - фазные обмотки генератора. Плоскости обмоток смещены в пространстве на 120° . При вращении ротора генератора в обмотках наводятся синусоидальные э.д.с. одинаковые по амплитуде, но сдвинутые по фазе на 120° .

Чтобы отличить три э.д.с. трехфазного генератора друг от друга, их обозначают соответствующим образом. Если одну э.д.с. обозначить E_B , а опережающая на 120° - E_C .

На электрической схеме трехфазный генератор изображают в виде трех обмоток, расположенных друг к другу под углом 120° .

При соединении "звездой" одноименные зажимы (например, концы) трех обмоток объединяются в один узел, который называют нулевой точкой генератора и обозначают буквой 0 (рис. 7.3). Начала обмоток генератора обозначают буквами А, В, С.

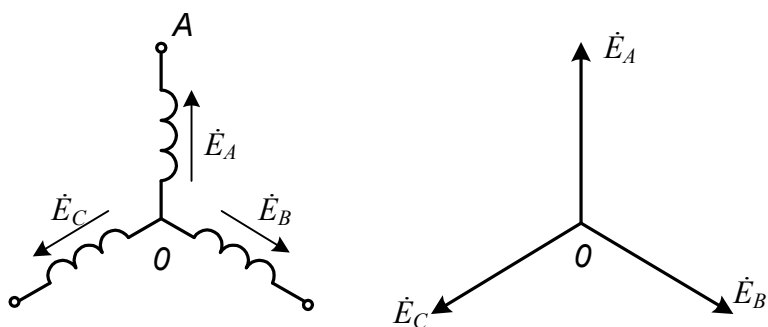


Рис. 7.3

При соединении обмоток генератора "треугольником" конец первой обмотки генератора соединяется с началом второй, конец второй - с началом третьей, конец третьей - с началом первой (рис.7.4).

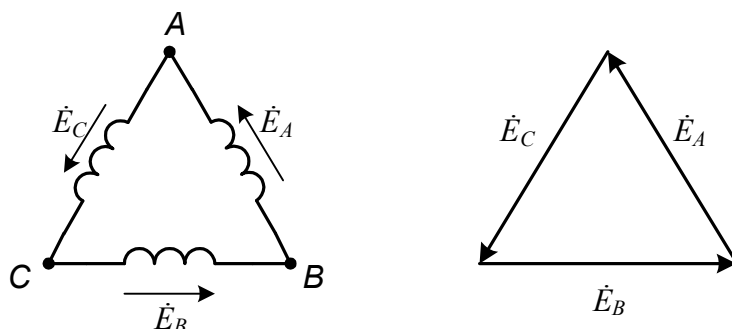


Рис. 7.4

Геометрическая сумма э.д.с. в треугольнике равна нулю. Поэтому, если в зажимах А, В, С не присоединена нагрузка, то по обмоткам генератора не будет протекать ток.

*Совокупность трехфазной системы ЭДС и трехфазной нагрузки (или нагрузок и соединительных проводов) называют **трехфазной цепью**.*

Токи, протекающие по отдельным участкам трехфазной цепи, сдвинуты относительно друг друга по фазе. Под **фазой** трехфазной цепи понимают участок цепи, по которому протекает один и тот же ток. Таким образом, в зависимости от рассматриваемого вопроса, фаза - это либо участок трехфазной цепи, либо аргумент синусоидально изменяющейся величины. Три обмотки генератора должны быть соединены с нагрузкой. Существуют различные способы соединения обмоток. Самым неэкономичным способом было бы соединение каждой обмотки генератора с нагрузкой двумя проводами, на что потребовалось бы шесть соединительных проводов. В целях экономии обмотки трехфазного генератора соединяют в "звезду" или "треугольник", вследствие чего количество соединительных проводов от генератора к нагрузке уменьшается с шести до трех или до четырех.

Рассмотрим способы соединения трехфазного генератора с трехфазной нагрузкой.

Схема соединения "звезда" - "звезда" с нулевым проводом представлена на рис. 7.5.

Узел, который образуют три конца трехфазной нагрузки при соединении ее "звездой", называют нулевой точкой нагрузки и обозначают 0.

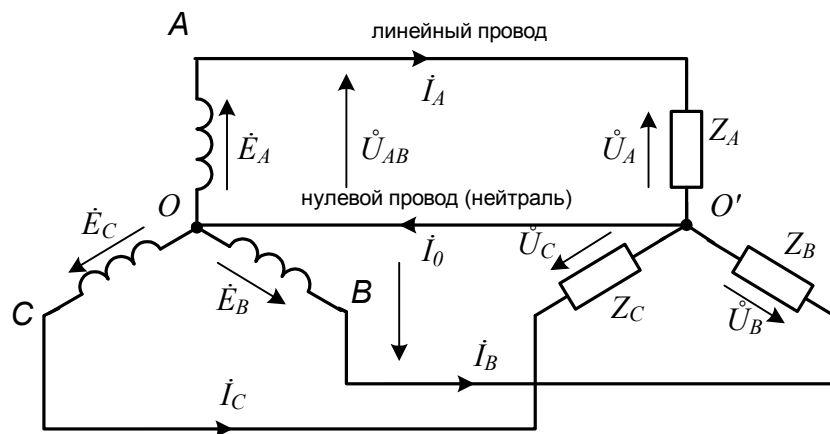


Рис. 7.5

Провод, соединяющий нулевые точки генератора и нагрузки, называют нулевым (нейтральным). Ток нулевого провода обозначают I_0 , положительное направление тока - от узла O' к узлу O . Провода, соединяющие зажимы А, В, С генератора с нагрузкой, называют линейными проводами. Текущие по линейным проводам токи называют линейными, их обозначают I_A, I_B, I_C . Условимся за положительное направление для них принимать направление от генератора к нагрузке. Модули линейных токов часто обозначают I_L , не указывая никакого дополнительного индекса. Такое обозначение применяется часто тогда, когда линейные токи по модулю одинаковы. Напряжение между линейными проводами называют линейным напряжением и обозначают при помощи двух индексов, например U_{AB} . Модуль линейного напряжения обозначают U_L .

Каждую из трех обмоток генератора называют фазой генератора. Каждую из трех нагрузок называют фазой нагрузки. Протекающие по ним токи называют фазовыми токами I_ϕ , а напряжения на них - фазовыми или фазными напряжениями U_ϕ .

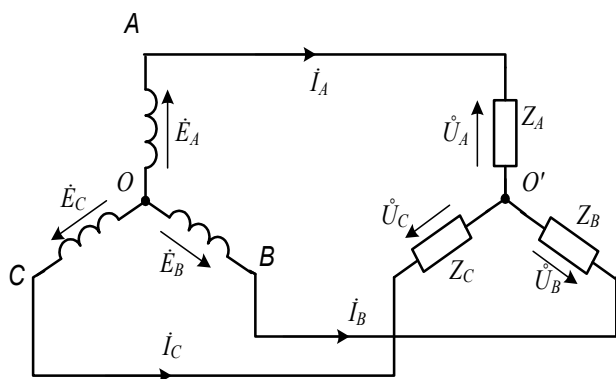


Рис. 7.6

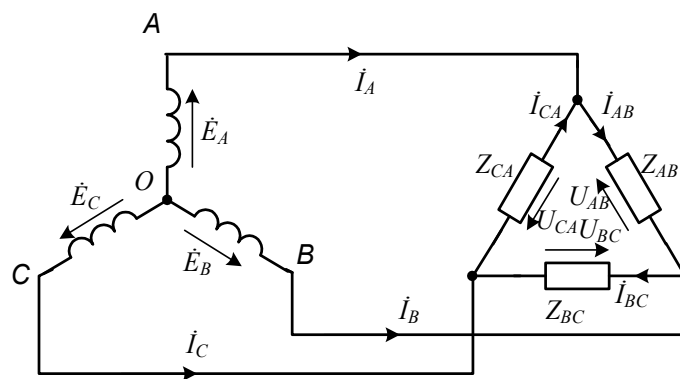


Рис. 7.7

Схему на рис.7.6 называют "звезда - звезда" без нулевого провода; на рис.7.7. - "звезда - треугольник"; на рис.

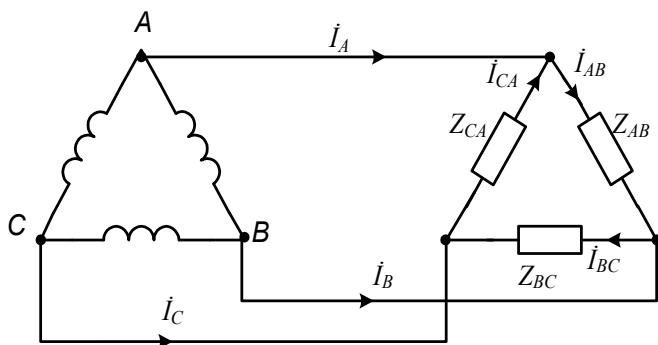


Рис. 7.8

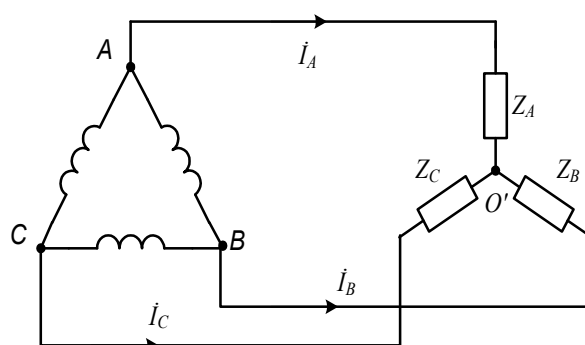


Рис. 7.9

7.8. - "треугольник - треугольник", на рис. 7.9. - "треугольник - звезда".

2. Соотношение между линейными и фазовыми напряжениями и токами

При соединении генератора в "звезду" (рис. 7.5, 7.6, 7.7) линейное напряжение по модулю в $\sqrt{3}$ раз больше фазового напряжения генератора (U_{ϕ} генератора). Это следует из того, что U_L есть основание равнобедренного треугольника с острыми углами по 30° (рис. 7.10):

$$U_L = U_{AB} = U_{\phi} \cdot 2 \cos 30^\circ = \sqrt{3} \cdot U_{\phi} \quad (7.1)$$

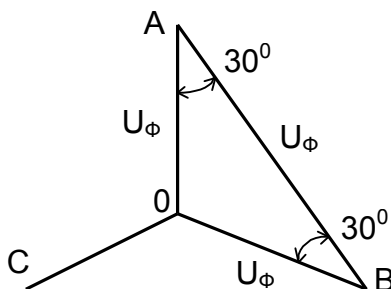


Рис. 7.10

Линейный ток I_L при соединении генератора в "звезду" равен фазовому току генератора:

$$I_L = I_{\phi} \quad (7.2)$$

При соединении генератора в "треугольник" линейное напряжение равно фазовому напряжению генератора (рис. 7.8; 7.9):

$$U_L = U_{\text{генер.}} \quad (7.3)$$

При соединении нагрузки в "звезду" (рис. 7.5; 7.6; 7.9) соответствующий линейный ток равен соответствующему фазовому току нагрузки:

$$I_L = I_{\phi}$$

При соединении нагрузки "треугольником" токи в сторонах треугольника также снабжают двумя индексами. Положительные направления токов выбирают по часовой стрелке. Индексы у токов соответствуют выбранным для них положительным направлениям. Первый индекс соответствует узлу, из которого ток вытекает, второй - узлу, в который ток втекает.

При соединении нагрузки в "треугольник" (рис. 7.7; 7.8) линейные токи не равны фазовым токам нагрузки и определяются через них по первому закону Кирхгофа:

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{AB} - \dot{I}_{CA}; \quad \dot{I}_B = \dot{I}_{BC} - \dot{I}_{AB}; \quad \dot{I}_C = \dot{I}_{CA} - \dot{I}_{BC}. \quad (7.4)$$

В случае симметричной нагрузки $Z_{AB} = Z_{CA} = Z_{BC}$ сумма фазных токов в нагрузке равна нулю. Линейный ток определяется как основание равнобедренного треугольника (рис. 7.11):

$$I_L = I_{\phi} \cdot 2 \cdot \cos 30^\circ = \sqrt{3} \cdot I_{\phi}. \quad (7.5)$$

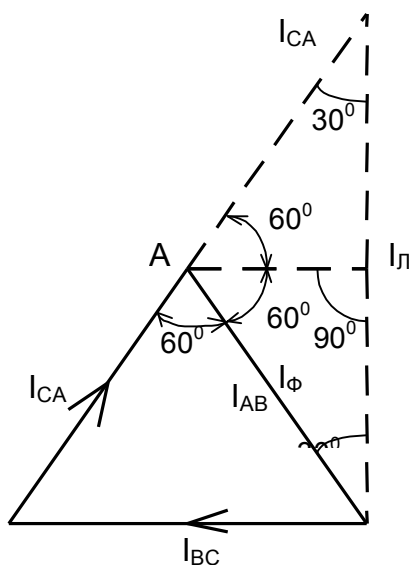


Рис. 7.11

3. Мощность трехфазной цепи

Под активной мощностью трехфазной системы понимают сумму активных мощностей фаз и активной мощности, выделяемой в сопротивлении, включенном в нулевой провод:

$$P_{cp} = P_A + P_B + P_C + P_0. \quad (7.6)$$

Реактивная мощность - сумма реактивных мощностей фаз и реактивной мощности сопротивления, включенного в нулевой провод:

$$Q = Q_A + Q_B + Q_C + Q_0. \quad (7.7)$$

Полная мощность:

$$S = \sqrt{P_{cp}^2 + Q^2} \quad (7.8)$$

Если нагрузка симметричная, то $P_0 = 0$. $Q_0 = 0$;

$$P_A = P_B = P_C = U_\phi \cdot I_\phi \cdot \cos \varphi; \quad (7.9)$$

$$Q_A = Q_B = Q_C = U_\phi \cdot I_\phi \cdot \sin \varphi. \quad (7.10)$$

Здесь под φ понимается угол между напряжением U_ϕ и током I_ϕ фазы нагрузки.

При симметричной нагрузке фаз

$$\left. \begin{aligned} P_{cp} &= 3U_\phi \cdot I_\phi \cdot \cos \varphi; \\ Q &= 3U_\phi \cdot I_\phi \cdot \sin \varphi; \\ S &= 3U_\phi \cdot I_\phi. \end{aligned} \right\} \quad (7.11)$$

При симметричной нагрузке независимо от способа ее соединения в "звезду" или в "треугольник"

$$3U_\phi I_\phi = \sqrt{3} \sqrt{3} U_\phi I_\phi = \sqrt{3} U_L I_L$$

Поэтому вместо формул (7.11) используют следующие:

$$\left. \begin{aligned} P_{cp} &= \sqrt{3} U_L I_L \cos \varphi; \\ Q &= \sqrt{3} U_L I_L \sin \varphi; \\ S &= \sqrt{3} U_L I_L. \end{aligned} \right\} \quad (7.12)$$

ТЕМА III

МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ АППАРАТЫ

Лекция 8. Основы теории магнетизма

Нагрузкой электрических цепей, в общем случае, являются электромагнитные устройства. Их работа основана на использовании электромагнитного поля.

К электромагнитным устройствам относятся трансформаторы, генераторы, электродвигатели, преобразователи, электроизмерительные приборы, реле, муфты и другие.

Разработанная теория магнитного поля позволяет не только понять механизм действия магнитного поля, но и рассчитать электромагнитные устройства. Рассмотрим ее основы.

1. Основные физические величины и соотношения

Основные физические величины, описывающие магнитное поле, известны из курса физики. К ним относятся: магнитная индукция, магнитный поток, намагниченность, напряженность магнитного поля, магнитная проницаемость.

Магнитная индукция B определяется силой, испытываемой единичным зарядом Q , движущимся в магнитном поле со скоростью V :

$$B = F / QV \quad (8.1)$$

Магнитная индукция измеряется в теслах [Тл].

Магнитный поток Φ - это поток вектора магнитной индукции через площадь S :

$$\Phi = \oint B \cdot dS \quad (8.2)$$

В однородном магнитном поле, перпендикулярном площади S , магнитный поток

$$\Phi = B \cdot S \quad (8.3)$$

Магнитный поток измеряется в веберах [Вб]:

$$1 \text{ Вб} = 1 \text{ Тл} \cdot 1 \text{ м}^2$$

Намагниченность есть магнитный момент единицы объема вещества:

$$\vec{M} = \lim_{V \rightarrow 0} \frac{\sum m}{V} \quad (8.4)$$

где m - вектор магнитного момента элементарного контура:

$$m = I \cdot S$$

Напряженность магнитного поля H связана с B и M зависимостью

$$H = B / \mu_0 - M \quad (8.5)$$

где μ_0 - магнитная постоянная:

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ Гн/м}$$

Намагниченность и напряженность магнитного поля измеряется в А/М.

Для ферромагнитных материалов

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H \quad (8.6)$$

где μ_r - относительная магнитная проницаемость.

Воздействие магнитного поля бывает двух видов:

1) индуктивное воздействие.

В этом случае в перемещаемом в магнитном поле проводнике возникает электродвижущая сила э.д.с. Если же это поле переменное, то э.д.с. возникает в неподвижном проводнике.

2) электромагнитное воздействие.

В этом случае на проводник с током в магнитном поле действует сила со стороны поля.

2. Характеристика магнитных свойств ферромагнитных материалов

Ферромагнитные материалы характеризуют зависимостью магнитной индукции от напряженности магнитного поля

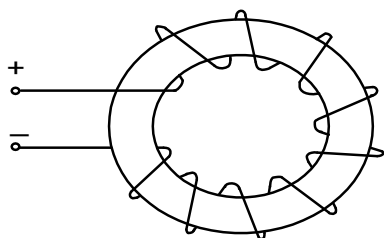


Рис.8.1

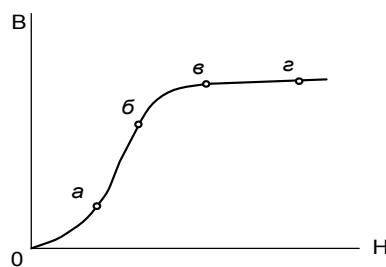


Рис. 8.2

$$B = f(H)$$

Эта зависимость устанавливается опытным путем. На рис. 8.1. приведено ферромагнитное кольцо с обмоткой в виде витков провода. Если увеличивать ток в витках, то H и B будут возрастать от нулевых значений по кривой начальной намагниченности (рис.8.2). Участок oa кривой есть начальная область, ab - область интенсивного намагничивания, $бв$ - колено кривой, $вг$ - участок насыщения, на котором намагниченность постоянная, $M = \text{const}$.

Отношение $B / H = \mu_a$ есть абсолютная магнитная проницаемость.

$$\mu_a = \mu_0 \cdot \mu_r,$$

откуда

$$\mu_r = \mu_a / \mu_0 = B / (\mu_0 \cdot H).$$

Относительная магнитная проницаемость μ_r зависит от H и может изменяться от единиц до десятков тысяч. Она показывает, во сколько раз магнитная проницаемость материала больше магнитной проницаемости вакуума.

Намагничивание сопровождается отставанием изменения B от H . Это обусловлено внутренним трением между границами областей самопроизвольного намагничивания и потерей энергии. Поэтому при циклическом изменении H зависимость $B=f(H)$ приобретает вид петли гистерезиса (рис.8.3). На рисунке B_r - остаточная намагниченность, H_c - коэрцитивная сила. Площадь петли гистерезиса пропорциональна энергии, выделяющейся в единице объема

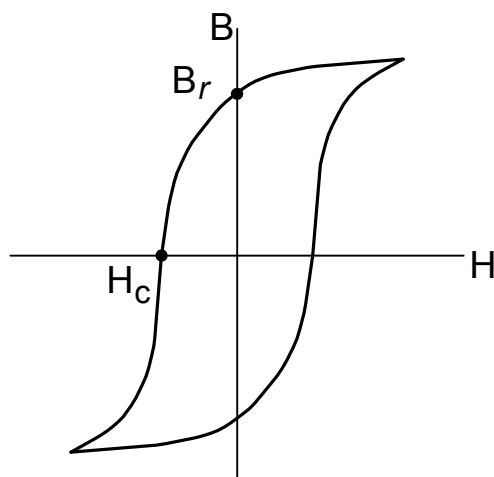


Рис. 8.3

ферромагнитного материала за один цикл перемагничивания.

Ферромагнитные материалы бывают магнитотвердые и магнитомягкие. Магнитомягкие используются для изготовления магнитопроводов. К таким материалам относятся:

- технически чистое железо,
- листовая электротехническая сталь (железосиликатная),
- железоникелевые стали (пермаллой).

Кривые намагничивания этих материалов приведены на рис.8.4.

График кривой намагничивания используется для выбора материалов при расчете электромагнитных устройств.

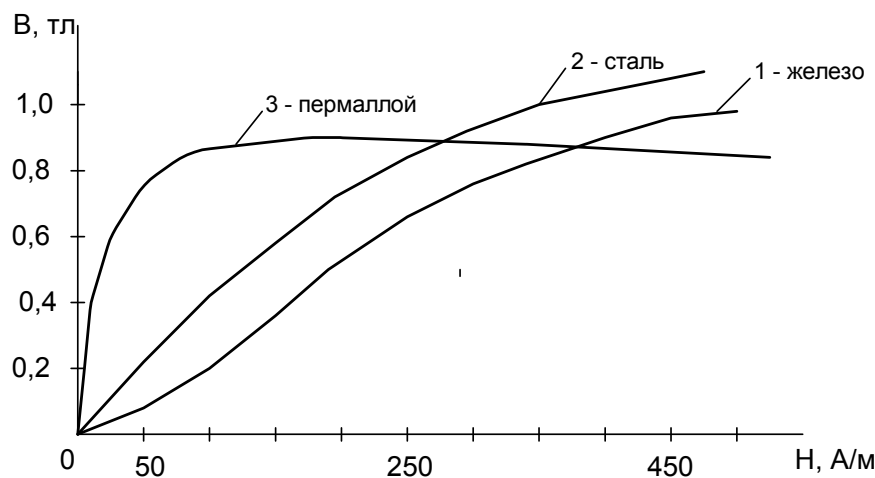


Рис. 8.4

3.Магнитные цепи

Практическим результатом теории магнитного поля является математический аппарат и методы расчета электромагнитных устройств. Любое электромагнитное устройство состоит из намагничивающих элементов (катушек, постоянных магнитов) и магнитопровода. Расчет заключается в определении материалов и геометрических размеров магнитопровода, тока катушки, числа ее витков и ее размеров. Намагничивающая катушка создает магнитное поле в магнитопроводе и в окружающем пространстве. Так как μ_r ферромагнитных материалов много больше μ_0 , то основная часть линий магнитного поля проходит по магнитопроводу.

Совокупность ферромагнитных тел и сред, по которым замыкается магнитный поток, называется магнитной цепью.

При анализе магнитных цепей допускаются следующие упрощения:

- 1.Магнитное поле изображается распределением магнитных силовых линий в магнитопроводе. Если поле равномерно распределено по сечению магнитопровода, то его изображают параллельными линиями.
- 2.Магнитная индукция и напряженность считаются равномерно распределенными по объему магнитопровода.

3. Магнитный поток считается сосредоточенным только в магнитопроводе.

Магнитные цепи делятся на однородные и неоднородные, разветвленные и неразветвленные. Однородная магнитная цепь приведена на рис.8.1. Это замкнутый магнитопровод с равномерной обмоткой. Каждый виток обмотки создает линии магнитной индукции, которые замыкаются по магнитопроводу. Совокупность витков создает общий магнитный поток.

На практике широко применяются неоднородные магнитные цепи. В таких цепях обмотка сосредоточена в одном месте, а магнитопровод имеет участки с различной магнитной проницаемостью μ_r (рис. 8.5).

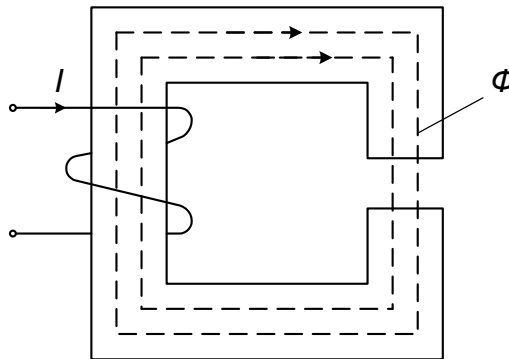


Рис. 8.5

С учетом перечисленных упрощений считается, что весь магнитный поток Φ проходит по магнитопроводу. Он постоянный как в ферромагнитном материале, так и в воздушном зазоре. Площадь воздушного зазора равна площади сечения ферромагнитного материала. $S_B = S_{\Phi M}$. Поэтому и магнитная индукция $B = \Phi/S$ также постоянна. Однако напряженность магнитного поля H в ферромагнитном материале и воздушном зазоре различна. Поэтому такая цепь называется неоднородной.

Примерами разветвленных магнитных цепей могут служить цепи электрических машин, трансформаторов, поляризованных реле.

4. Анализ магнитных цепей постоянного тока

Суть анализа сводится к определению основных параметров магнитных цепей: H , Φ , B , I , S . При этом пользуются понятиями магнитодвижущей силы, закона полного тока, магнитного напряжения U_m и магнитного сопротивления R_m .

Если по намагничивающей обмотке протекает ток I , то магнитодвижущей силой обмотки F называют произведение величины тока на число витков:

$$F = I \cdot \varpi \quad (8.7)$$

Связь между магнитодвижущей силой F и напряженностью магнитного поля H устанавливает закон полного тока:

$$\oint_l H \cdot dl = \varpi \cdot I = F \quad (8.8)$$

При анализе магнитных цепей пользуются значением средней линии магнитопровода, поэтому

$$H \cdot l_{cp} = F \quad (8.9)$$

Произведение

$$H \cdot l_{ав} = U_{маг} \quad (8.10)$$

называют магнитным напряжением участка цепи длиной $ав$.

Если магнитная цепь содержит два неоднородных участка длиной $l_{\Phi M}$ и l_B , то

$$H_{\Phi M} \cdot l_{\Phi M} + H_B \cdot l_B = \varpi \cdot I$$

или

$$U_{м\Phi M} + U_{мB} = \varpi \cdot I = F \quad (8.11)$$

Таким образом алгебраическая сумма магнитных напряжений на участках цепи равна магнитодвижущей силе обмотки. Выражение (8.11) представляет собой второй закон Кирхгофа для магнитной цепи.

Аналогично первого закона Кирхгофа является теорема Гауса: поток вектора магнитной индукции через любую замкнутую поверхность равен нулю:

$$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (8.12)$$

Рассмотрим выражение для магнитного напряжения

$$U_M H \cdot l_{cp} = \frac{B}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot l_{cp} = \Phi \frac{l_{cp}}{\mu_0 \mu_{cp} \cdot S}.$$

Обозначим выражение

$$\frac{l_{cp}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S} = R_M$$

R_M называется магнитным сопротивлением.

Тогда

$$U_M = \Phi \cdot R_M \quad (8.13)$$

Равенство (8.13) представляет собой закон Ома для магнитной цепи.

Если основной характеристикой электрической цепи является вольт-амперная характеристика, то для магнитной цепи - это ампер-веберная характеристика - зависимость между магнитным потоком и намагничивающим током $\Phi = f(I)$ (рис.8.6).

На рис. 8.6 $\Phi_{ФМ}$ - поток в ферромагнитном материале, Φ_B - поток в воздушном зазоре, Φ_Σ - результирующий поток.

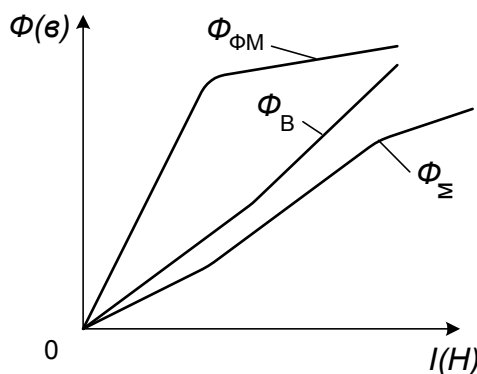


Рис. 8.6

На практике используется зависимость $B = f(H)$, так как H пропорциональна намагничивающему току I , а B пропорциональна магнитному потоку Φ .

5. Особенности физических процессов в магнитных цепях переменного тока

При анализе магнитных цепей переменного тока вводят следующие допущения:

- 1) магнитное поле рассеяния отсутствует;
- 2) активное сопротивление обмотки равно нулю.

При таких допущениях можно записать

$$u(t) = e(t)$$

где $e(t) = -d\psi / dt = -\omega d\Phi / dt$.

Отсюда следует, что магнитный поток в магнитопроводе переменный и определяется напряжением (воздействием) $u(t) = U_m \cdot \sin \omega t$.

$$\Phi(t) \frac{1}{\omega} \int u(t) dt = \frac{1}{\omega \omega} U_m \cdot \cos \omega t. \quad (8.14)$$

Таким образом, закон изменения магнитного потока $\Phi(t)$ не зависит от параметров цепи. Это первая особенность магнитных цепей переменного тока. Чтобы определить вторую особенность обратимся к известному выражению

$$U(t) = L \cdot i(t).$$

Из него следует, что

$$L = \frac{\psi(t)}{i(t)} \quad (8.15)$$

Но для простейшей магнитной цепи справедливы уравнения:

$$\psi(t) = \omega \Phi(t) = \omega S B(t);$$

$$i(t) = H(t) l / \omega.$$

Переменные $B(t)$ и $H(t)$ связаны по закону динамической петли гистерезиса. Эта связь нелинейна. Значит зависимость (8.15) тоже нелинейна, а индуктивность

$$L = \frac{d\psi}{di(t)} = L(i)$$

переменна. Это вторая особенность.

Индуктивность обмотки магнитопровода непостоянна и зависит от тока цепи, а уравнение

$$u = L(i) \cdot di / dt.$$

нелинейно. Отсюда третья особенность: магнитные цепи являются нелинейными цепями, поэтому при синусоидальном напряжении на обмотке ток в ней оказывается несинусоидальным.

Изменение магнитного потока $\Phi(t)$ с частотой ω приводит к нагреву магнитопровода из-за гистерезиса. Следовательно, в магнитопроводе возникают потери электроэнергии. Их называют магнитными потерями. Это четвертая особенность.

Лекция 9. Электромагнитные устройства

Перечень электромагнитных устройств очень большой. В лекции будут рассмотрены примеры применения теории магнитного поля к построению сварочных трансформаторов, ферромагнитных стабилизаторов, электромагнитных реле.

1. Физические основы построения сварочного трансформатора

Известно, что для неразветвленного магнитопровода с зазором закон полного тока имеет

$$l_{\phi M} \cdot H_{\phi M} + l_3 \cdot H_3 = \varpi I, \quad (9.1)$$

где: $l_{\phi M}$, l_3 - длина ферромагнитного участка и воздушного зазора соответственно; $H_{\phi M}$, H_3 - действующее значение напряженности магнитного поля на участках ферромагнитного материала и воздушного зазора соответственно;

I - действующее значение тока в намагничивающей обмотке.

Учитывая, что

$$H_3 = \frac{B}{\mu_0} = \Phi \frac{1}{\mu_0 S}, \quad (9.2)$$

а также что

$$R_3 = \frac{l_3}{\mu_0 S}, \quad (9.3)$$

перепишем (9.1)

$$l_{\phi} \cdot H_{\phi M} + R_3 \cdot \Phi = \varpi I \quad (9.4)$$

Так как относительная магнитная проницаемость μ_r магнитомягких материалов в десятки тысяч раз больше магнитной проницаемости воздуха μ_0 , то очевидно, что в

$$l_{\phi M} \cdot H_{\phi M} \ll l_3 \cdot H_3 = \Phi \cdot R_3.$$

Поэтому вместо (9.4) можно использовать приближенное равенство

$$R_3 \Phi = \varpi \cdot I \quad (9.5)$$

Подставляя в (9.5) вместо R_3 его значение из (9.3), а вместо

$$\Phi = \frac{U}{\varpi \cdot \omega},$$

определим ток цепи

$$I = \frac{U}{\varpi^2 \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot S} \cdot l_3 \quad (9.6)$$

Теперь очевидно, что ток в цепи магнитопровода с зазором можно регулировать изменяя длину воздушного зазора. Это свойство и используется в сварочных аппаратах для регулирования тока дуги.

2. Физические основы ферромагнитных стабилизаторов

Магнитные свойства ферромагнитных материалов как правило оценивают зависимостью

$$B = \varphi(H),$$

получая гистерезисные характеристики. Но нам уже известно, что

$$H \cdot l_{cp} = \varpi I,$$

а

$$B = \frac{\Phi}{S} = \frac{U}{\varpi \cdot \omega \cdot S}.$$

Приведенные выражения наглядно показывают прямую пропорциональную зависимость H от I , а B от U . Это позволяет применять к исследованию магнитопроводов вольт-амперные характеристики.

$$I = \varphi(U).$$

Такие характеристики полезны при расчете цепей из нескольких элементов. Общий вид зависимости $I = \varphi(u)$ для магнитопровода приведен на рис. 9.1. Как и кривая начальной намагниченности, вольт-амперная характеристика имеет начальный участок (оа), линейный (аб), колено (бв) и насыщенная (в,г).

Вольт-амперные характеристики применяются для определения физики работы ферромагнитных стабилизаторов.

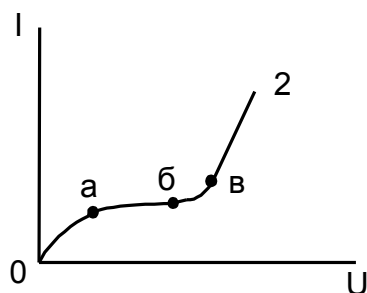


Рис. 9.1

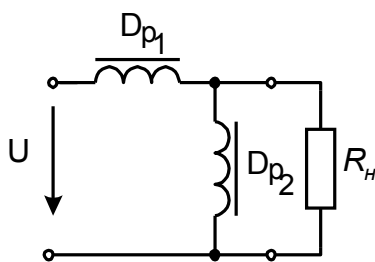


Рис. 9.2

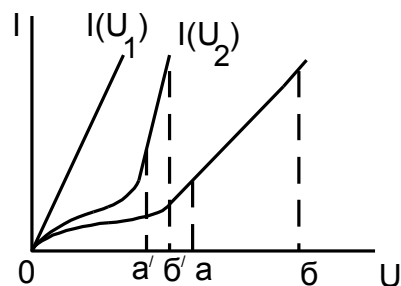


Рис. 9.3

Упрощенная схема ферромагнитного стабилизатора включает в свой состав два разомкнутых магнитопровода (дросселя) Dp_1 и Dp_2 . Дроссель Dp_1 работает в линейном режиме. Он выполняет роль ограничителя максимального тока. Дроссель Dp_2 работает в режиме насыщения. Их вольт-амперные характеристики приведены на рис. 9.3. Здесь же приведена результирующая характеристика $I(U_1 + U_2)$.

Напряжение на нагрузке определяется падением напряжения на дросселе Dp_2 . Графики рис. 9.3. показывают, что если на входе цепи, действует напряжение U_{oa} , то нагрузка находится под напряжением U_{oa} . Часть входного напряжения падает на сопротивлении дросселя $Dp_1 - U_{oa}$. Пусть входное напряжение дросселя $Dp_1 - U_{oa}$. Пусть входное напряжение увеличилось на величину аб. Это вызывает увеличение напряжения на нагрузке на величину а'б'. Наглядно видно, что а'б' в несколько раз меньше участка аб. Реально стабилизаторы ослабляют колебания входного напряжения в 5÷10 раз.

Таким образом дроссель, включенный параллельно нагрузке и работающий в режиме насыщения способен сглаживать броски напряжения на входе цепи.

3. Принцип работы электромагнитных механизмов.

Электромагнитные реле.

В состав автоматизированных, полуавтоматизированных и ручных систем управления электроэнергетическими установками, электроприводами, технологическими установками и т.п. входят электромагнитные устройства (контакторы, пускатели, реле, электромагниты). С помощью этих устройств производится регулирование токов и напряжений генераторов. Они выполняют функции контроля и защиты установок, потребляющих электроэнергию. Основными частями электромагнитных устройств являются электромагнитные механизмы: электрические контакты, механический или электромагнитный привод контактной группы, кнопки управления.

По назначению различают следующие электромагнитные устройства:

- коммутационные (разъединители, выключатели, переключатели);
- защитные (предохранители, реле защиты);
- пускорегулирующие (контакторы, пускатели, реле управления);
- контролирующие и регулирующие (датчики, реле);
- электромагниты.

Рассмотрим принцип работы электромагнитного механизма. В электромагнитном механизме осуществляется преобразование электрической энергии источника питания в механическую энергию перемещения якоря. Схема механизма приведена на рис. 9.4. Она включает неподвижную 1 (ядро) и подвижную 2 (якорь) части магнитопровода; намагничивающую катушку 3, удерживающую 4.

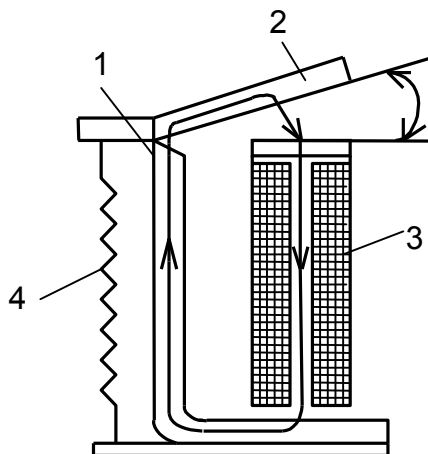


Рис. 9.4

Появление тока в намагничивающей катушке приводит к намагничиванию ферромагнитных частей магнитопровода. Образовавшееся магнитное поле притягивает якорь к ярму.

Проведем анализ процесса преобразования энергии. Пусть к намагничивающей катушке приложено напряжение

U , и через нее протекает ток I . На сопротивлении катушки R создается падение напряжения $U_R = I \cdot R$.

Разность $U - U_R$ уравнивает э.д.с. e_L , т.е.

$$e_L = U_R - U = d\psi / dt \quad (9.7)$$

Тогда

$$-d\psi / dt = I \cdot R - U \quad (9.8)$$

Умножим (9.8) на $I \cdot dt$ и проинтегрируем за время намагничивания. Тогда

$$\int_0^t U \cdot I \cdot dt = \int_0^{\psi} I \cdot d\psi + \int_0^t R \cdot I^2 \cdot dt, \text{ или}$$

$$W_{\psi} = W_M + W_{II},$$

где W_{II} - энергия, затрачиваемая источником на нагрев катушки за время t

Решением выражения для W_M имеет вид:

$$W_M = \int_0^{\psi} I d\psi = \psi \cdot I / 2 \quad (9.9)$$

Учитывая, что

$$\psi = \varpi \Phi = \varpi BS,$$

а

$$\varpi \cdot I = H \cdot l,$$

где S - площадь, а l - воздушного зазора, получим

$$W_M = S \cdot l \cdot B \cdot H / 2.$$

При перемещении якоря совершается работа

$$\Delta A = W_{M1} - W_{M2} = F \cdot \Delta l_B$$

где W_{M1} - энергия магнитного поля в начале намагничивания с длиной воздушного зазора l_1 ;

W_{M2} - энергия магнитного поля с длиной воздушного зазора l_2 ;

$$\Delta l_B = l_1 - l_2.$$

С учетом (9.10) можем записать

$$\Delta A = S \cdot (B \cdot H) / 2 \Delta l_B$$

Так как $H = B / \mu_0$, то

$$\Delta A = S \cdot B^2 / (2\mu_0) \cdot \Delta l_B = F \cdot \Delta l_B,$$

где

$$F = S \cdot B^2 / 2\mu_0 \approx 4,08 \cdot 10^{-4} \cdot S \cdot B^2 \cdot \Delta l [\text{кГ}]. \quad (9.11)$$

Выражение (9.11) определяет силу [кГ], с которой магнитное поле действует на якорь. Очевидно, что значение силы зависит от длины зазора l_B и магнитодвижущей силы $\varpi \cdot I$.

Если к катушке подключен источник синусоидального напряжения, то и магнитный поток в магнитопроводе и воздушном зазоре изменяется по синусоидальному закону:

$$\Phi(t) = \Phi_M \cdot \sin \omega t.$$

В этом случае мгновенное значение силы, притягивающий якорь к ярму определяется выражением

$$F(t) = \Phi_M^2 / (2\mu_0 \cdot S) \cdot \sin \omega t,$$

где

$$\Phi_M = B_M \cdot S$$

После преобразования получим

$$F(t) = \frac{\Phi_M^2}{4\mu_0 S} = \frac{\Phi_M^2}{4\mu_0 S} \cdot \cos 2\omega t. \quad (9.12)$$

Видно, что тяговая сила содержит переменную и постоянную составляющую. Переменная составляющая имеет частоту, вдвое большую частоты питающего напряжения, и амплитуду, равную постоянной составляющей. Пульсация $F(t)$ вызывает вибрацию якоря (дребезг).

В однофазных электромагнитных механизмах для устранения пульсации на якоре размещают короткозамкнутый (КЗ) виток провода. Переменный магнитный поток $\Phi(t)$ наводит в КЗ витке э.д.с. сдвинутую по фазе на 90° относительно Φ_m . По витку протекает ток i_K , который создает поток Φ_{KM} , совпадающий по фазе с э.д.с.

Теперь на якорь начинает действовать пульсирующая сила с удвоенной частотой, т.е. $\cos 4\omega t$. В итоге постоянная составляющая силы возрастает, пульсация уменьшается.

Электромагнитное реле - это устройство, в котором при достижении определенного значения входной величины выходная величина изменяется скачком. Выходные контакты реле замыкаются или размыкаются. Реле применяют в цепях управления с током не более 1А. Входной или управляющей величиной реле могут быть электрические, механические, тепловые и др. воздействия.

На рис. 9.5. показано устройство простейшего электромагнитного реле клапанного типа. При определенной магнитодвижущей силе (МДС) в цепи управления возникающая сила F притяжения якоря 3 к ярму 1 превышает силу противодействующей пружины 2. Воздушный зазор уменьшается. Клапан 4 нажимает на подвижный контакт 5 и прижимает его с силой F к неподвижному контакту 6. Управляемая цепь замыкается. Исполнительный элемент 7 производит требуемое действие.

Контакты реле в исходном положении могут быть как разомкнуты, так и замкнуты. В последнем случае при срабатывании реле они размыкаются. Действие каких-либо устройств прекращается. Многие реле имеют несколько контактных пар. Тогда их используют для управления несколькими электрическими цепями.

Функции реле связаны с контролем режима работы важных элементов электрической цепи: генераторов, трансформаторов, линий передач, электродвигателей и т.п.

При нарушении нормального режима соответствующее реле приводит в действие аппаратуру, которая либо восстанавливает нормальный режим работы, либо отключает поврежденный участок. Такие реле называют "реле защиты". Они "наблюдают" за током в цепи (токовая защита), за напряжением на отдельных участках (защита по напряжению), за изменением мощности, частоты тока и т.д.

В зависимости от значения или направления входной величины различают реле максимального, минимального или направленного действия.

В зависимости от времени срабатывания различают реле быстродействующие ($t_{cp} < 0,05c$), нормальные ($t_{cp} = 0,05 \div 0,25c$) и с выдержкой времени (реле времени).

Реле, не реагирующее на направление управляющей величины (например, тока), называют нейтральным. Реле, чувствительные к полярности управляющей величины, называют поляризованными.

Если исполнительный элемент реле (подвижные контакты) непосредственно воздействует на цепь управления, то это реле прямого действия. Когда воздействие осуществляется через другие аппараты - реле косвенного действия.

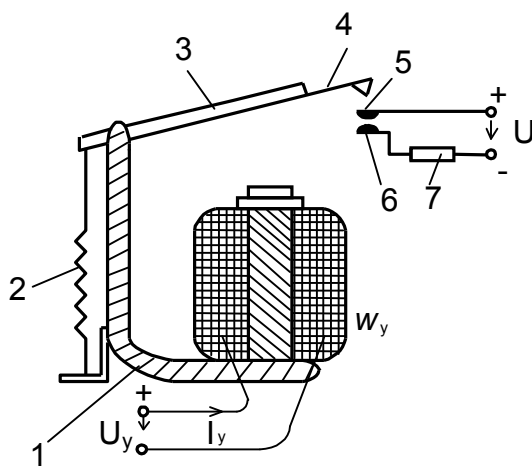


Рис. 9.5

Трансформаторы

1. Общие сведения о трансформаторах

Трансформатор для технических целей впервые был применен П.Н. Яблочковым в 1876 году для питания электрических свечей. Широкое применение трансформаторы получили после того, как М.О. Доливо-Добровольским была предложена трехфазная система передачи электроэнергии и разработана конструкция первого трехфазного трансформатора (1891г.)

Под трансформатором понимают статическое (т.е. без движущихся частей) электромагнитное устройство, предназначенное для преобразования переменного напряжения одной величины в переменное напряжение другой величины той же частоты.

Трансформатор состоит из двух и более обмоток, электрически изолированных друг от друга и охваченных общим магнитным потоком. Для усиления индуктивной связи и снижения вихревых токов обмотки трансформаторов (кроме воздушных трансформаторов) размещается на магнитопроводе, собранном из листовой электротехнической стали.

Обмотка трансформатора, соединенная с источником питания, называется первичной. Все величины, относящиеся к этой обмотке: число витков, напряжения, ток и т.д. - также именуются первичными. Их буквенные обозначения снабжаются индексом 1, например ϖ_1, u_1, I_1 . Обмотка, к которой подключается нагрузка (потребитель электроэнергии), и относящиеся к ней величины называются вторичными. Они снабжаются индексом 2. Различают однофазные (для цепей однофазного тока) и трехфазные (для трехфазных цепей) трансформаторы. У трехфазного трансформатора первичной или вторичной обмоткой принято называть соответственно совокупность трех фазных обмоток одного напряжения.

Основные условные графические обозначения однофазного (1, 2, 3) и трехфазного (4, 5, 6) трансформаторов показаны на рис. 10.1. На щитке трансформатора указывается его номинальное напряжение - высшее и низшее, в соответствии с чем следует различать обмотку высшего напряжения (ВН) и обмотку низшего напряжения (НН) трансформатора. Кроме того, на щитке указывается номинальная полная мощность (В·А или кВ·А), токи (А) при номинальной полной мощности, частота, число фаз, схема соединения, режим работы (длительный или кратковременный) и способ охлаждения (воздушный или масляный).

Если первичное напряжение U_1 трансформатора меньше вторичного U_2 , то он работает как повышающий трансформатор; в противном случае ($U_1 > U_2$) - как понижающий.

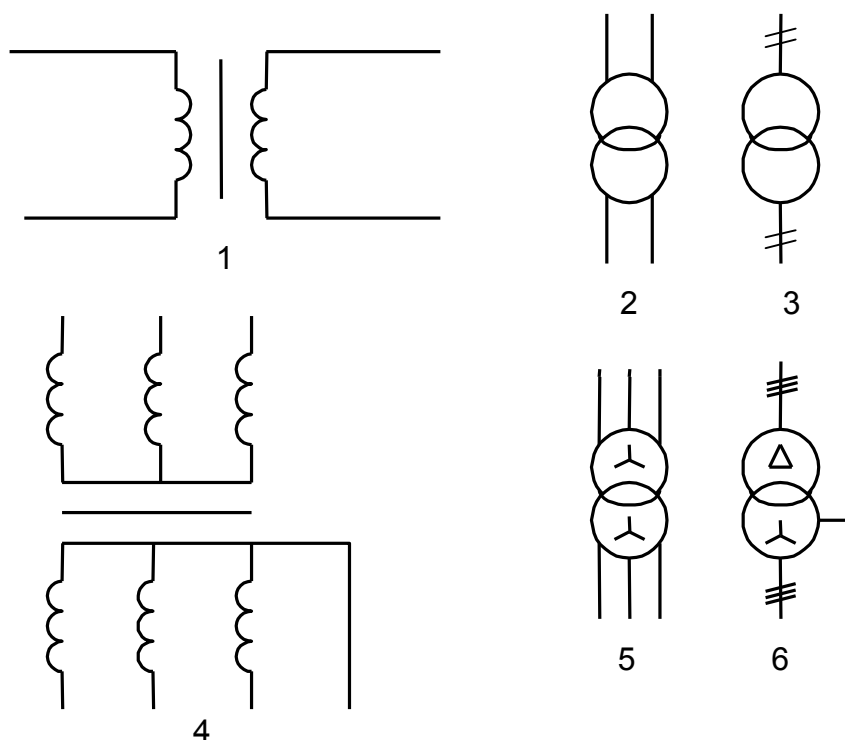


Рис. 10.1

2. Принцип работы однофазных трансформаторов

Принцип работы однофазных трансформаторов рассмотрим по схеме рис.10.2. При действии источника напряжения $e(t) = u(t)$ в первичной обмотке трансформатора, возникает ток $i_1(t)$. Далее будем пользоваться действующими значениями используемых физических величин.

Ток I_1 приводит к появлению магнитодвижущей силы первичной обмотки

$$F_1 = \varpi_1 \cdot I_1 = H_1 \cdot l_{cp} = \Phi_1 \cdot \frac{l_{cp}}{\mu_0 \mu_r \cdot S} \quad (10.1)$$

Магнитодвижущая сила F_1 возбуждает в магнитопроводе магнитный поток Φ_1 причем

$$\Phi_1 = \mu_0 \mu_r \cdot S \frac{\varpi_1 \cdot I_1}{l_{cp}}. \quad (10.2)$$

Магнитный поток Φ_1 индуцирует в первичной обмотке трансформатора ЭДС самоиндукции $e_{L1}(t)$, а во вторичной обмотке - ЭДС взаимной индукции e_{M2} .

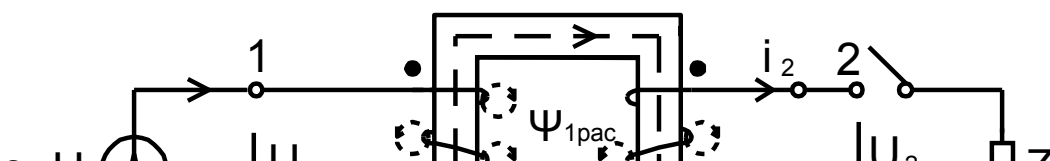


Рис. 10.2

Замкнем цепь вторичной обмотки. Под воздействием ЭДС взаимной индукции через нагрузку Z_2 потечет ток I_2 , возникает магнитодвижущая сила F_2 , и магнитный поток Φ_2 , причем

$$\Phi_2 = \mu_0 \mu_r \cdot S \frac{\varpi_2 I_2}{l_{cc}} \quad (10.3)$$

Для указанных на рис.10.2 направлений намотки обмоток трансформатора и выбранных положительных направлений токов I_1 и I_2 магнитные потоки Φ_1 и Φ_2 встречны. Поэтому в магнитопроводе создается результирующий магнитный поток

$$\Phi = \mu_0 \mu_r \cdot S \frac{\varpi_1 \cdot I_1 - \varpi_2 \cdot I_2}{l_{cp}} \quad (10.4)$$

Этот поток пересекает витки обоих обмоток трансформатора и наводит в них результирующие ЭДС e_1 и e_2 .

Помимо основного магнитного потока Φ (по 10.4), в реальном трансформаторе существуют потоки рассеяния первичной Ψ_{1pac} и вторичной Ψ_{2pac} обмоток. Для количественной оценки потоков Ψ_{1pac} и Ψ_{2pac} вводят понятие эквивалентной индуктивности рассеяния так, что

$$L_{1pac} = \Psi_{1pac} / I_1; \quad L_{2pac} = \Psi_{2pac} / I_2.$$

Кроме того, обмотки реального трансформатора обладают активными сопротивлениями R_1 и R_2 .

Чтобы учесть перечисленные величины при анализе работы трансформатора переходят к его схеме замещения (рис.10.3).

Часть схемы, выделенная на рис. 10.3 пунктиром, не имеет активных сопротивлений и потоков рассеяния, а поэтому называется идеализированным трансформатором. К нему применимы все соотношения, полученные в лекции №9. Но для получения простых и наглядных соотношений параметров трансформатора необходимо проделать еще одну трудность.

Дело в том, что трансформатор в расчетном эквиваленте представляет собой нелинейную цепь. Значит, к его анализу, необходимо применять теорию нелинейной алгебры. Чтобы уйти от этого, гистерезисную зависимость $B = \varphi(H)$ заменяют эквивалентным эллипсом рис.10.4, построенным так, что его площадь не менее чем на 95% перекрывает площадь петли гистерезиса.

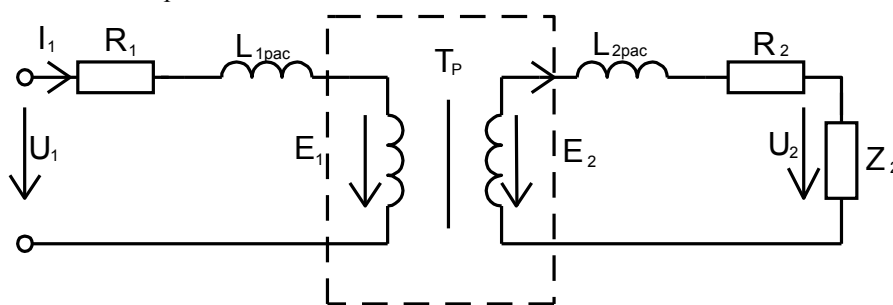


Рис. 10.3

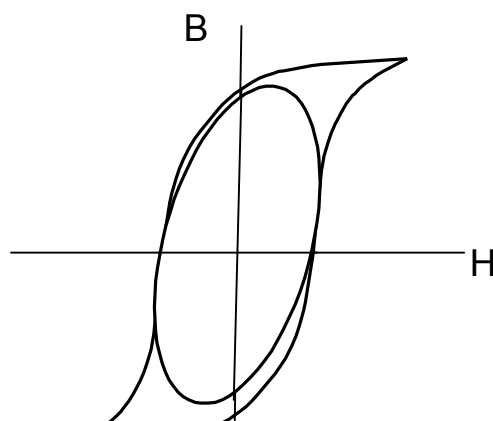


Рис. 10.4

Если теперь зависимость $B = \varphi(H)$, $B = \varphi(H)$; $H = \varphi(t)$ выражает через параметры эллипса, то возникающие за счет отклонения от петли гистерезиса погрешности оказываются пренебрежимо малыми для практических целей. Главное в том, что применение эквивалентного эллипса позволяет перейти к простым линейным выражениям в представлении величин В и Н

$$B(t) = B_m \cdot \sin \omega t \quad (10.5)$$

$$H(t) = H_m \cdot \sin(\omega t + \delta) \quad (10.6)$$

где δ - сдвиг фазы между Н и В.

От выражений (10.5) и (10.6) легко перейти к комплексной показательной форме представления, т.е.

$$\dot{B} = j \frac{B_m}{\sqrt{2}}; \dot{H} = \frac{H_m}{\sqrt{2}} \cdot e^{j\delta} \quad (10.7)$$

а учитывая известные из теории магнитного поля соотношения (8.14) и (8.15) определить связь между напряжением и магнитной индукцией

$$\dot{U} = j\omega \varpi S \frac{B_m}{\sqrt{2}} = jU_0,$$

а также между током и напряженностью магнитного поля

$$\dot{I} = \frac{H_m l_{cp}}{\sqrt{2} \varpi} e^{j\delta} = I \cdot e^{j\delta} \quad (10.8)$$

Теперь можно перейти к оценке основных параметров трансформатора. Учитывая (8.14) и (8.15) определяем напряжение на первичной и вторичной обмоток трансформатора:

$$\dot{U}_1 = j\omega \varpi_1 \dot{\Phi}, \quad (10.9)$$

$$\dot{U}_2 = j\omega \varpi_2 \dot{\Phi} = \dot{I}_2 Z_2 \quad (10.10)$$

Это напряжение полностью уравнивается ЭДС первичной $\dot{E}_1$ и вторичной $\dot{E}_2$ обмоток:

$$\dot{E}_1 = -j\omega \varpi_1 \dot{\Phi}, \quad (10.11)$$

$$\dot{E}_2 = -j\omega \varpi_2 \dot{\Phi} \quad (10.12)$$

Отношение (10.10) к (10.9)

$$\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\varpi_2}{\varpi_1} = n_{21} \quad (10.13)$$

называется коэффициентом трансформации.

Подставим в выражение для $\dot{U}_1$ значение Φ из (10.4):

$$\dot{U}_1 = j\omega \varpi_1 \mu_0 \mu_r S \frac{\varpi_1 \dot{I}_1 - \varpi_2 \dot{I}_2}{l_{cp}} \quad (10.14)$$

Если разомкнуть цепь вторичной обмотки, то ее ток I_2 станет равным нулю. При этом в цепи первичной обмотки будет протекать ток холостого хода, т.е. I_1

$= I_{1x}$, а выражение (10.14) примет вид

$$\dot{U}_1 = j\omega \varpi_1 \mu_0 \mu_r S \frac{\varpi_1 \dot{I}_{1x}}{l_{cp}} \quad (10.15)$$

Но $\dot{U}_1$ - это напряжение источника. Оно не зависит от режима работы трансформатора. Значит левые части равенств (10.14) и (10.15) равны. Отсюда следует, что равны и правые части. Приравнявая их, определим ток холостого хода трансформатора.

$$\dot{I}_{1x} = \dot{I}_1 - \dot{I}_2 \frac{\varpi_2}{\varpi_1} = \dot{I}_1 - \dot{I}_2 \cdot n_{21} \quad (10.16)$$

Последнее выражение показывает, что ток холостого хода равен разности токов первичной и вторичной обмоток, причем ток вторичной обмотки пересчитан к виткам первичной обмотки. Ток холостого хода мал и у мощных трансформаторов составляет единицы процентов от номинального значения.

Произведение

$$I_2 \cdot n_{21} = I'_2$$

называют приведенным током вторичной обмотки. Кроме I'_2 для оценки качеств трансформатора пользуются приведенным сопротивлением нагрузки Z'_2 и приведенным напряжением вторичной обмотки U'_2 . Определим их значения. Для этого выразим магнитный поток Φ из (10.10)

$$\Phi = \frac{\dot{I}_2 Z_2}{j\omega \varpi_2} \quad (10.17)$$

Подставим (10.17) в (10.9):

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_2 Z_2 \cdot \frac{\varpi_1}{\varpi_2}$$

Домножим и разделим последнее выражение на коэффициент $\frac{\varpi_1}{\varpi_2}$. Перегруппировав множители получим:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_2 Z_2 \left(\frac{\varpi_1}{\varpi_2} \right)^2 \frac{\varpi_2}{\varpi_1} = \dot{I}_2 \cdot n_{21} \cdot \frac{Z_2}{(n_{21})^2} = \dot{I}'_2 \cdot Z'_2 \quad (10.18)$$

В (10.18) I'_2 - приведенный ток, а Z'_2 - приведенное т.е. пересчитанное к виткам первичной обмотки сопротивление нагрузки.

Произведение

$$\dot{I}'_2 Z'_2 = \dot{U}'_2 \quad (10.19)$$

называется приведенным напряжением вторичной обмотки. Очевидно, что

$$\dot{U}'_2 = \frac{\dot{U}_2}{n_{21}} = \dot{U}_1. \quad (10.20)$$

С учетом введенных понятий выражение (10.16) для тока холостого хода принимает вид

$$\dot{I}_{1x} = \dot{I}_1 - \dot{I}'_2 \quad (10.21)$$

В выражении (10.15) множитель

$$\varpi_1^2 \mu_0 \mu_r \frac{S}{l_c} = L_1$$

определяет индуктивность первичной обмотки. Поэтому можно записать

$$\dot{U}_1 = j\omega L_1 \dot{I}_{1x} = jX_{L1} \cdot \dot{I}_{1x}$$

что полностью соответствует закону Ома для цепи с индуктивностью.

Для завершения анализа принципа работы построим векторную диаграмму идеализированного трансформатора (рис.10.5). На диаграмме в качестве исходного принимаем вектор магнитного потока $\bar{\Phi}$. Векторы ЭДС $\bar{E}_1 u \bar{E}_2$

Отстают от $\bar{\Phi}$ на 90° . Это очевидно из (10.11) и (10.12) по наличию множителя $(-j)$. Векторы $\bar{U}_1 u \bar{U}_2$

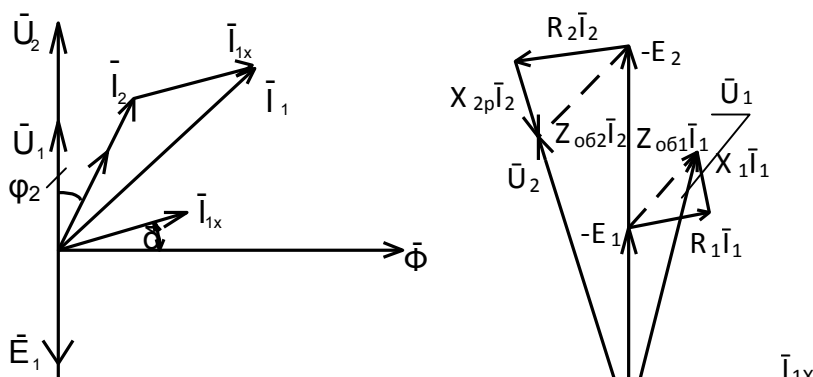


Рис. 10.5

равны по величине $\bar{E}_1$ и $\bar{E}_2$ соответственно, но противоположны им по направлению. Вектор тока холостого хода $\bar{I}_{1X}$ опережает вектор $\bar{\Phi}$ на угол δ . Это хорошо видно из (10.8) т.к.

$$\dot{I}_{1X} = \frac{H_m \cdot l_{cp}}{\sqrt{2} \varpi_1} e^{j\delta} = \Phi \cdot \frac{l_{cp}}{\sqrt{2} \varpi_1 \mu_0 \mu_r S} \cdot e^{j\delta}.$$

Вектор тока вторичной обмотки трансформатора $\bar{I}_2$ сдвинут относительно вектора $\bar{U}_2$ на угол φ_2 , что определяется характером нагрузки $Z_2 = Z_2 \cdot e^{j\varphi_2}$. Значение вектора $\bar{I}_1$ легко найти по (10.21).

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_2 + \bar{I}_{1X},$$

что и выполнено на диаграмме.

Для перехода к реальному трансформатору обратимся к рис. 10.3. Схема рис. 10.3 содержит два электрических несвязанных замкнутых контура - цепь первичной и цепь вторичной обмоток. Для каждой из них справедлив второй закон Кирхгофа. Тогда для цепи первичной обмотки трансформатора справедливо равенство

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1(R_1 + jX_{p1}) + \dot{E}_1 = \dot{I}_1 Z_{o\phi 1} + \dot{E}_1 \quad (10.22)$$

Равенство (10.21) показывает, что напряжение источника U_1 уравнивается падением напряжения на комплексном сопротивлении первичной обмотки и наводимой в ней ЭДС самоиндукции $\dot{E}_1$. Этюд напряжений, соответствующие (10.22) приведены на рис. 10.6.

Для цепи вторичной обмотки трансформатора можно записать равенство

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2(R_2 + jX_{p2}) + \dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_{o\phi 2} + \dot{U}_2 \quad (10.23)$$

Эпюры напряжения, соответствующие (10.23) приведены на рис. 10.6.

Лекция 11. Режим работы трансформаторов

Различают несколько режимов работы трансформаторов:

1. Номинальный режим, т.е. режим при номинальных значениях напряжения и тока первичной обмотки трансформатора

$$U_1 = U_{1H}; \quad I_1 = I_{1H}.$$

2. Рабочий режим, при котором напряжение первичной обмотки близко к номинальному или равно ему, а ток I_1 определяется нагрузкой трансформатора.
3. Режим холостого хода, т.е. режим ненагруженного трансформатора, при котором цепь вторичной обмотки разомкнута ($I_2 = 0$) или подключена к нагрузке с очень большим сопротивлением (например, вольтметр).
4. Режим короткого замыкания трансформатора, при котором его вторичная обмотка замкнута накоротко ($U_2 = 0$) или подключена к нагрузке с очень малым сопротивлением (например, амперметр).

Режим холостого хода и короткого замыкания возникают при авариях. Эти режимы могут создаваться специально для испытания трансформаторов на заводах изготовителей в опытах холостого хода и короткого замыкания.

1. Опыт холостого хода трансформатора

Опыт холостого хода называют испытание трансформатора при разомкнутой цепи вторичной обмотки и номинальном напряжении на первичной обмотке. Схема для проведения опыта холостого хода приведена на рис.11.1. Полагая, что измерительные приборы не вносят в режим работы трансформатора сколько-нибудь ощутимых изменений, получаем возможность измерить ряд его параметров, а затем дополнить это ряд расчетами.

Так, показания амперметра при $U_{1X} = U_{1H}$ определяют номинальное значение тока холостого хода - I_{1XH} . Учитывая, что этот ток составляет 3÷10% от номинального тока первичной обмотки для мощных трансформаторов и до 40% для маломощных, можем рассчитать значение номинального тока первичной обмотки

$$I_{1H} = \frac{I_{1XH}}{\%} \cdot 100 \quad (11.1)$$

Кроме этого, при разомкнутой цепи вторичной обмотки всегда $U_{2X} = E_2$. Это значит что

$$U_{2X} = U_{2H}.$$

Измерив вольтметрами U_{1X} и U_{2X} легко определить коэффициент трансформации

$$n_{21} = \frac{U_{2X}}{U_{1X}} = \frac{\varpi_2}{\varpi_1} \quad (11.2)$$

Мощность потерь в трансформаторе при холостом ходе складывается из мощности потерь в магнитопроводе - P_c и в проводах - $P_{пр}$. Мощность потерь в магнитопроводе пропорциональна квадрату магнитной индукции - B^2 , а значит и квадрату напряжения первичной обмотки - U_{1X}^2 . Так как $U_{1X} = U_{1H}$, то и потери в магнитопроводе соответствуют номинальному значению.

Потери в проводах вторичной обмотки отсутствуют, так как $I_2 = 0$. Потери в проводах первичной обмотки пропорциональны квадрату тока холостого хода ($R_1 \cdot I_{1X}^2$). Но ток холостого хода пренебрежимо мал в сравнении с номинальным, поэтому и мощность потерь в проводах ничтожна по сравнению с мощностью потерь в магнитопроводе. Отсюда следует, что показания ваттметра в опыте холостого хода определяют только потери в магнитопроводе - P_c .

Следует учитывать, что потери P_c складываются из потерь на гистерезис и дополнительных потерь на вихревые токи, потерь в деталях конструкции и потерь из-за вибрации листов стали магнитопровода. Однако, эти дополнительные потери не превышают 20% от общих.

В ряде случаев важно знать как изменится ток холостого хода трансформатора при изменении напряжения на первичной обмотке. Зависимость $I_{1X} = f(U_{1X})$ приведена на рис. 11.2. Она называется характеристикой холостого хода трансформатора.

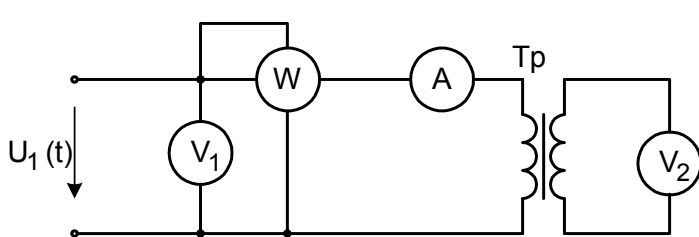


Рис. 11.1

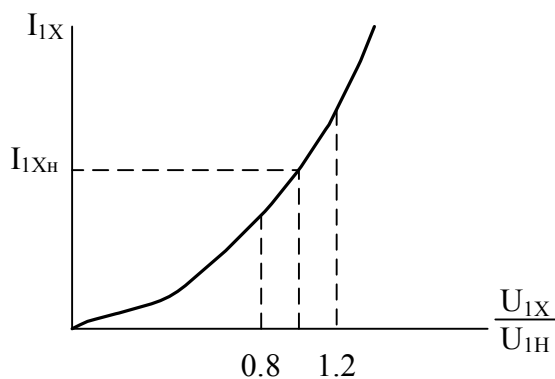


Рис. 11.2

При малых значениях U_{1X} значение магнитной индукции $B = \omega \varpi_1 S U_{1X}$ мало. Магнитопровод не насыщен, так I_{1X} увеличивается пропорционально напряжению. При увеличении $U_{1X} > 0,8 \cdot U_{1H}$ начинает сказываться насыщение магнитопровода и приращение тока холостого хода увеличивается. Поэтому магнитопровод трансформатора проектируют так, чтобы при $U_{1X} = U_{1H}$ значение магнитной индукции находилось в пределах $1,6 \div 1,7$ Тл. При таком значении магнитной индукции увеличение U_{1X} до $1,2 U_{1H}$ не приводит к критическому увеличению тока холостого хода и допустимо в течение длительного времени.

2. Опыт короткого замыкания трансформатора

Опытом короткого замыкания называется испытание трансформатора при короткозамкнутой цепи вторичной обмотки и номинальном токе первичной обмотки. Схема для проведения опыта короткого замыкания приведена на рис. 11.3. Опыт проводится для определения номинального значения тока вторичной обмотки, мощности потерь в проводах и падения напряжения на внутреннем сопротивлении трансформатора.

При коротком замыкании цепи вторичной обмотки, ток в ней ограничивается только малым внутренним сопротивлением этой обмотки. Поэтому, даже при относительно небольших значениях ЭДС E_2 , ток I_2 может достигнуть опасных величин, вызвать перегрев обмоток, разрушение изоляции и выход трансформатора из строя.

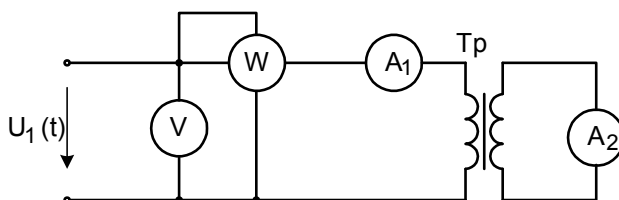


Рис. 11.3

Учитывая это опыт начинают при нулевом напряжении на входе трансформатора, т.е. при $U_1 = 0$. Затем постепенно увеличивают напряжение первичной обмотки до значения U_{1K} , при котором ток первичной обмотки достигает номинального значения. При этом ток вторичной обмотки, измеренный по амперметру A_2 , принимают равным номинальному. Напряжение U_{1K} называют напряжением короткого замыкания.

Величина напряжения первичной обмотки в опыте короткого замыкания U_{1K} мала и составляет $5 \div 10\%$ от номинального. Поэтому и действующее значение ЭДС вторичной обмотки E_2 составляет $2 \div 5\%$. Пропорционально значению ЭДС уменьшается магнитный поток, а значит и мощность потерь в магнитопроводе - P_σ . Отсюда следует, что показания ваттметра в опыте короткого замыкания, практически определяют только потери в проводах P_{np} , причем

$$P_{np} = R_1 \cdot I_{1K}^2 + R_2 \cdot I_{2K}^2 \quad (11.3)$$

Выразим ток I_{2K} через приведенный ток I_2'

$$I_2 = I_2' / n_{21}$$

Учтем, что R_2 / n_{21}^2 , а также что

$$I_{1K} = I_{2K}' + I_{1X} \approx I_{2K}'.$$

Тогда выражение (11.3) перепишем в виде

$$P_{np} = (R_1 + R_2') I_{1K}^2 = R_K \cdot I_{1K}^2 \quad (11.4)$$

где R_K - активное сопротивление трансформатора в режиме короткого замыкания, причем

$$R_K = \frac{P_{np}}{I_{1K}^2} \quad (11.5)$$

Значение активного сопротивления трансформатора позволяет рассчитать его индуктивное сопротивление

$$X_K = \sqrt{Z_K^2 - R_K^2} = \sqrt{\left(\frac{U_{1K}}{I_{1K}}\right)^2 - R_K^2}$$

При точном расчете нужно учитывать, что R_K зависит от температуры. Поэтому полное сопротивление трансформатора определяют приведенным к температуре 75°C , т.е.

$$Z_K = \sqrt{R_{K75}^2 + X_K^2}.$$

Теперь легко определить падение напряжения на внутреннем сопротивлении трансформатора - Z_K :

$$U_K = X_K \cdot I_{1K} = Z_K \cdot I_{1H}$$

На практике пользуются приведенным значением U_K , в процентах, обозначая его звездочкой, т.е.

$$U_K^* = \frac{Z_K \cdot I_{1H}}{U_{1H}} \cdot 100 \quad (11.6)$$

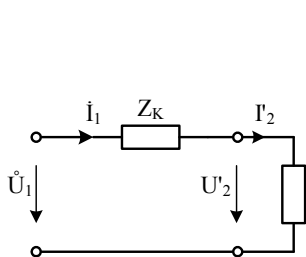


Рис. 11.4

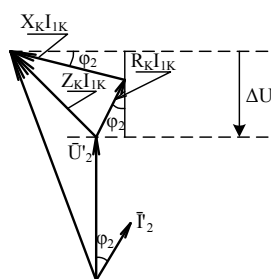


Рис. 11.5

Это значение приводят на паспортном щитке трансформатора.

Знание внутреннего сопротивления трансформатора позволяет представить его схему замещения в виде рис.11.4. Векторная диаграмма, соответствующая этой схеме приведена на рис. 11.5.

Векторная диаграмма позволяет определить уменьшение напряжения на выходе трансформатора ΔU за счет падения напряжения на комплексном сопротивлении. Величина ΔU определяется как расстояние между прямым, выходящим из точек начала и конца вектора $U_K = Z_K \cdot I_{1K}$ и параллельными оси абсцисс. Из диаграммы видно, что эта величина складывается из катетов двух прямоугольных треугольников, гипотенузы которых $R_K I_{1K}$ и $X_K I_{1K}$, а острые углы равны ϕ_2 .

Поэтому

$$\Delta U = I_{1K} (R_K \cdot \cos \phi_2 + X_K \cdot \sin \phi_2)$$

На практике пользуются относительной величиной ΔU , в процентах, обозначенной звездочкой, т.е.

$$\Delta U^* = \frac{I_{1K}}{U_{1K}} (R_K \cdot \cos \varphi_2 + X_K \cdot \sin \varphi_2) \cdot 100 \quad (11.7)$$

Для мощных трансформаторов ($S_H > 1000$ В·А) опыт короткого замыкания может служить для контроля коэффициента трансформации. Для таких трансформаторов в режиме короткого замыкания током холостого хода можно пренебречь, считая

$$I_{1K} = I_{2R} \cdot n_{21}$$

Поэтому

$$n_{21} = \frac{I_{1K}}{I_{2K}} = \frac{I_{1H}}{I_{2H}} \quad (11.8)$$

Последнее выражение тем точнее, чем больше мощность трансформатора. Однако оно не приемлемо для маломощных трансформаторов.

3. Внешняя характеристика трансформатора

Внешняя характеристика трансформатора определяет зависимость напряжения вторичной обмотки U_2 от тока вторичной обмотки I_2 при постоянном коэффициенте мощности $\cos \varphi_2 = \text{const}$ и номинальном напряжении первичной обмотки U_1 . Часто для определения внешней характеристики пользуются относительными единицами (рис. 11.6).

$$I_2 / I_{2H} = K_3$$

где I_{2H} - ток нагрузки при номинальном токе первичной обмотки;

K_3 - коэффициент загрузки трансформатора,

а также

$$\frac{U_2}{U_{2H}} = \frac{U_2}{n_{21} U_{1H}}$$

Так как $U_2 = U_{2H} - \Delta U$, то

$$\frac{U_2}{n_{21} \cdot U_{1H}} = 1 - \frac{\Delta U^*}{100},$$

где ΔU^* определяется по (11.7).

Таким образом, ордината внешней характеристики определяется выражением:

$$\frac{U_2}{n_{21} \cdot U_{1H}} = 1 - K_3 \frac{I_{1H}}{U_{1H}} (R_L \cdot \cos \varphi_2 + X_K \cdot \sin \varphi_2) \quad (11.9)$$

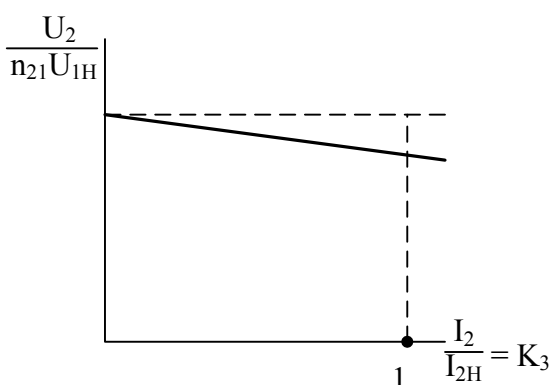


Рис. 11.6

где $K_3 = I_1 / I_{1H}$.

Выражение (11.9) показывает, что напряжение на выходе трансформатора зависит от его внутреннего сопротивления (R_K, X_K), коэффициент мощности $\cos \varphi_2$ и коэффициент загрузки, т.е. график представляет наклонную линию. Трансформаторы проектируют так, чтобы при номинальном токе вторичной обмотки снижение выходного напряжения не превышало 5÷10% от номинального.

4. Коэффициент полезного действия трансформатора

Коэффициент полезного действия (КПД) трансформатора определяется отношением активной мощности P_2 на выходе трансформатора к активной мощности P_1 на его входе

$$\eta = P_2 / P_1$$

Мощные современные трансформаторы могут иметь КПД больше 99%. В таких случаях мощности P_2 и P_1 настолько близки, что не существует измерительных приборов, способных их отличить. Поэтому КПД определяют косвенным методом, основанном на прямом измерении мощности P_2 и мощности потерь ΔP .

Так как

$$\Delta P = P_1 - P_2,$$

то

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P} \quad (11.10)$$

Мощность потерь в трансформаторе равна сумме мощностей потерь в магнитопроводе - P_C и в проводах $P_{пр}$. Потери в магнитопроводе пропорциональны напряжению первичной обмотки U_1 . Обычно трансформаторы работают при номинальном напряжении первичной обмотки. Поэтому считают $P_C = \text{const}$. Их определяют в опыте холостого хода.

Потери в проводах обмоток определяются токами обмоток, которые в свою очередь зависят от характера нагрузки. Так как нагрузка силовых трансформаторов часто изменяется, то и потери в проводах переменные. Найдем выражение, удобное для их учета.

Для этого вспомним, что ток холостого хода трансформатора пренебрежимо мал, в сравнении с номинальным. Поэтому будем полагать, что в рабочем режиме

$$I_1 \approx I_2'$$

Воспользовавшись понятием коэффициентом загрузки трансформатора, можем записать

$$I_2' = K_3 \cdot I_{2H}'$$

Теперь выражение (3.27) можно записать в виде

$$P_{np} = K_3^2 R_K \cdot (I_{2H}')^2 = K_3^2 \cdot P_{KH} \quad (11.11)$$

где $P_{KH} = R_K \cdot (I_{2H}')^2$ - мощность потерь в проводах обмоток при номинальных токах, определяется в опыте короткого замыкания.

Мощность на выходе трансформатора определяется известным выражением

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2 \quad (11.12)$$

Так как $U_1 = U_{1H}$, то и $U_2 = U_{2H}$. Тогда, применяя коэффициент загрузки трансформатора, перепишем (3.36) в виде

$$P_2 = K_3 \cdot I_{2H} \cdot U_{2H} \cdot \cos \varphi_2 = K_3 \cdot S_H \cos \varphi_2, \quad (11.13)$$

где S_H - номинальная полная мощность трансформатора.

Подставляя (11.11) и (11.13) в (11.10) получаем окончательное выражение для КПД

$$\eta = \frac{K_3 S_H \cdot \cos \varphi_2}{K_3 S_H \cdot \cos \varphi_2 + P_C + K_3^2 P_{KH}}$$

Выражение показывает, что КПД трансформатора зависит от значений коэффициента мощности нагрузки - $\cos \varphi_2$ и от коэффициента загрузки - K_3 .

На практике максимум КПД достигается при средней нагрузке, когда $K_3 = 0,7 \div 0,5$, а $P_C / P_{KH} = 0,5 \div 0,25$.

РАЗДЕЛ II

ОСНОВЫ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Тема № 4 ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

Лекция 12. Полупроводниковые приборы

Электроника – это наука, изучающая принципы построения, работы и применения различных электронных приборов. Именно применение электронных приборов позволяет построить устройства, обладающие полезными для практических целей функциями – усиление электрических сигналов, передачу и прием информации (звук, текст, изображение), измерение параметров, и т.д.

Первый электронный прибор был создан в Англии в 1904 г. Это был электровакуумный диод, лампа с односторонней проводимостью тока. Очень быстро (за 30 лет) было разработано много типов электровакуумных приборов. Обладая достаточно высокими качественными показателями, они имели существенные недостатки: большие габариты, большую потребляемую мощность и малый срок работы. Эти недостатки серьезно мешали изготовлению сложных многофункциональных устройств.

В тридцатых годах началась интенсивная исследовательская работа по созданию полупроводниковых электронных приборов. За относительно короткий промежуток времени было создано такое многообразие полупроводниковых приборов, которое качественно позволило выполнить все функции электровакуумных приборов. А так как полупроводниковые приборы имеют малую потребляемую мощность, высокую надежность, малую массу и размеры, то уже к началу 70-х годов они практически полностью вытеснили электровакуумные электронные приборы. Большой вклад в развитие полупроводниковых электронных приборов внесли советские ученые Лосев, Френкель, Курчатов, Давыдов, Туркевич и многие другие.

1. Классификация полупроводниковых электронных приборов

Полупроводниковые приборы разделяют по их функциональному назначению, а также по количеству электронно-дырочных переходов. Напоминаю, что электронно-дырочный переход это промежуточный переходный слой между двумя областями полупроводника, одна из которых имеет электронную проводимость (n-типа), а другая – дырочную (p-типа). Вся совокупность полупроводниковых приборов разделяется на беспереходные, с одним, двумя и более переходами (рис 12.1)

Применение беспереходных приборов основано на использовании физических процессов, происходящих в объеме полупроводникового материала. Приборы, в которых используется зависимость электрического сопротивления полупроводника от температуры, называются термисторами. В эту группу приборов входят терморезисторы (их сопротивление на несколько порядков падает при увеличении температуры), а также позисторы (их сопротивление увеличивается с увеличением температуры). Терморезисторы и позисторы применяются для измерения и регулирования температуры, в цепях автоматики и т.д.

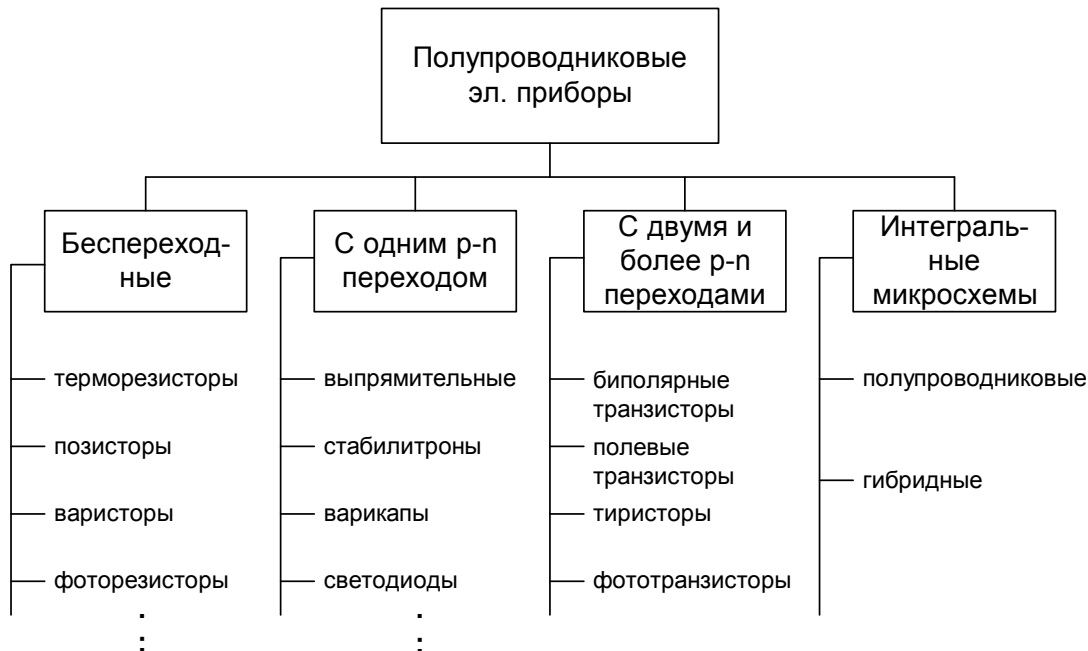


Рис.12.1

В качестве нелинейных сопротивлений применяются полупроводниковые приборы, в которых используется зависимость сопротивления от величины приложенного напряжения. Такие приборы называются варисторами. Их применяют для защиты электрических цепей от перенапряжения, в цепях стабилизации и преобразования физических величин.

Фоторезистор, это прибор, в фоточувствительном слое которого при облучении светом возникает избыточная концентрация электронов, а значит их сопротивление уменьшается.

РАЗДЕЛ II

ОСНОВЫ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Тема № 4 ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

Лекция 12. Полупроводниковые приборы

Электроника – это наука, изучающая принципы построения, работы и применения различных электронных приборов. Именно применение электронных приборов позволяет построить устройства, обладающие полезными для практических целей функциями – усиление электрических сигналов, передачу и прием информации (звук, текст, изображение), измерение параметров, и т.д.

Первый электронный прибор был создан в Англии в 1904 г. Это был электровакуумный диод, лампа с односторонней проводимостью тока. Очень быстро (за 30 лет) было разработано много типов электровакуумных приборов. Обладая достаточно высокими качественными показателями, они имели существенные недостатки: большие габариты, большую потребляемую мощность и малый срок работы. Эти недостатки серьезно мешали изготовлению сложных многофункциональных устройств.

В тридцатых годах началась интенсивная исследовательская работа по созданию полупроводниковых электронных приборов. За относительно короткий промежуток времени было создано такое многообразие полупроводниковых приборов, которое качественно позволило выполнить все функции электровакуумных приборов. А так как полупроводниковые приборы имеют малую потребляемую мощность, высокую надежность, малую массу и размеры, то уже к началу 70-х годов они практически полностью вытеснили электровакуумные электронные приборы. Большой вклад в развитие полупроводниковых электронных приборов внесли советские ученые Лосев, Френкель, Курчатов, Давыдов, Туркевич и многие другие.

1. Классификация полупроводниковых электронных приборов

Полупроводниковые приборы разделяют по их функциональному назначению, а также по количеству электронно-дырочных переходов. Напоминаю, что электронно-дырочный переход это промежуточный переходный слой между двумя областями полупроводника, одна из которых имеет электронную проводимость (n-типа), а другая – дырочную (р-типа). Вся совокупность полупроводниковых приборов разделяется на беспереходные, с одним, двумя и более переходами (рис 12.1)

Применение беспереходных приборов основано на использовании физических процессов, происходящих в объеме полупроводникового материала. Приборы, в которых используется зависимость электрического сопротивления полупроводника от температуры, называются термисторами. В эту группу приборов входят терморезисторы (их сопротивление на несколько порядков падает при увеличении температуры), а также позисторы (их сопротивление увеличивается с увеличением температуры). Терморезисторы и позисторы применяются для измерения и регулирования температуры, в цепях автоматики и т.д.

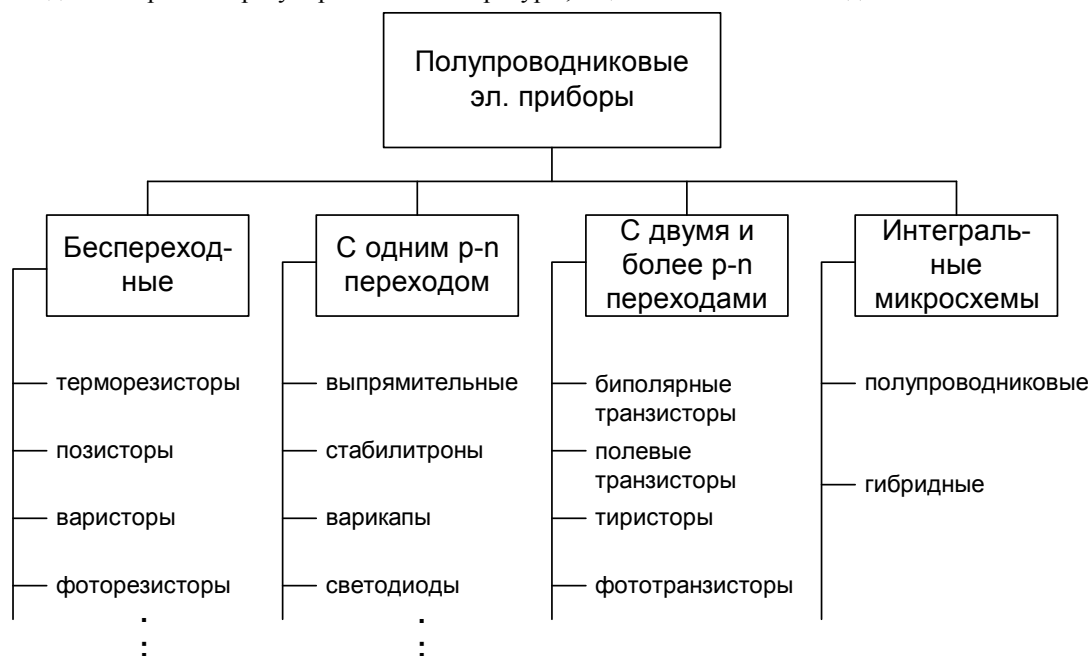


Рис.12.1

В качестве нелинейных сопротивлений применяются полупроводниковые приборы, в которых используется зависимость сопротивления от величины приложенного напряжения. Такие приборы называются варисторами. Их применяют для защиты электрических цепей от перенапряжения, в цепях стабилизации и преобразования физических величин.

Фоторезистор, это прибор, в фоточувствительном слое которого при облучении светом возникает избыточная концентрация электронов, а значит их сопротивление уменьшается.

ТРЕХФАЗНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

Лекция 7. Общие сведения о трехфазных линейных электрических цепях

В современных энергетических системах генерирование и передача больших потоков энергии осуществляется трехфазными цепями (системами). Широкое их распространение объясняется, главным образом, тремя основными причинами:

а) передача энергии на дальние расстояния трехфазным током экономически более выгодна, чем переменным током с иным числом фаз;

б) элементы трехфазной системы - трехфазный асинхронный двигатель и трехфазный трансформатор - весьма просты в производстве, экономичны и надежны в работе;

в) трехфазная система обладает свойством неизменности величины мгновенной мощности за период синусоидального тока в том случае, если нагрузка во всех трех фазах трехфазного генератора одинакова.

Трехфазная система была изобретена и разработана во всех деталях, включая трехфазные трансформатор и асинхронный двигатель, выдающимися русским инженером М.О. Доливо-Добровольским в 1891 году.

1. Схемы соединения трехфазных цепей

Под трехфазной симметричной системой ЭДС понимают совокупность трех синусоидальных ЭДС одинаковой частоты и амплитуды, сдвинутых по фазе на 120° .

График их мгновенных значений представлен на рис. 7.1., векторная диаграмма - на рис. 7.2.

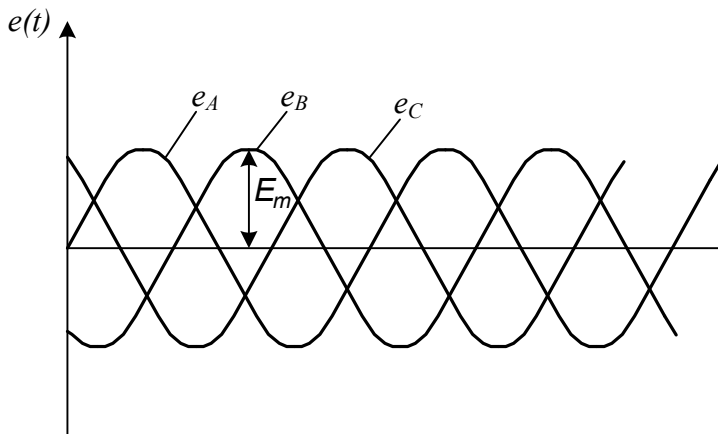


Рис. 7.1

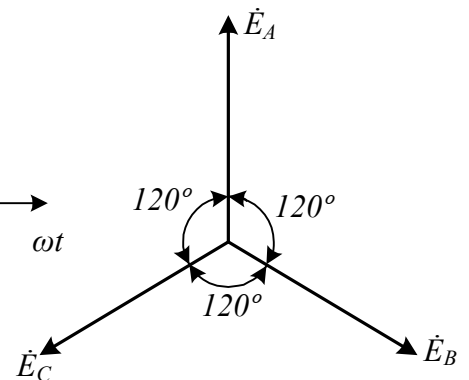


Рис. 7.2

$$e_A = E_m \cdot \sin \omega t, \quad e_B = E_m \cdot \sin(\omega t - 2\pi / 3), \quad e_C = E_m \cdot \sin(\omega t - 4\pi / 3).$$

Трехфазную систему э.д.с. получают при помощи трехфазного генератора, в пазах статора которого размещены три электрически изолированные друг от друга обмотки - фазные обмотки генератора. Плоскости обмоток смещены в пространстве на 120° . При вращении ротора генератора в обмотках наводятся синусоидальные э.д.с. одинаковые по амплитуде, но сдвинутые по фазе на 120° .

Чтобы отличить три э.д.с. трехфазного генератора друг от друга, их обозначают соответствующим образом. Если одну э.д.с. обозначить E_B , а опережающая на 120° - E_C .

На электрической схеме трехфазный генератор изображают в виде трех обмоток, расположенных друг к другу под углом 120° .

При соединении "звездой" одноименные зажимы (например, концы) трех обмоток объединяются в один узел, который называют нулевой точкой генератора и обозначают буквой 0 (рис. 7.3). Начала обмоток генератора обозначают буквами А, В, С.

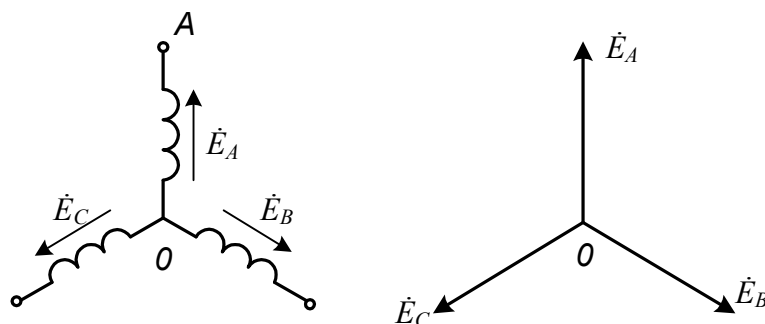


Рис. 7.3

При соединении обмоток генератора "треугольником" конец первой обмотки генератора соединяется с началом второй, конец второй - с началом третьей, конец третьей - с началом первой (рис. 7.4).

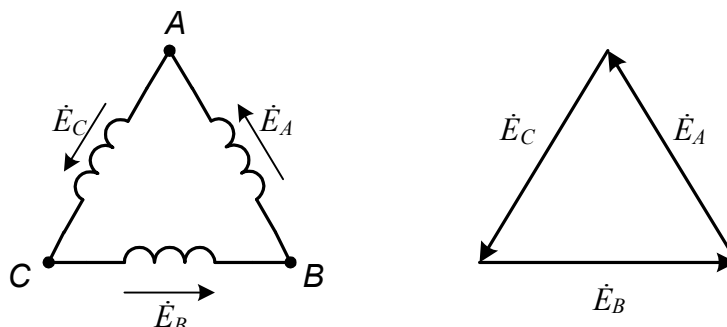


Рис. 7.4

Геометрическая сумма э.д.с. в треугольнике равна нулю. Поэтому, если в зажимах А, В, С не присоединена нагрузка, то по обмоткам генератора не будет протекать ток.

Совокупность трехфазной системы ЭДС и трехфазной нагрузки (или нагрузок и соединительных проводов) называют трехфазной цепью.

Токи, протекающие по отдельным участкам трехфазной цепи, сдвинуты относительно друг друга по фазе. Под фазой трехфазной цепи понимают участок цепи, по которому протекает один и тот же ток. Таким образом, в зависимости от рассматриваемого вопроса, фаза - это либо участок трехфазной цепи, либо аргумент синусоидально изменяющейся величины. Три обмотки генератора должны быть соединены с нагрузкой. Существуют различные способы соединения обмоток. Самым неэкономичным способом было бы соединение каждой обмотки генератора с нагрузкой двумя проводами, на что потребовалось бы шесть соединительных проводов. В целях экономии обмотки трехфазного генератора соединяют в "звезду" или "треугольник", вследствие чего количество соединительных проводов от генератора к нагрузке уменьшается с шести до трех или до четырех.

Рассмотрим способы соединения трехфазного генератора с трехфазной нагрузкой.

Схема соединения "звезда" - "звезда" с нулевым проводом представлена на рис. 7.5.

Узел, который образуют три конца трехфазной нагрузки при соединении ее "звездой", называют нулевой точкой нагрузки и обозначают O' .

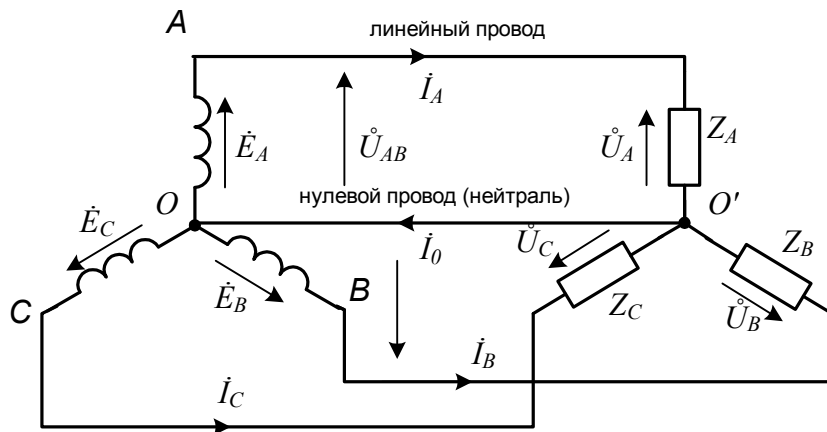


Рис. 7.5

Провод, соединяющий нулевые точки генератора и нагрузки, называют нулевым (нейтральным). Ток нулевого провода обозначают I_0 , положительное направление тока - от узла O' к узлу O . Провода, соединяющие зажимы А, В, С генератора с нагрузкой, называют линейными проводами. Текущие по линейным проводам токи называют линейными, их обозначают I_A , I_B , I_C . Условимся за положительное направление для них принимать направление от генератора к нагрузке. Модули линейных токов часто обозначают I_L , не указывая никакого дополнительного индекса. Такое обозначение применяется часто тогда, когда линейные токи по модулю одинаковы. Напряжение между линейными проводами называют линейным напряжением и обозначают при помощи двух индексов, например U_{AB} . Модуль линейного напряжения обозначают U_L .

Каждую из трех обмоток генератора называют фазой генератора. Каждую из трех нагрузок называют фазой нагрузки. Протекающие по ним токи называют фазовыми токами I_ϕ , а напряжения на них - фазовыми или фазными напряжениями U_ϕ .

Схему на рис. 7.6 называют "звезда - звезда" без нулевого провода; на рис. 7.7. - "звезда - треугольник"; на рис. 7.8. - "треугольник - треугольник", на рис. 7.9. - "треугольник - звезда".

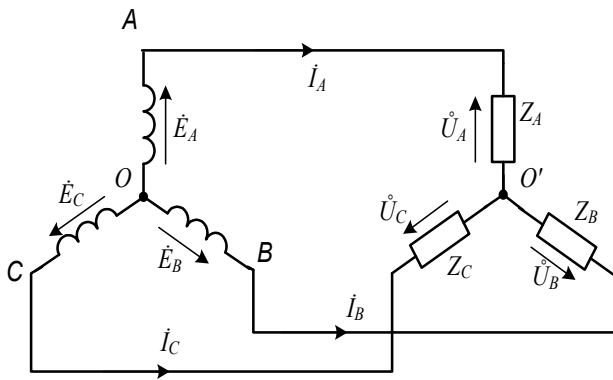


Рис. 7.6

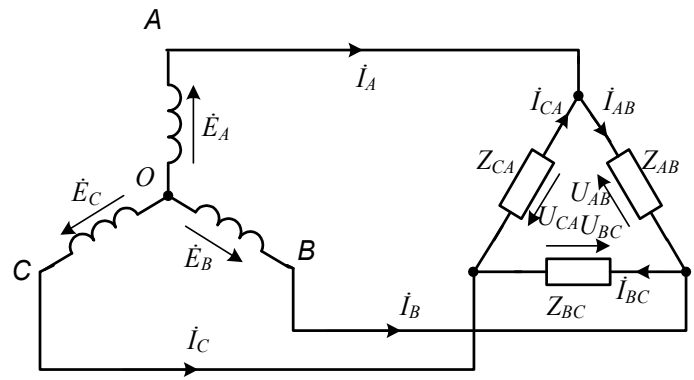


Рис. 7.7

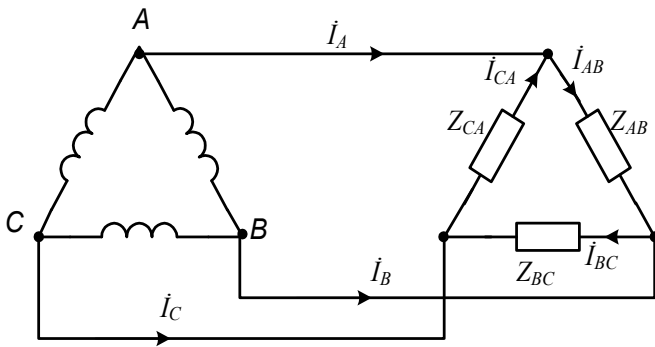


Рис. 7.8

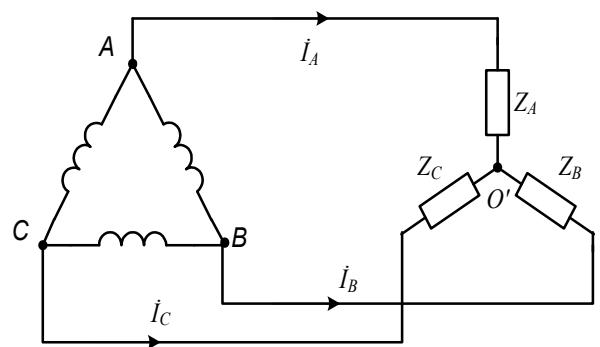


Рис. 7.9

2. Соотношение между линейными и фазовыми напряжениями и токами

При соединении генератора в "звезду" (рис. 7.5, 7.6, 7.7) линейное напряжение по модулю в $\sqrt{3}$ раз больше фазового напряжения генератора (U_ϕ генератора). Это следует из того, что U_Δ есть основание равнобедренного треугольника с острыми углами по 30° (рис. 7.10):

$$U_\Delta = U_{AB} = U_\phi \cdot 2 \cos 30^\circ = \sqrt{3} \cdot U_\phi \quad (7.1)$$

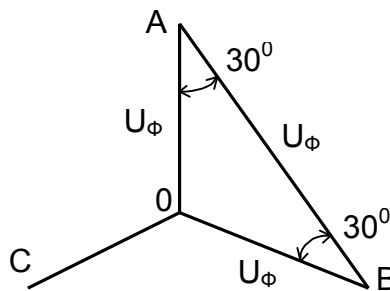


Рис. 7.10

Линейный ток I_Δ при соединении генератора в "звезду" равен фазовому току генератора:

$$I_\Delta = I_\phi \quad (7.2)$$

При соединении генератора в "треугольник" линейное напряжение равно фазовому напряжению генератора (рис. 7.8; 7.9):

$$U_\Delta = U_{\text{генер.}} \quad (7.3)$$

При соединении нагрузки в "звезду" (рис. 7.5; 7.6; 7.9) соответствующий линейный ток равен соответствующему фазовому току нагрузки:

$$I_\Delta = I_\phi$$

При соединении нагрузки "треугольником" токи в сторонах треугольника также снабжают двумя индексами. Положительные направления токов выбирают по часовой стрелке. Индексы у токов соответствуют выбранным для них положительным направлениям. Первый индекс соответствует узлу, из которого ток вытекает, второй - узлу, в который ток втекает.

При соединении нагрузки в "треугольник" (рис. 7.7; 7.8) линейные токи не равны фазовым токам нагрузки и определяются через них по первому закону Кирхгофа:

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{AB} - \dot{I}_{CA}; \quad \dot{I}_B = \dot{I}_{BC} - \dot{I}_{AB}; \quad \dot{I}_C = \dot{I}_{CA} - \dot{I}_{BC}. \quad (7.4)$$

В случае симметричной нагрузки $Z_{AB} = Z_{CA} = Z_{BC}$ сумма фазных токов в нагрузке равна нулю. Линейный ток определяется как основание равнобедренного треугольника (рис. 7.11):

$$I_L = I_\phi \cdot 2 \cdot \cos 30^\circ = \sqrt{3} \cdot I_\phi. \quad (7.5)$$

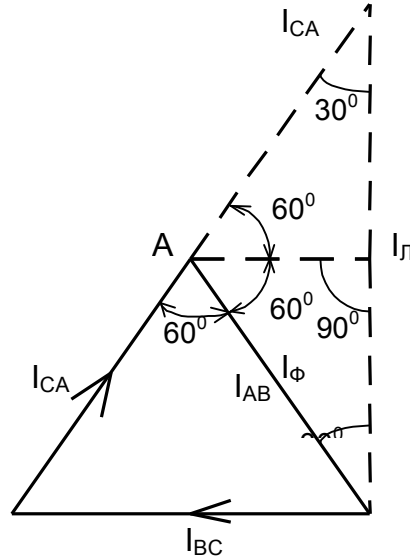


Рис. 7.11

3. Мощность трехфазной цепи

Под активной мощностью трехфазной системы понимают сумму активных мощностей фаз и активной мощности, выделяемой в сопротивлении, включенном в нулевой провод:

$$P_{cp} = P_A + P_B + P_C + P_0. \quad (7.6)$$

Реактивная мощность - сумма реактивных мощностей фаз и реактивной мощности сопротивления, включенного в нулевой провод:

$$Q = Q_A + Q_B + Q_C + Q_0. \quad (7.7)$$

Полная мощность:

$$S = \sqrt{P_{cp}^2 + Q^2} \quad (7.8)$$

Если нагрузка симметричная, то $P_0 = 0$. $Q_0 = 0$;

$$P_A = P_B = P_C = U_\phi \cdot I_\phi \cdot \cos \varphi; \quad (7.9)$$

$$Q_A = Q_B = Q_C = U_\phi \cdot I_\phi \cdot \sin \varphi. \quad (7.10)$$

Здесь под φ понимается угол между напряжением U_ϕ и током I_ϕ фазы нагрузки.

При симметричной нагрузке фаз

$$\left. \begin{aligned} P_{cp} &= 3U_\phi \cdot I_\phi \cdot \cos \varphi; \\ Q &= 3U_\phi \cdot I_\phi \cdot \sin \varphi; \\ S &= 3U_\phi \cdot I_\phi. \end{aligned} \right\} \quad (7.11)$$

При симметричной нагрузке независимо от способа ее соединения в "звезду" или в "треугольник"

$$3U_\phi I_\phi = \sqrt{3} \sqrt{3} U_\phi I_\phi = \sqrt{3} U_L I_L$$

Поэтому вместо формул (7.11) используют следующие:

$$\left. \begin{aligned} P_{cp} &= \sqrt{3} U_L I_L \cos \varphi; \\ Q &= \sqrt{3} U_L I_L \sin \varphi; \\ S &= \sqrt{3} U_L I_L. \end{aligned} \right\} \quad (7.12)$$

ТЕМА III

МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ АППАРАТЫ

Лекция 8. Основы теории магнетизма

Нагрузкой электрических цепей, в общем случае, являются электромагнитные устройства. Их работа основана на использовании электромагнитного поля.

К электромагнитным устройствам относятся трансформаторы, генераторы, электродвигатели, преобразователи, электроизмерительные приборы, реле, муфты и другие.

Разработанная теория магнитного поля позволяет не только понять механизм действия магнитного поля, но и рассчитать электромагнитные устройства. Рассмотрим ее основы.

1. Основные физические величины и соотношения

Основные физические величины, описывающие магнитное поле, известны из курса физики. К ним относятся: магнитная индукция, магнитный поток, намагниченность, напряженность магнитного поля, магнитная проницаемость.

Магнитная индукция B определяется силой, испытываемой единичным зарядом Q , движущимся в магнитном поле со скоростью V :

$$B = F / QV \quad (8.1)$$

Магнитная индукция измеряется в теслах [Тл].

Магнитный поток Φ - это поток вектора магнитной индукции через площадь S :

$$\Phi = \oint B \cdot dS \quad (8.2)$$

В однородном магнитном поле, перпендикулярном площади S , магнитный поток

$$\Phi = B \cdot S \quad (8.3)$$

Магнитный поток измеряется в веберах [Вб]:

$$1 \text{ Вб} = 1 \text{ Тл} \cdot 1 \text{ м}^2$$

Намагниченность есть магнитный момент единицы объема вещества:

$$\vec{M} = \lim_{V \rightarrow 0} \frac{\sum m}{V} \quad (8.4)$$

где m - вектор магнитного момента элементарного контура:

$$m = I \cdot S$$

Напряженность магнитного поля H связана с B и M зависимостью

$$H = B / \mu_0 - M \quad (8.5)$$

где μ_0 - магнитная постоянная:

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ Гн} / \text{м}$$

Намагниченность и напряженность магнитного поля измеряется в А/М.

Для ферромагнитных материалов

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H \quad (8.6)$$

где μ_r - относительная магнитная проницаемость.

Воздействие магнитного поля бывает двух видов:

1) индуктивное воздействие.

В этом случае в перемещаемом в магнитном поле проводнике возникает электродвижущая сила э.д.с. Если же это поле переменное, то э.д.с. возникает в неподвижном проводнике.

2) электромагнитное воздействие.

В этом случае на проводник с током в магнитном поле действует сила со стороны поля.

2. Характеристика магнитных свойств ферромагнитных материалов

Ферромагнитные материалы характеризуют зависимостью магнитной индукции от напряженности магнитного поля

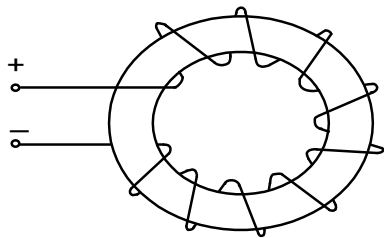


Рис.8.1

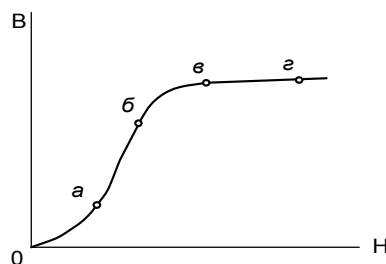


Рис. 8.2

$$B = f(H)$$

Эта зависимость устанавливается опытным путем. На рис. 8.1. приведено ферромагнитное кольцо с обмоткой в виде витков провода. Если увеличивать ток в витках, то H и B будут возрастать от нулевых значений по кривой начальной намагниченности (рис.8.2). Участок oa кривой есть начальная область, ab - область интенсивного намагничивания, $бв$ - колено кривой, $вг$ - участок насыщения, на котором намагнитченность постоянная, $M = \text{const}$.

Отношение $B/H = \mu_a$ есть абсолютная магнитная проницаемость.

$$\mu_a = \mu_0 \cdot \mu_r,$$

откуда

$$\mu_r = \mu_a / \mu_0 = B / (\mu_0 \cdot H).$$

Относительная магнитная проницаемость μ_r зависит от H и может изменяться от единиц до десятков тысяч. Она показывает, во сколько раз магнитная проницаемость материала больше магнитной проницаемости вакуума.

Намагничивание сопровождается отставанием изменения B от H . Это обусловлено внутренним трением между границами областей самопроизвольного намагничивания и потерей энергии. Поэтому при циклическом изменении H зависимость $B=f(H)$ приобретает вид петли гистерезиса (рис.8.3). На рисунке B_r - остаточная намагнитченность, H_c - коэрцитивная сила. Площадь петли гистерезиса пропорциональна энергии, выделяющейся в единице объема

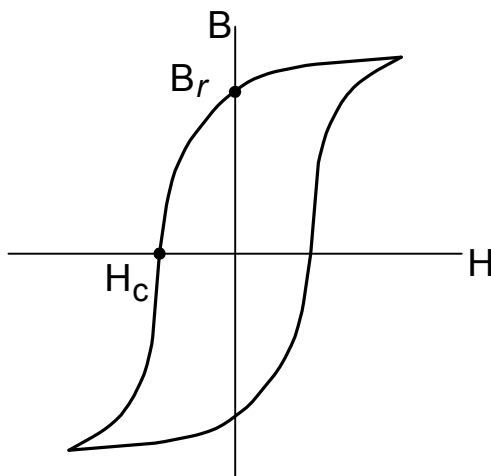


Рис. 8.3

ферромагнитного материала за один цикл перемagnetизации.

Ферромагнитные материалы бывают магнитотвердые и магнитомягкие. Магнитомягкие используются для изготовления магнитопроводов. К таким материалам относятся:

- технически чистое железо,
- листовая электротехническая сталь (железосиликатная),
- железоникелевые стали (пермаллой).

Кривые намагничивания этих материалов приведены на рис.8.4.

График кривой намагничивания используется для выбора материалов при расчете электромагнитных устройств.

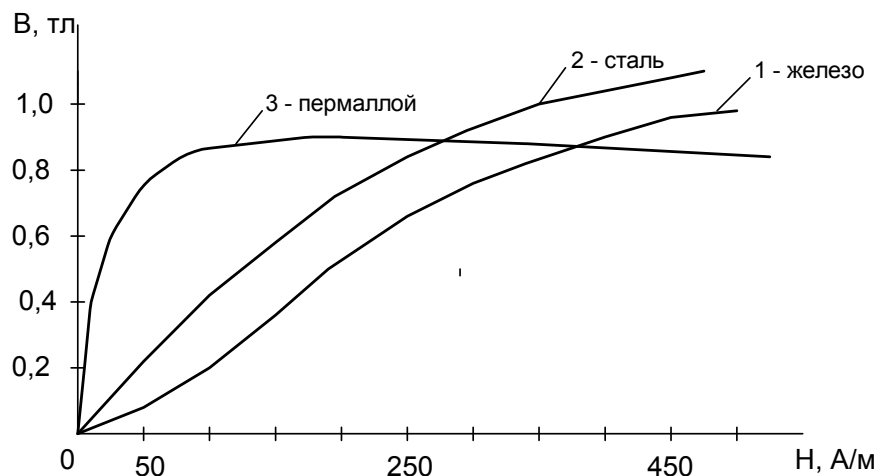


Рис. 8.4

3.Магнитные цепи

Практическим результатом теории магнитного поля является математический аппарат и методы расчета электромагнитных устройств. Любое электромагнитное устройство состоит из намагничивающих элементов (катушек, постоянных магнитов) и магнитопровода. Расчет заключается в определении материалов и геометрических размеров магнитопровода, тока катушки, числа ее витков и ее размеров. Намагничивающая катушка создает магнитное поле в магнитопровode и в окружающем пространстве. Так как μ_r ферромагнитных материалов много больше μ_0 , то основная часть линий магнитного поля проходит по магнитопроводу.

Совокупность ферромагнитных тел и сред, по которым замыкается магнитный поток, называется магнитной цепью.

При анализе магнитных цепей допускаются следующие упрощения:

- 1.Магнитное поле изображается распределением магнитных силовых линий в магнитопровode. Если поле равномерно распределено по сечению магнитопровода, то его изображают параллельными линиями.
- 2.Магнитная индукция и напряженность считаются равномерно распределенными по объему магнитопровода.
- 3.Магнитный поток считается сосредоточенным только в магнитопровode.

Магнитные цепи делятся на однородные и неоднородные, разветвленные и неразветвленные. Однородная магнитная цепь приведена на рис.8.1. Это замкнутый магнитопровод с равномерной обмоткой. Каждый виток обмотки создает линии магнитной индукции, которые замыкаются по магнитопроводу. Совокупность витков создает общий магнитный поток.

На практике широко применяются неоднородные магнитные цепи. В таких цепях обмотка сосредоточена в одном месте, а магнитопровод имеет участки с различной магнитной проницаемостью μ_r (рис. 8.5).

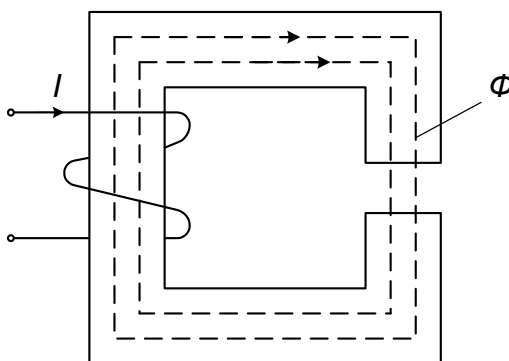


Рис. 8.5

С учетом перечисленных упрощений считается, что весь магнитный поток Φ проходит по магнитопроводу. Он постоянен как в ферромагнитном материале, так и в воздушном зазоре. Площадь воздушного зазора равна площади сечения ферромагнитного материала. $S_B = S_{\Phi M}$. Поэтому и магнитная индукция $B = \Phi/S$ также постоянна. Однако напряженность магнитного поля H в ферромагнитном материале и воздушном зазоре различна. Поэтому такая цепь называется неоднородной.

Примерами разветвленных магнитных цепей могут служить цепи электрических машин, трансформаторов, поляризованных реле.

4. Анализ магнитных цепей постоянного тока

Суть анализа сводится к определению основных параметров магнитных цепей: H , Φ , B , I , S . При этом пользуются понятиями магнитодвижущей силы, закона полного тока, магнитного напряжения U_m и магнитного сопротивления R_m .

Если по намагничивающей обмотке протекает ток I , то магнитодвижущей силой обмотки F называют произведение величины тока на число витков:

$$F = I \cdot \varpi \quad (8.7)$$

Связь между магнитодвижущей силой F и напряженностью магнитного поля H устанавливает закон полного тока:

$$\oint_l H \cdot dl = \varpi \cdot I = F \quad (8.8)$$

При анализе магнитных цепей пользуются значением средней линии магнитопровода, поэтому

$$H \cdot l_{cp} = F \quad (8.9)$$

Произведение

$$H \cdot l_{ав} = U_{маг} \quad (8.10)$$

называют магнитным напряжением участка цепи длиной $ав$.

Если магнитная цепь содержит два неоднородных участка длиной l_{Φ_M} и l_B , то

$$H_{\Phi_M} \cdot l_{\Phi_M} + H_B \cdot l_B = \varpi \cdot I$$

или

$$U_{\Phi_M} + U_B = \varpi \cdot I = F \quad (8.11)$$

Таким образом алгебраическая сумма магнитных напряжений на участках цепи равна магнитодвижущей силе обмотки. Выражение (8.11) представляет собой второй закон Кирхгофа для магнитной цепи.

Аналогично первого закона Кирхгофа является теорема Гауса: поток вектора магнитной индукции через любую замкнутую поверхность равен нулю:

$$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0 \quad (8.12)$$

Рассмотрим выражение для магнитного напряжения

$$U_M H \cdot l_{cp} = \frac{B}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot l_{cp} = \Phi \frac{l_{cp}}{\mu_0 \mu_{cp} \cdot S}.$$

Обозначим выражение

$$\frac{l_{cp}}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S} = R_M$$

R_M называется магнитным сопротивлением.

Тогда

$$U_M = \Phi \cdot R_M \quad (8.13)$$

Равенство (8.13) представляет собой закон Ома для магнитной цепи.

Если основной характеристикой электрической цепи является вольт-амперная характеристика, то для магнитной цепи - это ампер-веберная характеристика - зависимость между магнитным потоком и намагничивающим током $\Phi = f(I)$ (рис.8.6).

На рис. 8.6 Φ_{Φ_M} - поток в ферромагнитном материале, Φ_B - поток в воздушном зазоре, Φ_{Σ} - результирующий поток.

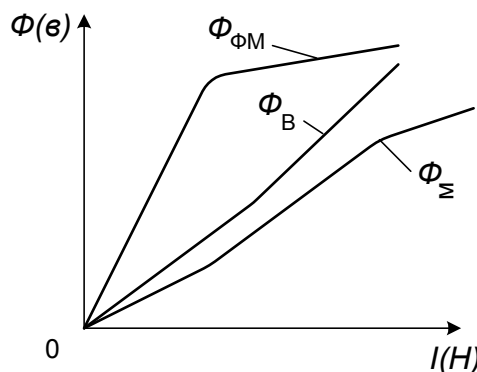


Рис. 8.6

На практике используется зависимость $B = f(H)$, так как H пропорциональна намагничивающему току I , а B пропорциональна магнитному потоку Φ .

5. Особенности физических процессов в магнитных цепях переменного тока

При анализе магнитных цепей переменного тока вводят следующие допущения:

- 3) магнитное поле рассеяния отсутствует;
- 4) активное сопротивление обмотки равно нулю.

При таких допущениях можно записать

$$u(t) = e(t)$$

где $e(t) = -d\psi / dt = -\omega d\Phi / dt$.

Отсюда следует, что магнитный поток в магнитопроводе переменный и определяется напряжением (воздействием) $u(t) = U_m \cdot \sin \omega t$.

$$\Phi(t) \frac{1}{\omega} \int u(t) dt = \frac{1}{\omega \varpi} U_m \cdot \cos \omega t. \quad (8.14)$$

Таким образом, закон изменения магнитного потока $\Phi(t)$ не зависит от параметров цепи. Это первая особенность магнитных цепей переменного тока. Чтобы определить вторую особенность обратимся к известному выражению

$$U(t) = L \cdot i(t).$$

Из него следует, что

$$L = \frac{\psi(t)}{i(t)} \quad (8.15)$$

Но для простейшей магнитной цепи справедливы уравнения:

$$\psi(t) = \varpi \Phi(t) = \varpi S B(t);$$

$$i(t) = H(t) l / \varpi.$$

Переменные $B(t)$ и $H(t)$ связаны по закону динамической петли гистерезиса. Эта связь нелинейна. Значит зависимость (8.15) тоже нелинейна, а индуктивность

$$L = \frac{d\psi}{di(t)} = L(i)$$

переменна. Это вторая особенность.

Индуктивность обмотки магнитопровода непостоянна и зависит от тока цепи, а уравнение

$$u = L(i) \cdot di / dt.$$

нелинейно. Отсюда третья особенность: магнитные цепи являются нелинейными цепями, поэтому при синусоидальном напряжении на обмотке ток в ней оказывается несинусоидальным.

Изменение магнитного потока $\Phi(t)$ с частотой ω приводит к нагреву магнитопровода из-за гистерезиса. Следовательно, в магнитопроводе возникают потери электроэнергии. Их называют магнитными потерями. Это четвертая особенность.

Лекция 9. Электромагнитные устройства

Перечень электромагнитных устройств очень большой. В лекции будут рассмотрены примеры применения теории магнитного поля к построению сварочных трансформаторов, ферромагнитных стабилизаторов, электромагнитных реле.

1. Физические основы построения сварочного трансформатора

Известно, что для неразветвленного магнитопровода с зазором закон полного тока имеет

$$l_{\Phi M} \cdot H_{\Phi M} + l_3 \cdot H_3 = \varpi I, \quad (9.1)$$

где: $l_{\Phi M}$, l_3 - длина ферромагнитного участка и воздушного зазора соответственно; $H_{\Phi M}$, H_3 - действующее значение напряженности магнитного поля на участках ферромагнитного материала и воздушного зазора соответственно;

I - действующее значение тока в намагничивающей обмотке.

Учитывая, что

$$H_3 = \frac{B}{\mu_0} = \Phi \frac{1}{\mu_0 S}, \quad (9.2)$$

а также что

$$R_3 = \frac{l_3}{\mu_0 S}, \quad (9.3)$$

перепишем (9.1)

$$l_{\Phi} \cdot H_{\Phi M} + R_3 \cdot \Phi = \varpi I \quad (9.4)$$

Так как относительная магнитная проницаемость μ_r магнитомягких материалов в десятки тысяч раз больше магнитной проницаемости воздуха μ_0 , то очевидно, что в

$$l_{\Phi M} \cdot H_{\Phi M} \ll l_3 \cdot H_3 = \Phi \cdot R_3.$$

Поэтому вместо (9.4) можно использовать приближенное равенство

$$R_3 \Phi = \varpi \cdot I \quad (9.5)$$

Подставляя в (9.5) вместо R_3 его значение из (9.3), а вместо

$$\Phi = \frac{U}{\varpi \cdot \omega},$$

определим ток цепи

$$I = \frac{U}{\varpi^2 \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot S} \cdot l_3 \quad (9.6)$$

Теперь очевидно, что ток в цепи магнитопровода с зазором можно регулировать изменяя длину воздушного зазора. Это свойство и используется в сварочных аппаратах для регулирования тока дуги.

2. Физические основы ферромагнитных стабилизаторов

Магнитные свойства ферромагнитных материалов как правило оценивают зависимостью

$$B = \varphi(H),$$

получая гистерезисные характеристики. Но нам уже известно, что

$$H \cdot l_{cp} = \varpi I,$$

а

$$B = \frac{\Phi}{S} = \frac{U}{\varpi \cdot \omega \cdot S}.$$

Приведенные выражения наглядно показывают прямую пропорциональную зависимость H от I , а B от U . Это позволяет применять к исследованию магнитопроводов вольт-амперные характеристики.

$$I = \varphi(U).$$

Такие характеристики полезны при расчете цепей из нескольких элементов. Общий вид зависимости $I = \varphi(u)$ для магнитопровода приведен на рис. 9.1. Как и кривая начальной намагниченности, вольт-амперная характеристика имеет начальный участок (оа), линейный (аб), колено (бв) и насыщенную (в,г).

Вольт-амперные характеристики применяются для определения физики работы ферромагнитных стабилизаторов.

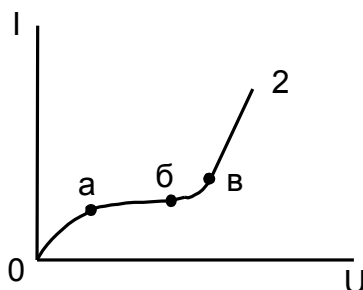


Рис. 9.1

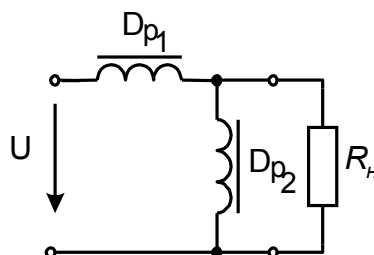


Рис. 9.2

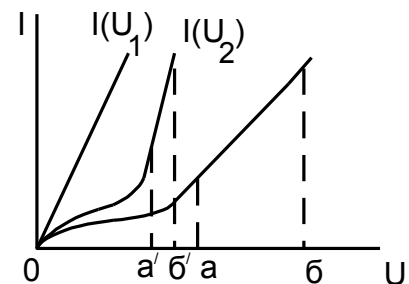


Рис. 9.3

Упрощенная схема ферромагнитного стабилизатора включает в свой состав два разомкнутых магнитопровода (дросселя) $Др_1$ и $Др_2$. Дроссель $Др_1$ работает в линейном режиме. Он выполняет роль ограничителя максимального тока. Дроссель $Др_2$ работает в режиме насыщения. Их вольт-амперные характеристики приведены на рис. 9.3. Здесь же приведена результирующая характеристика $I(U_1 + U_2)$.

Напряжение на нагрузке определяется падением напряжения на дросселе $Др_2$. Графики рис. 9.3. показывают, что если на входе цепи, действует напряжение U_{oa} , то нагрузка находится под напряжением $U_{oa'}$. Часть входного напряжения падает на сопротивлении дросселя $Др_1 - U_{oa''}$. Пусть входное напряжение дросселя $Др_1 - U_{oa''}$. Пусть входное напряжение увеличилось на величину аб. Это вызывает увеличение напряжения на нагрузке на величину а'б'. Наглядно видно, что а'б' в несколько раз меньше участка аб. Реально стабилизаторы ослабляют колебания входного напряжения в 5÷10 раз.

Таким образом дроссель, включенный параллельно нагрузке и работающий в режиме насыщения способен сглаживать броски напряжения на входе цепи.

3. Принцип работы электромагнитных механизмов.

Электромагнитные реле.

В состав автоматизированных, полуавтоматизированных и ручных систем управления электроэнергетическими установками, электроприводами, технологическими установками и т.п. входят электромагнитные устройства (контакторы, пускатели, реле, электромагниты). С помощью этих устройств производится регулирование токов и напряжений генераторов. Они выполняют функции контроля и защиты установок, потребляющих электроэнергию. Основными частями электромагнитных устройств являются электромагнитные механизмы: электрические контакты, механический или электромагнитный привод контактной группы, кнопки управления.

По назначению различают следующие электромагнитные устройства:

- коммутационные (разъединители, выключатели, переключатели);
- защитные (предохранители, реле защиты);
- пускорегулирующие (контакторы, пускатели, реле управления);
- контролирующие и регулирующие (датчики, реле);
- электромагниты.

Рассмотрим принцип работы электромагнитного механизма. В электромагнитном механизме осуществляется преобразование электрической энергии источника питания в механическую энергию перемещения якоря. Схема механизма приведена на рис. 9.4. Она включает неподвижную 1 (ядро) и подвижную 2 (якорь) части магнитопровода; намагничивающую катушку 3, удерживающую 4.

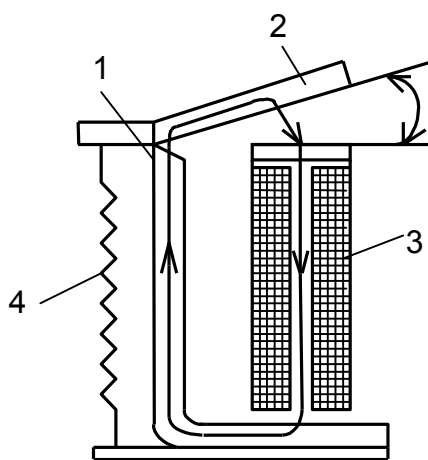


Рис. 9.4

Появление тока в намагничивающей катушке приводит к намагничиванию ферромагнитных частей магнитопровода. Образовавшееся магнитное поле притягивает якорь к ядру.

Проведем анализ процесса преобразования энергии. Пусть к намагничивающей катушке приложено напряжение

U , и через нее протекает ток I . На сопротивлении катушки R создается падение напряжения $U_R = I \cdot R$.

Разность $U - U_R$ уравновешивает э.д.с. e_L , т.е.

$$e_L = U_R - U = d\psi / dt \quad (9.7)$$

Тогда

$$-d\psi / dt = I \cdot R - U \quad (9.8)$$

Умножим (9.8) на $I \cdot dt$ и проинтегрируем за время намагничивания. Тогда

$$\int_0^t U \cdot I \cdot dt = \int_0^{\psi} I \cdot d\psi + \int_0^t I^2 \cdot R \cdot dt, \text{ или}$$

$$W_{\Sigma} = W_M + W_{\Pi},$$

где W_{Π} - энергия, затрачиваемая источником на нагрев катушки за время t /

Решением выражения для W_M имеет вид:

$$W_M = \int_0^{\psi} I d\psi = \psi \cdot I / 2 \quad (9.9)$$

Учитывая, что

$$\psi = \varpi \Phi = \varpi BS,$$

а

$$\varpi \cdot I = H \cdot l,$$

где S - площадь, а l - воздушного зазора, получим

$$W_M = S \cdot l \cdot B \cdot H / 2.$$

При перемещении якоря совершается работа

$$\Delta A = W_{M1} - W_{M2} = F \cdot \Delta l_B$$

где W_{M1} - энергия магнитного поля в начале намагничивания с длиной воздушного зазора l_1 ;

W_{M2} - энергия магнитного поля с длиной воздушного зазора l_2 ;

$$\Delta l_B = l_1 - l_2.$$

С учетом (9.10) можем записать

$$\Delta A = S \cdot (B \cdot H) / 2 \Delta l_B$$

Так как $H = B / \mu_0$, то

$$\Delta A = S \cdot B^2 / (2 \mu_0) \cdot \Delta l_B = F \cdot \Delta l_B,$$

где

$$F = S \cdot B^2 / 2 \mu_0 \approx 4,08 \cdot 10^{-4} \cdot S \cdot B^2 \cdot \Delta l [\text{кГ}]. \quad (9.11)$$

Выражение (9.11) определяет силу [кГ], с которой магнитное поле действует на якорь. Очевидно, что значение силы зависит от длины зазора l_B и магнитодвижущей силы $\mathcal{F} \cdot I$.

Если к катушке подключен источник синусоидального напряжения, то и магнитный поток в магнитопроводе и воздушном зазоре изменяется по синусоидальному закону:

$$\Phi(t) = \Phi_M \cdot \sin \omega t.$$

В этом случае мгновенное значение силы, притягивающий якорь к ярму определяется выражением

$$F(t) = \Phi_M^2 / (2 \mu_0 \cdot S) \cdot \sin \omega t,$$

где

$$\Phi_M = B_M \cdot S$$

После преобразования получим

$$F(t) = \frac{\Phi_M^2}{4 \mu_0 S} = \frac{\Phi_M^2}{4 \mu_0 S} \cdot \cos 2 \omega t. \quad (9.12)$$

Видно, что тяговая сила содержит переменную и постоянную составляющую. Переменная составляющая имеет частоту, вдвое большую частоты питающего напряжения, и амплитуду, равную постоянной составляющей. Пульсация $F(t)$ вызывает вибрацию якоря (дребезг).

В однофазных электромагнитных механизмах для устранения пульсации на якоре размещают короткозамкнутый (КЗ) виток провода. Переменный магнитный поток $\Phi(t)$ наводит в КЗ витке э.д.с. сдвинутую по фазе на 90° относительно Φ_M . По витку протекает ток i_K , который создает поток Φ_{KM} , совпадающий по фазе с э.д.с.

Теперь на якорь начинает действовать пульсирующая сила с удвоенной частотой, т.е. $\cos 4 \omega t$. В итоге постоянная составляющая силы возрастает, пульсация уменьшается.

Электромагнитное реле - это устройство, в котором при достижении определенного значения входной величины выходная величина изменяется скачком. Выходные контакты реле замыкаются или размыкаются. Реле применяют в цепях управления с током не более 1А. Входной или управляющей величиной реле могут быть электрические, механические, тепловые и др. воздействия.

На рис. 9.5. показано устройство простейшего электромагнитного реле клапанного типа. При определенной магнитодвижущей силе (МДС) в цепи управления возникающая сила F притяжения якоря 3 к ярму 1 превышает силу противодействующей пружины 2. Воздушный зазор уменьшается. Клапан 4 нажимает на подвижный контакт 5 и прижимает его с силой F к неподвижному контакту 6. Управляемая цепь замыкается. Исполнительный элемент 7 производит требуемое действие.

Контакты реле в исходном положении могут быть как разомкнуты, так и замкнуты. В последнем случае при срабатывании реле они размыкаются. Действие каких-либо устройств прекращается. Многие реле имеют несколько контактных пар. Тогда их используют для управления несколькими электрическими цепями.

Функции реле связаны с контролем режима работы важных элементов электрической цепи: генераторов, трансформаторов, линий передач, электродвигателей и т.п.

При нарушении нормального режима соответствующее реле приводит в действие аппаратуру, которая либо восстанавливает нормальный режим работы, либо отключает поврежденный участок. Такие реле называют "реле защиты". Они "наблюдают" за током в цепи (токовая защита), за напряжением на отдельных участках (защита по напряжению), за изменением мощности, частоты тока и т.д.

В зависимости от значения или направления входной величины различают реле максимального, минимального или направленного действия.

В зависимости от времени срабатывания различают реле быстродействующие ($t_{cp} < 0,05c$), нормальные ($t_{cp} = 0,05 \div 0,25c$) и с выдержкой времени (реле времени).

Реле, не реагирующее на направление управляющей величины (например, тока), называют нейтральным. Реле, чувствительные к полярности управляющей величины, называют поляризованными.

Если исполнительный элемент реле (подвижные контакты) непосредственно воздействует на цепь управления, то это реле прямого действия. Когда воздействие осуществляется через другие аппараты - реле косвенного действия.

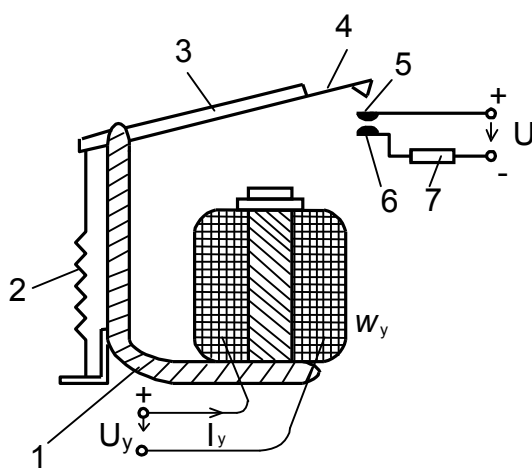


Рис. 9.5

Лекция 10. Трансформаторы

1. Общие сведения о трансформаторах

Трансформатор для технических целей впервые был применен П.Н. Яблочковым в 1876 году для питания электрических свечей. Широкое применение трансформаторы получили после того, как М.О. Доливо-Добровольским была предложена трехфазная система передачи электроэнергии и разработана конструкция первого трехфазного трансформатора (1891г.)

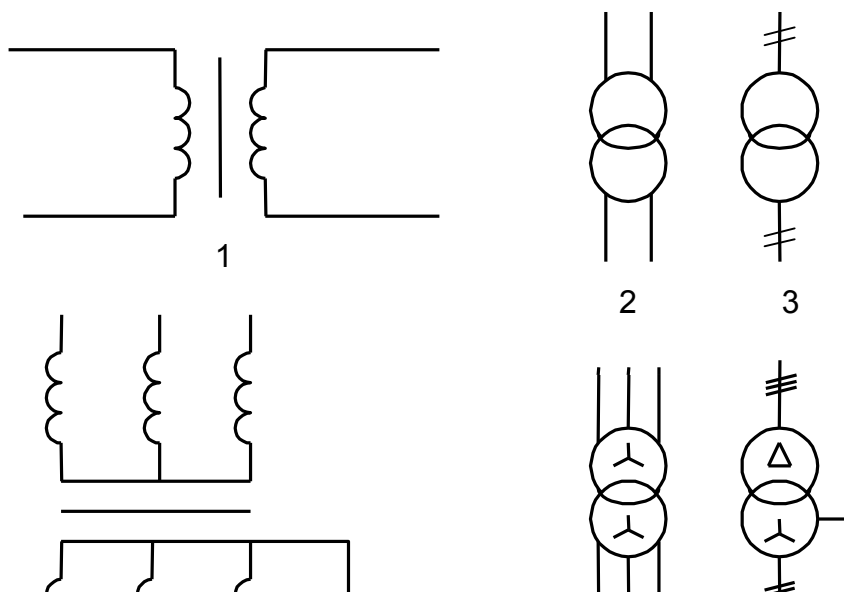
Под трансформатором понимают статическое (т.е. без движущихся частей) электромагнитное устройство, предназначенное для преобразования переменного напряжения одной величины в переменное напряжение другой величины той же частоты.

Трансформатор состоит из двух и более обмоток, электрически изолированных друг от друга и охваченных общим магнитным потоком. Для усиления индуктивной связи и снижения вихревых токов обмотки трансформаторов (кроме воздушных трансформаторов) размещается на магнитопроводе, собранном из листовой электротехнической стали.

Обмотка трансформатора, соединенная с источником питания, называется первичной. Все величины, относящиеся к этой обмотке: число витков, напряжения, ток и т.д. - также именуются первичными. Их буквенные обозначения снабжаются индексом 1, например ϖ_1, u_1, I_1 . Обмотка, к которой подключается нагрузка (потребитель электроэнергии), и относящиеся к ней величины называются вторичными. Они снабжаются индексом 2. Различают однофазные (для цепей однофазного тока) и трехфазные (для трехфазных цепей) трансформаторы. У трехфазного трансформатора первичной или вторичной обмоткой принято называть соответственно совокупность трех фазных обмоток одного напряжения.

Основные условные графические обозначения однофазного (1, 2, 3) и трехфазного (4, 5, 6) трансформаторов показаны на рис. 10.1. На щитке трансформатора указывается его номинальное напряжение - высшее и низшее, в соответствии с чем следует различать обмотку высшего напряжения (ВН) и обмотку низшего напряжения (НН) трансформатора. Кроме того, на щитке указывается номинальная полная мощность (В·А или кВ·А), токи (А) при номинальной полной мощности, частота, число фаз, схема соединения, режим работы (длительный или кратковременный) и способ охлаждения (воздушный или масляный).

Если первичное напряжение U_1 трансформатора меньше вторичного U_2 , то он работает как повышающий трансформатор; в противном случае ($U_1 > U_2$) - как понижающий.



2. Принцип работы однофазных трансформаторов

Принцип работы однофазных трансформаторов рассмотрим по схеме рис.10.2. При действии источника напряжения $e(t) = u(t)$ в первичной обмотке трансформатора, возникает ток $i_1(t)$. Далее будем пользоваться действующими значениями используемых физических величин.

Ток I_1 приводит к появлению магнитодвижущей силы первичной обмотки

$$F_1 = \varpi_1 \cdot I_1 = H_1 \cdot l_{cp} = \Phi_1 \cdot \frac{l_{cp}}{\mu_0 \mu_r \cdot S} \quad (10.1)$$

Магнитодвижущая сила F_1 возбуждает в магнитопроводе магнитный поток Φ_1 причем

$$\Phi_1 = \mu_0 \mu_r \cdot S \frac{\varpi_1 \cdot I_1}{l_{cp}}. \quad (10.2)$$

Магнитный поток Φ_1 индуцирует в первичной обмотке трансформатора ЭДС самоиндукции $e_{L1}(t)$, а во вторичной обмотке - ЭДС взаимной индукции e_{M2} .

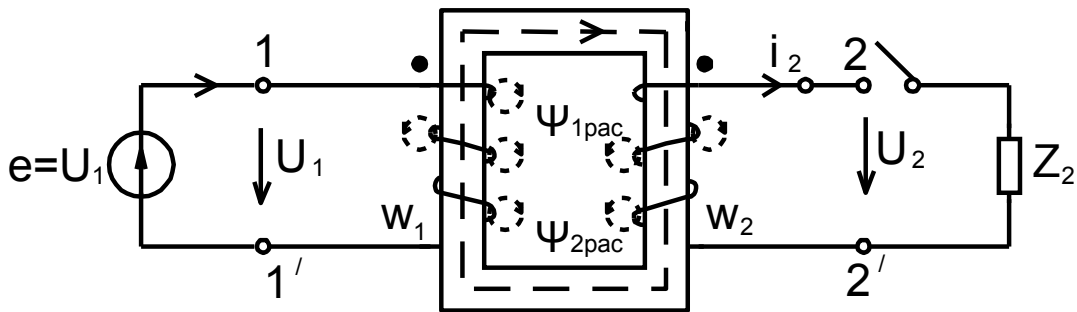


Рис. 10.2

Замкнем цепь вторичной обмотки. Под воздействием ЭДС взаимной индукции через нагрузку Z_2 потечет ток I_2 , возникает магнитодвижущая сила F_2 , и магнитный поток Φ_2 , причем

$$\Phi_2 = \mu_0 \mu_r \cdot S \frac{\varpi_2 I_2}{l_{cc}} \quad (10.3)$$

Для указанных на рис.10.2 направлений намотки обмоток трансформатора и выбранных положительных направлений токов I_1 и I_2 магнитные потоки Φ_1 и Φ_2 встречны. Поэтому в магнитопроводе создается результирующий магнитный поток

$$\Phi = \mu_0 \mu_r \cdot S \frac{\varpi_1 \cdot I_1 - \varpi_2 \cdot I_2}{l_{cp}} \quad (10.4)$$

Этот поток пересекает витки обеих обмоток трансформатора и наводит в них результирующие ЭДС e_1 и e_2 .

Помимо основного магнитного потока Φ (по 10.4), в реальном трансформаторе существуют потоки рассеяния первичной ψ_{1pac} и вторичной ψ_{2pac} обмоток. Для количественной оценки потоков ψ_{1pac} и ψ_{2pac} вводят понятие эквивалентной индуктивности рассеяния так, что

$$L_{1pac} = \psi_{1pac} / I_1; \quad L_{2pac} = \psi_{2pac} / I_2.$$

Кроме того, обмотки реального трансформатора обладают активными сопротивлениями R_1 и R_2 .

Чтобы учесть перечисленные величины при анализе работы трансформатора переходят к его схеме замещения (рис.10.3).

Часть схемы, выделенная на рис. 10.3 пунктиром, не имеет активных сопротивлений и потоков рассеяния, а поэтому называется идеализированным трансформатором. К нему применимы все соотношения, полученные в

лекции №9. Но для получения простых и наглядных соотношений параметров трансформатора необходимо проделать еще одну трудность.

Дело в том, что трансформатор в расчетном эквиваленте представляет собой нелинейную цепь. Значит, к его анализу, необходимо применять теорию нелинейной алгебры. Чтобы уйти от этого, гистерезисную зависимость $B = \varphi(H)$ заменяют эквивалентным эллипсом рис.10.4, построенным так, что его площадь не менее чем на 95% перекрывает площадь петли гистерезиса.

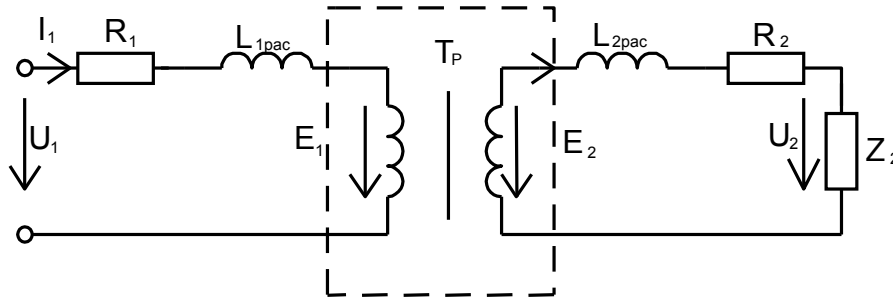


Рис. 10.3

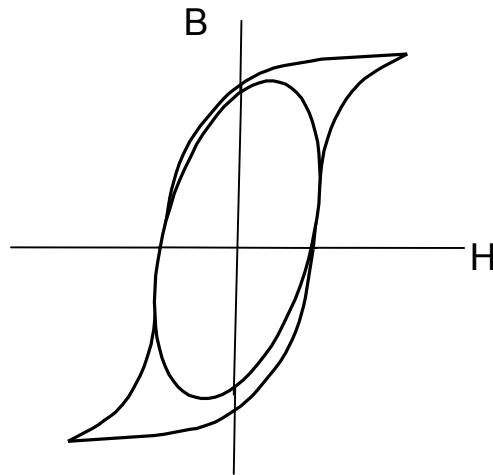


Рис. 10.4

Если теперь зависимость $B = \varphi(H)$, $H = \varphi(B)$ выражает через параметры эллипса, то возникающие за счет отклонения от петли гистерезиса погрешности оказываются пренебрежимо малыми для практических целей. Главное в том, что применение эквивалентного эллипса позволяет перейти к простым линейным выражениям в представлении величин B и H

$$B(t) = B_m \cdot \sin \omega t \quad (10.5)$$

$$H(t) = H_m \cdot \sin(\omega t + \delta) \quad (10.6)$$

где δ - сдвиг фазы между H и B.

От выражений (10.5) и (10.6) легко перейти к комплексной показательной форме представления, т.е.

$$\dot{B} = j \frac{B_m}{\sqrt{2}}; \dot{H} = \frac{H_m}{\sqrt{2}} \cdot e^{j\delta} \quad (10.7)$$

а учитывая известные из теории магнитного поля соотношения (8.14) и (8.15) определить связь между напряжением и магнитной индукцией

$$\dot{U} = j\omega \pi S \frac{B_m}{\sqrt{2}} = jU_0,$$

а также между током и напряженностью магнитного поля

$$\dot{I} = \frac{H_m l_{cp}}{\sqrt{2} \omega} e^{j\delta} = I \cdot e^{j\delta} \quad (10.8)$$

Теперь можно перейти к оценке основных параметров трансформатора. Учитывая (8.14) и (8.15) определяем напряжение на первичной и вторичной обмоток трансформатора:

$$\dot{U}_1 = j\omega \pi_1 \dot{\Phi}, \quad (10.9)$$

$$\dot{U}_2 = j\omega\varpi_2\dot{\Phi} = \dot{I}_2 Z_2 \quad (10.10)$$

Это напряжение полностью уравнивается ЭДС первичной $\dot{E}_1$ и вторичной $\dot{E}_2$ обмоток:

$$\dot{E}_1 = -j\omega\varpi_1\dot{\Phi}, \quad (10.11)$$

$$\dot{E}_2 = -j\omega\varpi_2\dot{\Phi} \quad (10.12)$$

Отношение (10.10) к (10.9)

$$\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\varpi_2}{\varpi_1} = n_{21} \quad (10.13)$$

называется коэффициентом трансформации.

Подставим в выражение для $\dot{U}_1$ значение Φ из (10.4):

$$\dot{U}_1 = j\omega\varpi_1\mu_0\mu_r S \frac{\varpi_1\dot{I}_1 - \varpi_2\dot{I}_2}{l_{cp}} \quad (10.14)$$

Если разомкнуть цепь вторичной обмотки, то ее ток I_2 станет равным нулю. При этом в цепи первичной обмотки будет протекать ток холостого хода, т.е. $I_1 = I_{1x}$, а выражение (10.14) примет вид

$$\dot{U}_1 = j\omega\varpi_1\mu_0\mu_r S \frac{\varpi_1\dot{I}_{1x}}{l_{cp}} \quad (10.15)$$

Но $\dot{U}_1$ - это напряжение источника. Оно не зависит от режима работы трансформатора. Значит левые части равенств (10.14) и (10.15) равны. Отсюда следует, что равны и правые части. Приравняв их, определим ток холостого хода трансформатора.

$$\dot{I}_{1x} = \dot{I}_1 - \dot{I}_2 \frac{\varpi_2}{\varpi_1} = \dot{I}_1 - \dot{I}_2 \cdot n_{21} \quad (10.16)$$

Последнее выражение показывает, что ток холостого хода равен разности токов первичной и вторичной обмоток, причем ток вторичной обмотки пересчитан к виткам первичной обмотки. Ток холостого хода мал и у мощных трансформаторов составляет единицы процентов от номинального значения.

Произведение

$$I_2 \cdot n_{21} = I'_2$$

называют приведенным током вторичной обмотки. Кроме I'_2 для оценки качеств трансформатора пользуются приведенным сопротивлением нагрузки Z'_2 и приведенным напряжением вторичной обмотки U'_2 . Определим их значения. Для этого выразим магнитный поток Φ из (10.10)

$$\Phi = \frac{\dot{I}_2 Z_2}{j\omega\varpi_2} \quad (10.17)$$

Подставим (10.17) в (10.9):

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_2 Z_2 \cdot \frac{\varpi_1}{\varpi_2}$$

Домножим и разделим последнее выражение на коэффициент $\frac{\varpi_1}{\varpi_2}$. Перегруппировав множители получим:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_2 Z_2 \left(\frac{\varpi_1}{\varpi_2} \right)^2 \frac{\varpi_2}{\varpi_1} = \dot{I}_2 \cdot n_{21} \cdot \frac{Z_2}{(n_{21})^2} = \dot{I}'_2 \cdot Z'_2 \quad (10.18)$$

В (10.18) I'_2 - приведенный ток, а Z'_2 - приведенное т.е. пересчитанное к виткам первичной обмотки сопротивление нагрузки.

Произведение

$$\dot{I}'_2 Z'_2 = \dot{U}'_2 \quad (10.19)$$

называется приведенным напряжением вторичной обмотки. Очевидно, что

$$\dot{U}'_2 = \frac{\dot{U}_2}{n_{21}} = \dot{U}_1. \quad (10.20)$$

С учетом введенных понятий выражение (10.16) для тока холостого хода принимает вид

$$\dot{I}_{1x} = \dot{I}_1 - \dot{I}'_2 \quad (10.21)$$

В выражении (10.15) множитель

$$\varpi_1^2 \mu_0 \mu_r \frac{S}{l_c} = L_1$$

определяет индуктивность первичной обмотки. Поэтому можно записать

$$\dot{U}_1 = j\omega L_1 \dot{I}_{1x} = jX_{L1} \cdot \dot{X}_{1x}$$

что полностью соответствует закону Ома для цепи с индуктивностью.

Для завершения анализа принципа работы построим векторную диаграмму идеализированного трансформатора (рис.10.5). На диаграмме в качестве исходного принимаем вектор магнитного потока $\vec{\Phi}$. Векторы ЭДС $\vec{E}_1$ и $\vec{E}_2$

Отстают от $\vec{\Phi}$ на 90° . Это очевидно из (10.11) и (10.12) по наличию множителя $(-j)$. Векторы $\vec{U}_1$ и $\vec{U}_2$

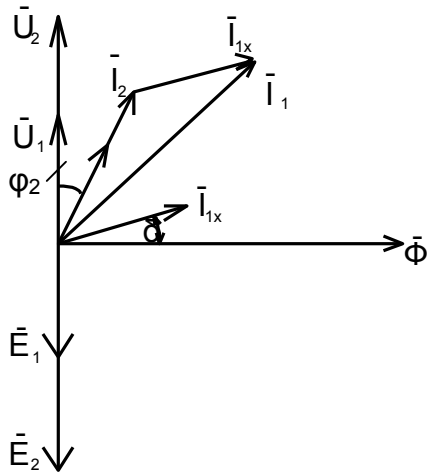


Рис. 10.5

Рис. 10.6

равны по величине $\vec{E}_1$ и $\vec{E}_2$ соответственно, но противоположны им по направлению. Вектор тока холостого хода $\vec{I}_{1x}$ опережает вектор $\vec{\Phi}$ на угол δ . Это хорошо видно из (10.8) т.к.

$$\dot{I}_{1x} = \frac{H_m \cdot l_{cp}}{\sqrt{2}\varpi_1} e^{j\delta} = \Phi \cdot \frac{l_{cp}}{\sqrt{2}\varpi_1 \mu_0 \mu_r S} \cdot e^{j\delta}.$$

Вектор тока вторичной обмотки трансформатора $\vec{I}_2$ сдвинут относительно вектора $\vec{U}_2$ на угол φ_2 , что определяется характером нагрузки $Z_2 = Z_2 \cdot e^{j\varphi_2}$. Значение вектора $\vec{I}_1$ легко найти по (10.21).

$$\vec{I}_1 = \vec{I}_2 + \vec{I}_{1x},$$

что и выполнено на диаграмме.

Для перехода к реальному трансформатору обратимся к рис. 10.3. Схема рис. 10.3 содержит два электрических несвязанных замкнутых контура - цепь первичной и цепь вторичной обмоток. Для каждой из них справедлив второй закон Кирхгофа. Тогда для цепи первичной обмотки трансформатора справедливо равенство

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1(R_1 + jX_{p1}) + \dot{E}_1 = \dot{I}_1 Z_{o61} + \dot{E}_1 \quad (10.22)$$

Равенство (10.21) показывает, что напряжение источника U_1 уравнивается падением напряжения на комплексном сопротивлении первичной обмотки и наводящейся в ней ЭДС самоиндукции $\dot{E}_1$. Этюд напряжений, соответствующие (10.22) приведены на рис. 10.6.

Для цепи вторичной обмотки трансформатора можно записать равенство

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2(R_2 + jX_{p2}) + \dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_{o62} + \dot{U}_2 \quad (10.23)$$

Эпюры напряжения, соответствующие (10.23) приведены на рис. 10.6.

Лекция 11. Режим работы трансформаторов

Различают несколько режимов работы трансформаторов:

5. Номинальный режим, т.е. режим при номинальных значениях напряжения и тока первичной обмотки трансформатора

$$U_1 = U_{1H}; \quad I_1 = I_{1H}.$$

6. Рабочий режим, при котором напряжение первичной обмотки близко к номинальному или равно ему, а ток I_1 определяется нагрузкой трансформатора.
7. Режим холостого хода, т.е. режим ненагруженного трансформатора, при котором цепь вторичной обмотки разомкнута ($I_2 = 0$) или подключена к нагрузке с очень большим сопротивлением (например, вольтметр).
8. Режим короткого замыкания трансформатора, при котором его вторичная обмотка замкнута накоротко ($U_2 = 0$) или подключена к нагрузке с очень малым сопротивлением (например, амперметр).

Режим холостого хода и короткого замыкания возникают при авариях. Эти режимы могут создаваться специально для испытания трансформаторов на заводах изготовителей в опытах холостого хода и короткого замыкания.

1. Опыт холостого хода трансформатора

Опыт холостого хода называют испытание трансформатора при разомкнутой цепи вторичной обмотки и номинальном напряжении на первичной обмотке. Схема для проведения опыта холостого хода приведена на рис.11.1. Полагая, что измерительные приборы не вносят в режим работы трансформатора сколько-нибудь ощутимых изменений, получаем возможность измерить ряд его параметров, а затем дополнить это ряд расчетами.

Так, показания амперметра при $U_{1X} = U_{1H}$ определяют номинальное значение тока холостого хода - I_{1XH} .

Учитывая, что этот ток составляет $3 \div 10\%$ от номинального тока первичной обмотки для мощных трансформаторов и до 40% для маломощных, можем рассчитать значение номинального тока первичной обмотки

$$I_{1H} = \frac{I_{1XH}}{\%} \cdot 100 \quad (11.1)$$

Кроме этого, при разомкнутой цепи вторичной обмотки всегда $U_{2X} = E_2$. Это значит что

$$U_{2X} = U_{2H}.$$

Измерив вольтметрами U_{1X} и U_{2X} легко определить коэффициент трансформации

$$n_{21} = \frac{U_{2X}}{U_{1X}} = \frac{\varpi_2}{\varpi_1} \quad (11.2)$$

Мощность потерь в трансформаторе при холостом ходе складывается из мощности потерь в магнитопроводе - P_c и в проводах - $P_{пр}$. Мощность потерь в магнитопроводе пропорциональна квадрату магнитной индукции - B^2 , а значит и квадрату напряжения первичной обмотки - U_{1X}^2 . Так как $U_{1X} = U_{1H}$, то и потери в магнитопроводе соответствуют номинальному значению.

Потери в проводах вторичной обмотки отсутствуют, так как $I_2 = 0$. Потери в проводах первичной обмотки пропорциональны квадрату тока холостого хода ($R_1 \cdot I_{1X}^2$). Но ток холостого хода пренебрежимо мал в сравнении с номинальным, поэтому и мощность потерь в проводах ничтожна по сравнению с мощностью потерь в магнитопроводе. Отсюда следует, что показания ваттметра в опыте холостого хода определяют только потери в магнитопроводе - P_c .

Следует учитывать, что потери P_c складываются из потерь на гистерезис и дополнительных потерь на вихревые токи, потерь в деталях конструкции и потерь из-за вибрации листов стали магнитопровода. Однако, эти дополнительные потери не превышают 20% от общих.

В ряде случаев важно знать как изменится ток холостого хода трансформатора при изменении напряжения на первичной обмотке. Зависимость $I_{1X} = f(U_{1X})$ приведена на рис. 11.2. Она называется характеристикой холостого хода трансформатора.

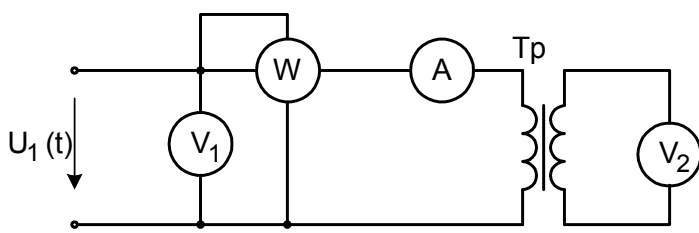


Рис. 11.1

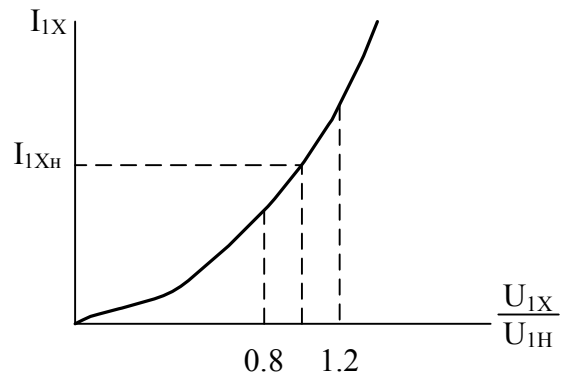


Рис. 11.2

При малых значениях U_{1X} значение магнитной индукции $B = \omega \varpi_1 S U_{1X}$ мало. Магнитопровод не насыщен, так I_{1X} увеличивается пропорционально напряжению. При увеличении $U_{1X} > 0,8 \cdot U_{1H}$ начинает сказываться насыщение магнитопровода и приращение тока холостого хода увеличивается. Поэтому магнитопровод трансформатора проектируют так, чтобы при $U_{1X} = U_{1H}$ значение магнитной индукции находилось в пределах $1,6 \div 1,7$ Тл. При таком значении магнитной индукции увеличение U_{1X} до $1,2 U_{1H}$ не приводит к критическому увеличению тока холостого хода и допустимо в течение длительного времени.

2. Опыт короткого замыкания трансформатора

Опыт короткого замыкания называется испытание трансформатора при короткозамкнутой цепи вторичной обмотки и номинальном токе первичной обмотки. Схема для проведения опыта короткого замыкания приведена на рис. 11.3. Опыт проводится для определения номинального значения тока вторичной обмотки, мощности потерь в проводах и падения напряжения на внутреннем сопротивлении трансформатора.

При коротком замыкании цепи вторичной обмотки, ток в ней ограничивается только малым внутренним сопротивлением этой обмотки. Поэтому, даже при относительно небольших значениях ЭДС E_2 , ток I_2 может достигнуть опасных величин, вызвать перегрев обмоток, разрушение изоляции и выход трансформатора из строя. Учитывая это опыт начинают при нулевом напряжении на входе трансформатора, т.е. при $U_1 = 0$. Затем постепенно увеличивают напряжение первичной обмотки до значения U_{1K} , при котором ток первичной обмотки достигает номинального значения. При этом ток вторичной обмотки, измеренный по амперметру A_2 , принимают равным номинальному. Напряжение U_{1K} называют напряжением короткого замыкания.

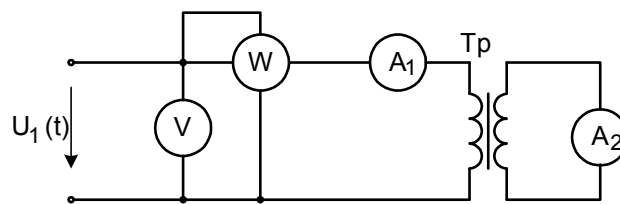


Рис. 11.3

Величина напряжения первичной обмотки в опыте короткого замыкания U_{1K} мала и составляет $5 \div 10\%$ от номинального. Поэтому и действующее значение ЭДС вторичной обмотки E_2 составляет $2 \div 5\%$. Пропорционально значению ЭДС уменьшается магнитный поток, а значит и мощность потерь в магнитопроводе - P_c . Отсюда следует, что показания ваттметра в опыте короткого замыкания, практически определяют только потери в проводах P_{np} , причем

$$P_{np} = R_1 \cdot I_{1K}^2 + R_2 \cdot I_{2K}^2 \quad (11.3)$$

Выразим ток I_{2K} через приведенный ток I_2'

$$I_2 = I_2' / n_{21}$$

Учтем, что R_2 / n_{21}^2 , а также что

$$I_{1K} = I_{2K}' + I_{1X} \approx I_{2K}'.$$

Тогда выражение (11.3) перепишем в виде

$$P_{np} = (R_1 + R_2') I_{1K}^2 = R_K \cdot I_{1K}^2 \quad (11.4)$$

где R_K - активное сопротивление трансформатора в режиме короткого замыкания, причем

$$R_K = \frac{P_{np}}{I_{1K}^2} \quad (11.5)$$

Значение активного сопротивления трансформатора позволяет рассчитать его индуктивное сопротивление

$$X_K = \sqrt{Z_K^2 - R_K^2} = \sqrt{\left(\frac{U_{1K}}{I_{1K}}\right)^2 - R_K^2}$$

При точном расчете нужно учитывать, что R_K зависит от температуры. Поэтому полное сопротивление трансформатора определяют приведенным к температуре 75°C, т.е.

$$Z_K = \sqrt{R_{K75}^2 + X_K^2}.$$

Теперь легко определить падение напряжения на внутреннем сопротивлении трансформатора - Z_K :

$$U_K = X_K \cdot I_{1K} = Z_K \cdot I_{1H}$$

На практике пользуются приведенным значением U_K , в процентах, обозначая его звездочкой, т.е.

$$U_K^* = \frac{Z_K \cdot I_{1H}}{U_{1H}} \cdot 100 \quad (11.6)$$

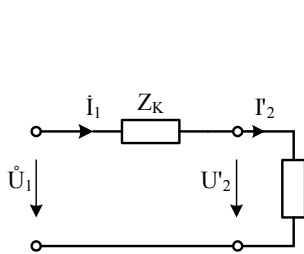


Рис. 11.4

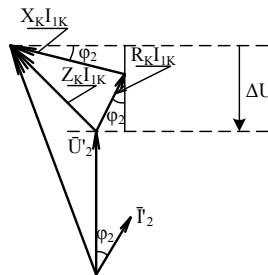


Рис. 11.5

Это значение приводят на паспортном щитке трансформатора.

Знание внутреннего сопротивления трансформатора позволяет представить его схему замещения в виде рис.11.4. Векторная диаграмма, соответствующая этой схеме приведена на рис. 11.5.

Векторная диаграмма позволяет определить уменьшение напряжения на выходе трансформатора ΔU за счет падения напряжения на комплексном сопротивлении. Величина ΔU определяется как расстояние между прямым, выходящим из точек начала и конца вектора $U_K = Z_K \cdot I_{1K}$ и параллельными оси абсцисс. Из диаграммы видно, что эта величина складывается из катетов двух прямоугольных треугольников, гипотенузы которых $R_K I_{1K}$ и $X_K I_{1K}$, а острые углы равны φ_2 .

Поэтому

$$\Delta U = I_{1K} (R_K \cdot \cos \varphi_2 + X_K \cdot \sin \varphi_2)$$

На практике пользуются относительной величиной ΔU , в процентах, обозначенной звездочкой, т.е.

$$\Delta U^* = \frac{I_{1K}}{U_{1K}} (R_K \cdot \cos \varphi_2 + X_K \cdot \sin \varphi_2) \cdot 100 \quad (11.7)$$

Для мощных трансформаторов ($S_H > 1000$ В·А) опыт короткого замыкания может служить для контроля коэффициента трансформации. Для таких трансформаторов в режиме короткого замыкания током холостого хода можно пренебречь, считая

$$I_{1K} = I_{2R} \cdot n_{21}$$

Поэтому

$$n_{21} = \frac{I_{1K}}{I_{2K}} = \frac{I_{1H}}{I_{2H}} \quad (11.8)$$

Последнее выражение тем точнее, чем больше мощность трансформатора. Однако оно не приемлемо для маломощных трансформаторов.

3. Внешняя характеристика трансформатора

Внешняя характеристика трансформатора определяет зависимость напряжения вторичной обмотки U_2 от тока вторичной обмотки I_2 при постоянном коэффициенте мощности $\cos \varphi_2 = \text{const}$ и номинальном напряжении

первичной обмотки U_1 . Часто для определения внешней характеристики пользуются относительными единицами (рис.11.6).

$$I_2 / I_{2H} = K_3$$

где I_{2H} - ток нагрузки при номинальном токе первичной обмотки;

K_3 - коэффициент загрузки трансформатора,

а также

$$\frac{U_2}{U_{2H}} = \frac{U_2}{n_{21} U_{1H}}$$

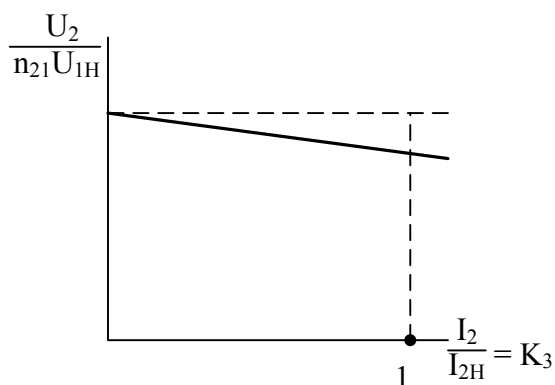
Так как $U_2 = U_{2H} - \Delta U$, то

$$\frac{U_2}{n_{21} \cdot U_{1H}} = 1 - \frac{\Delta U^*}{100},$$

где ΔU^* определяется по (11.7).

Таким образом, ордината внешней характеристики определяется выражением:

$$\frac{U_2}{n_{21} \cdot U_{1H}} = 1 - K_3 \frac{I_{1H}}{U_{1H}} (R_L \cdot \cos \varphi_2 + X_K \cdot \sin \varphi_2) \quad (11.9)$$



где $K_3 = I_1 / I_{1H}$.

Выражение (11.9) показывает, что напряжение на выходе трансформатора зависит от его внутреннего сопротивления (R_K, X_K), коэффициент мощности $\cos \varphi_2$ и коэффициент загрузки, т.е. график представляет наклонную линию. Трансформаторы проектируют так, чтобы при номинальном токе вторичной обмотки снижение выходного напряжения не превышало 5÷ 10% от номинального.

Рис. 11.6

4. Коэффициент полезного действия трансформатора

Коэффициент полезного действия (КПД) трансформатора определяется отношением активной мощности P_2 на выходе трансформатора к активной мощности P_1 на его входе

$$\eta = P_2 / P_1$$

Мощные современные трансформаторы могут иметь КПД больше 99%. В таких случаях мощности P_2 и P_1 настолько близки, что не существует измерительных приборов, способных их отличить. Поэтому КПД определяют косвенным методом, основанном на прямом измерении мощности P_2 и мощности потерь ΔP .

Так как

$$\Delta P = P_1 - P_2,$$

то

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P} \quad (11.10)$$

Мощность потерь в трансформаторе равна сумме мощностей потерь в магнитопроводе - P_C и в проводах $P_{пр}$. Потери в магнитопроводе пропорциональны напряжению первичной обмотки U_1 . Обычно трансформаторы работают при номинальном напряжении первичной обмотки. Поэтому считают $P_C = \text{const}$. Их определяют в опыте холостого хода.

Потери в проводах обмоток определяются токами обмоток, которые в свою очередь зависят от характера нагрузки. Так как нагрузка силовых трансформаторов часто изменяется, то и потери в проводах переменные. Найдём выражение, удобное для их учета.

Для этого вспомним, что ток холостого хода трансформатора пренебрежимо мал, в сравнении с номинальным. Поэтому будем полагать, что в рабочем режиме

$$I_1 \approx I_2'$$

Воспользовавшись понятием коэффициентом загрузки трансформатора, можем записать

$$I_2' = K_3 \cdot I_{2H}'$$

Теперь выражение (3.27) можно записать в виде

$$P_{np} = K_3^2 R_K \cdot (I_{2H}')^2 = K_3^2 \cdot P_{KH} \quad (11.11)$$

где $P_{KH} = R_K \cdot (I_{2H}')^2$ - мощность потерь в проводах обмоток при номинальных токах, определяется в опыте короткого замыкания.

Мощность на выходе трансформатора определяется известным выражением

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 \cdot \cos \varphi_2 \quad (11.12)$$

Так как $U_1 = U_{1H}$, то и $U_2 = U_{2H}$. Тогда, применяя коэффициент загрузки трансформатора, перепишем (3.36) в виде

$$P_2 = K_3 \cdot I_{2H} \cdot U_{2H} \cdot \cos \varphi_2 = K_3 \cdot S_H \cos \varphi_2, \quad (11.13)$$

где S_H - номинальная полная мощность трансформатора.

Подставляя (11.11) и (11.13) в (11.10) получаем окончательное выражение для КПД

$$\eta = \frac{K_3 S_H \cdot \cos \varphi_2}{K_3 S_H \cdot \cos \varphi_2 + P_C + K_3^2 P_{KH}}$$

Выражение показывает, что КПД трансформатора зависит от значений коэффициента мощности нагрузки - $\cos \varphi_2$ и от коэффициента загрузки - K_3 . На практике максимум КПД д

РАЗДЕЛ II ОСНОВЫ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Тема № 4 ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

Лекция 12. Полупроводниковые приборы

Электроника – это наука, изучающая принципы построения, работы и применения различных электронных приборов. Именно применение электронных приборов позволяет построить устройства, обладающие полезными для практических целей функциями – усиление электрических сигналов, передачу и прием информации (звук, текст, изображение), измерение параметров, и т.д.

Первый электронный прибор был создан в Англии в 1904 г. Это был электровакуумный диод, лампа с односторонней проводимостью тока. Очень быстро (за 30 лет) было разработано много типов электровакуумных приборов. Обладая достаточно высокими качественными показателями, они имели существенные недостатки: большие габариты, большую потребляемую мощность и малый срок работы. Эти недостатки серьезно мешали изготовлению сложных многофункциональных устройств.

В тридцатых годах началась интенсивная исследовательская работа по созданию полупроводниковых электронных приборов. За относительно короткий промежуток времени было создано такое многообразие полупроводниковых приборов, которое качественно позволило выполнить все функции электровакуумных приборов. А так как полупроводниковые приборы имеют малую потребляемую мощность, высокую надежность, малую массу и размеры, то уже к началу 70-х годов они практически полностью вытеснили электровакуумные электронные приборы. Большой вклад в развитие полупроводниковых электронных приборов внесли советские ученые Лосев, Френкель, Курчатов, Давыдов, Туркевич и многие другие.

1. Классификация полупроводниковых электронных приборов

Полупроводниковые приборы разделяют по их функциональному назначению, а также по количеству электронно-дырочных переходов. Напоминаю, что электронно-дырочный переход это промежуточный переходный слой между двумя областями полупроводника, одна из которых имеет электронную проводимость (n-типа), а другая – дырочную (р-типа). Вся совокупность полупроводниковых приборов разделяется на беспереходные, с одним, двумя и более переходами (рис 12.1)

Применение беспереходных приборов основано на использовании физических процессов, происходящих в объеме полупроводникового материала. Приборы, в которых используется зависимость электрического сопротивления полупроводника от температуры, называются термисторами. В эту группу приборов входят терморезисторы (их сопротивление на несколько порядков падает при увеличении температуры), а также позисторы (их сопротивление увеличивается с увеличением температуры). Терморезисторы и позисторы применяются для измерения и регулирования температуры, в цепях автоматики и т.д.

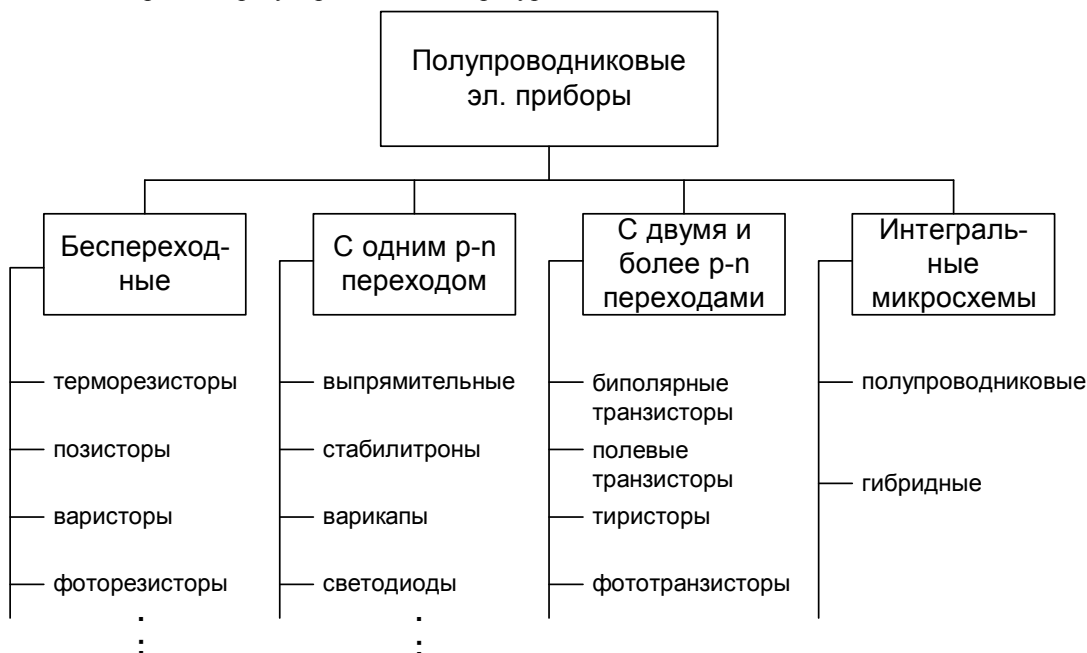


Рис.12.1

В качестве нелинейных сопротивлений применяются полупроводниковые приборы, в которых используется зависимость сопротивления от величины приложенного напряжения. Такие приборы называются варисторами. Их применяют для защиты электрических цепей от перенапряжения, в цепях стабилизации и преобразования физических величин.

Фоторезистор, это прибор, в фоточувствительном слое которого при облучении светом возникает избыточная концентрация электронов, а значит их сопротивление уменьшается.

аест

я при средней нагрузке, когда $K_3 = 0,7 \div 0,5$, а $P_C / P_{KH} = 0,5 \div 0,25$.

ОСНОВЫ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Тема № 4 ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

Лекция 12. Полупроводниковые приборы

Электроника – это наука, изучающая принципы построения, работы и применения различных электронных приборов. Именно применение электронных приборов позволяет построить устройства, обладающие полезными для практических целей функциями – усиление электрических сигналов, передачу и прием информации (звук, текст, изображение), измерение параметров, и т.д.

Первый электронный прибор был создан в Англии в 1904 г. Это был электровакуумный диод, лампа с односторонней проводимостью тока. Очень быстро (за 30 лет) было разработано много типов электровакуумных приборов. Обладая достаточно высокими качественными показателями, они имели существенные недостатки: большие габариты, большую потребляемую мощность и малый срок работы. Эти недостатки серьезно мешали изготовлению сложных многофункциональных устройств.

В тридцатых годах началась интенсивная исследовательская работа по созданию полупроводниковых электронных приборов. За относительно короткий промежуток времени было создано такое многообразие полупроводниковых приборов, которое качественно позволило выполнить все функции электровакуумных приборов. А так как полупроводниковые приборы имеют малую потребляемую мощность, высокую надежность, малую массу и размеры, то уже к началу 70-х годов они практически полностью вытеснили электровакуумные электронные приборы. Большой вклад в развитие полупроводниковых электронных приборов внесли советские ученые Лосев, Френкель, Курчатов, Давыдов, Туркевич и многие другие.

1. Классификация полупроводниковых электронных приборов

Полупроводниковые приборы разделяют по их функциональному назначению, а также по количеству электронно-дырочных переходов. Напоминаю, что электронно-дырочный переход это промежуточный переходный слой между двумя областями полупроводника, одна из которых имеет электронную проводимость (n-типа), а другая – дырочную (р-типа). Вся совокупность полупроводниковых приборов разделяется на беспереходные, с одним, двумя и более переходами (рис 12.1)

Применение беспереходных приборов основано на использовании физических процессов, происходящих в объеме полупроводникового материала. Приборы, в которых используется зависимость электрического сопротивления полупроводника от температуры, называются термисторами. В эту группу приборов входят терморезисторы (их сопротивление на несколько порядков падает при увеличении температуры), а также позисторы (их сопротивление увеличивается с увеличением температуры). Терморезисторы и позисторы применяются для измерения и регулирования температуры, в цепях автоматики и т.д.

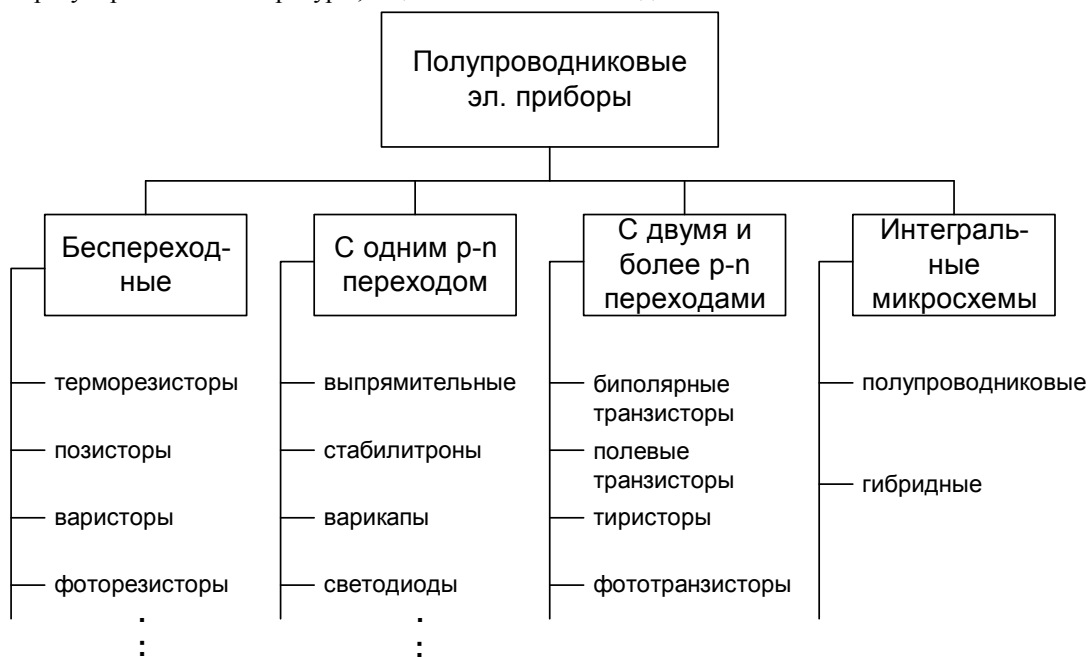


Рис.12.1

В качестве нелинейных сопротивлений применяются полупроводниковые приборы, в которых используется зависимость сопротивления от величины приложенного напряжения. Такие приборы называются варисторами. Их применяют для защиты электрических цепей от перенапряжения, в цепях стабилизации и преобразования физических величин.

Фоторезистор, это прибор, в фоточувствительном слое которого при облучении светом возникает избыточная концентрация электронов, а значит их сопротивление уменьшается.

Большую группу представляют полупроводниковые приборы с одним р-п переходом и двумя выводами для включения в схему. Их общее название – диоды. Различают диоды выпрямительные, импульсные и универсальные. К этой группе относятся стабилитроны (они применяются для стабилизации токов и напряжений за счет

значительного изменения дифференциального сопротивления пробитого р-п перехода). Варикапы (емкость их р-п перехода зависит от величины приложенного напряжения), фото и светодиоды и т.п.

Полупроводниковые приборы с двумя и более р-п переходами, тремя и более выводами называются транзисторами. Очень большое количество транзисторов, различающихся по функциональным и другим свойствам, разделяют на две группы – биполярные и полевые. К этой же группе приборов (с тремя и более р-п переходами) можно отнести приборы переключения – тиристоры.

Самостоятельную группу приборов представляют интегральные микросхемы (ИМС). ИМС – это изделие, выполняющее определенную функцию преобразования или обработки сигнала (усиление, генерация, АЦП и т.д.) Они могут содержать десятки и сотни р-п переходов и других электрически соединенных элементов. Все интегральные микросхемы делятся на два сильно отличающихся друг от друга класса :

- полупроводниковые ИМС;
- гибридные ИМС.

Полупроводниковые ИМС представляют полупроводниковый кристалл, в толще которого выполняются диоды, транзисторы, резисторы и другие элементы. Они имеют высокую степень интеграции, малую массу и габариты. Основу гибридной ИМС представляет пластина диэлектрика, на поверхности которой в виде пленок нанесены компоненты схемы и соединения (в основном пассивные элементы).

Кроме деления по количеству р-п переходов и функциональному назначению полупроводниковые приборы разделяются по величинам предельно допускаемой мощности и частоты (см.рис. 12.2.)



Рис. 12.2.

2. Типы проводимости полупроводниковых материалов.

Электронно-дырочный переход. Основные параметры полупроводниковых диодов.

Типы проводимости полупроводниковых материалов и свойства электронно-дырочного перехода рассматривались в курсе молекулярной физики, раздел «Электричество». Поэтому сейчас выделим лишь основные положения этих вопросов.

В чистом полупроводнике, при температуре выше абсолютного нуля по шкале Кельвина генерируется два вида подвижных носителей зарядов – электрон и дырка. При наличии таких носителей полупроводник приобретает способность проводить электрический ток. Электропроводность, обусловленная только генерацией пар электрон-дырка, называется собственной. Количественно она может быть определена выражением

$$\sigma = g(n \cdot \mu_n + p \cdot \mu_p),$$

где:

$g = 1,6 \cdot 10^{-19}$ К – заряд электрона;

n и p – концентрация подвижных электронов и дырок, причем $n=p$;

μ_n и μ_p – подвижность носителей.

Концентрация подвижных носителей заряда зависит от температуры, поэтому

$$n = p = A \cdot \sqrt{T^3} \exp\left(-\frac{W}{2kT}\right),$$

где:

A – константа;

T – температура по Кельвину;

W – ширина запрещенной зоны;

$K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ – постоянная Больцмана.

Проводимость полупроводников существенно изменяется при добавлении примеси. Так, если валентность примеси больше валентности полупроводника (например атомы фосфора), то концентрация электронов существенно (на 10 – 20 порядков) увеличивается. Поэтому количественно проводимость может быть вычислена выражением

$$\sigma_n = g[(n + n_n) \mu_n + P \cdot \mu_p] \cong g \cdot n_n \cdot \mu_n$$

где n_n – концентрация примесных носителей.

Такая примесь называется донорной, проводимость – электронной, а полупроводник – полупроводником n – типа.

При добавлении примеси, валентность которой меньше валентности полупроводника (например, атомы бора), в теле полупроводника резко увеличивается концентрация дырок. Поэтому

$$\sigma_p \cong g \cdot P_p \cdot \mu_p,$$

где:

P_p – концентрация примесных носителей.

Такая примесь называется акцепторной, проводимость – дырочной, а полупроводник – полупроводником p – типа.

Металлургическая граница между полупроводниками двух типов называется электронно-дырочным или p-n переходом. Это основной рабочий элемент полупроводниковых электронных приборов. Выделим следующие его свойства.

1. При отсутствии внешнего электрического поля у границы p-n перехода образуются объемные заряды электронов в p области и дырок в n области. Перепад потенциала зарядов образует потенциальный барьер $\Delta\varphi_0$, причем

$$\Delta\varphi_0 = \varphi_T \cdot \ln \frac{n_n \cdot P_p}{n_i^2},$$

где: n_i – концентрация ионизированных атомов в полупроводнике;

$$\varphi_T = \frac{KT}{q} \text{ – температурный потенциал, при } T=300^\circ\text{K, } \varphi_T \cong 0,026\text{В}.$$

В непосредственной близости от границы перехода образуется слой полупроводника обедненного носителями зарядов. Проводимость этого слоя мала и его называют запирающим. Сопротивление p-n перехода определяется толщиной запирающего слоя.

В установившемся режиме через p-n переход протекают диффузионные токи электронов $i_{n \text{ диф}}$ и дырок $i_{p \text{ диф}}$, а также дрейфовые (обратные) токи электронов $i_{n \text{ др}}$ и дырок $i_{p \text{ др}}$, причем

$$i_{n \text{ диф}} = - i_{n \text{ др}};$$

$$i_{p \text{ диф}} = - i_{p \text{ др}}.$$

Поэтому результирующий ток равен нулю.

2. При обратном включении p-n перехода (минус к P области, плюс к n области) запирающий слой расширяется. Сопротивление p-n перехода увеличивается (до 10^4 Ом). Практически все напряжение внешнего источника падает на этом сопротивлении, увеличивая высоту потенциального барьера $\Delta\varphi_1$, причем

$$\Delta\varphi_1 = \Delta\varphi_0 + U_{обр}.$$

Этот барьер препятствует диффузионным токам, уменьшая их до нуля (в зависимости от величины $U_{обр}$). Значение дрейфовых токов остается прежним или несколько возрастает в зависимости от теплового режима полупроводника.

3. При прямом включении p-n перехода (плюс к p области, минус к n области), запирающий слой уменьшается. Сопротивление p-n перехода падает (до $n100$ Ом). Теперь падение напряжения встречно потенциальному барьеру $\Delta\varphi_2$, причем

$$\Delta\varphi_2 = \Delta\varphi_0 - U_{пр}.$$

Это приводит к увеличению диффузионных токов, которые называют прямыми, и обозначают $I_{пр}$.

Таким образом, p-n переход обладает односторонней проводимостью. Это основное свойство целого класса полупроводниковых электронных приборов, называемых диодами. Напомним, что диод это полупроводниковый электронный прибор с одним p-n переходом и двумя выводами. Условное графическое обозначение диода приведено на рис. 12.3а.

Часто вывод, к которому подключают "+" источника питания при прямом включении, называют анодом. Второй вывод – катодом.

Диоды характеризуются следующими основными параметрами:

Среднее значение прямого тока и напряжения.

Среднее значение обратного тока.

Максимально допустимое прямое и обратное напряжение.

Максимально допустимое значение прямого тока.

Максимально допустимые мощность, частота, границы температуры окружающей среды и др.

Обобщенной характеристикой диодов является вольтамперная характеристика, т.е. зависимость тока диода от приложенного к нему напряжения (рис. 12.3б). Она описывается выражением

$$I = I_T \left[\exp\left(\frac{U}{\varphi_T}\right) - 1 \right],$$

где:

U - приложенное напряжение;

I_T - обратный (дрейфовый) ток, который часто называют тепловым.

Так как при комнатной температуре $\varphi_T \approx 0,026B$, то при прямых напряжениях выше $0,1B$ значением единицы в последнем выражении можно пренебречь. Значит, прямой ток через диод изменяется по экспоненциальному закону.

При обратных напряжениях $|U| > 0,1B$ экспоненциальный член выражения становится пренебрежимо малым по сравнению с 1. Им можно пренебречь. Значит при обратном включении ток через диод становится очень малым, меняет знак (обратный) и не зависит от приложенного напряжения.

3. Биполярные транзисторы.

Транзисторы - это электронные приборы, предназначенные для усиления и преобразования сигналов. Наиболее распространены транзисторы с двумя $p-n$ переходами и тремя выводами. Их называют биполярными, так как в работе используются носители обоих знаков.

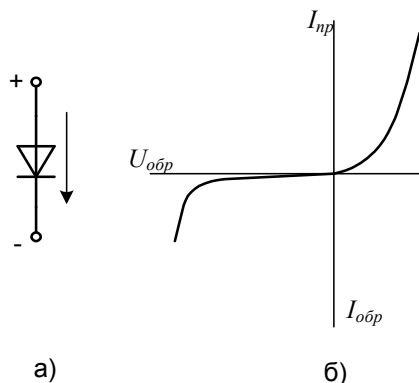


Рис. 12.3

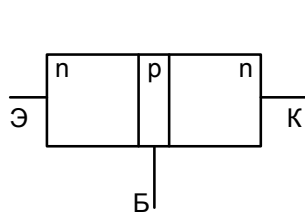


Рис. 12.4

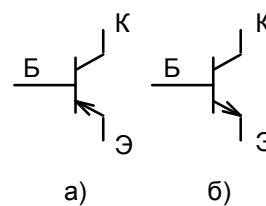


Рис. 12.5

Структурная схема транзистора приведена на рис. 12.4. Переходы делят монокристалл полупроводника на три области, причем средняя область имеет тип электропроводности, противоположный крайним. Среднюю область называют базой, одну из крайних областей эмиттером, а другую коллектором. В зависимости от типа электропроводности крайних областей существуют транзисторы $p-n-p$ или $n-p-n$ структуры. На рис. 5а приведено схемное обозначение транзистора $p-n-p$, а на рис. 5б - транзистора $n-p-n$ типа.

В качестве исходного материала транзисторов используют германий или кремний. При изготовлении транзисторов обязательно должны быть выполнены два условия:

1) толщина базы (расстояние между эмиттерным и коллекторным переходами) должна быть малой по сравнению с длиной свободного пробега носителей заряда;

2) концентрация примесей в эмиттере должна быть значительно больше, чем в базе.

В зависимости от напряжения на $p-n$ переходах транзистор может работать в одном из трех режимах:

- в активном режиме - когда на эмиттерном переходе напряжение прямое, а на коллекторном обратное;

- в режиме отсечки (запирания) - когда на оба перехода поданы обратные напряжения;

- в режиме насыщения - когда на оба перехода поданы прямые напряжения.

Рассмотрим работу транзистора $n-p-n$ в активном режиме. В цепь источника коллекторного напряжения - E_K транзистор включают последовательно с резистором R_K . На вход транзистора подается управляющая ЭДС- $E_{\mathcal{E}}$ (рис. 12.6а). При таком включении эмиттер является общей точкой входной и выходной цепей. Поэтому оно называется включением с общим эмиттером.

При отсутствии напряжений ($E_K=0$; $E_\delta=0$) $p-n$ переходы находятся в состоянии равновесия. Токи через них равны нулю.

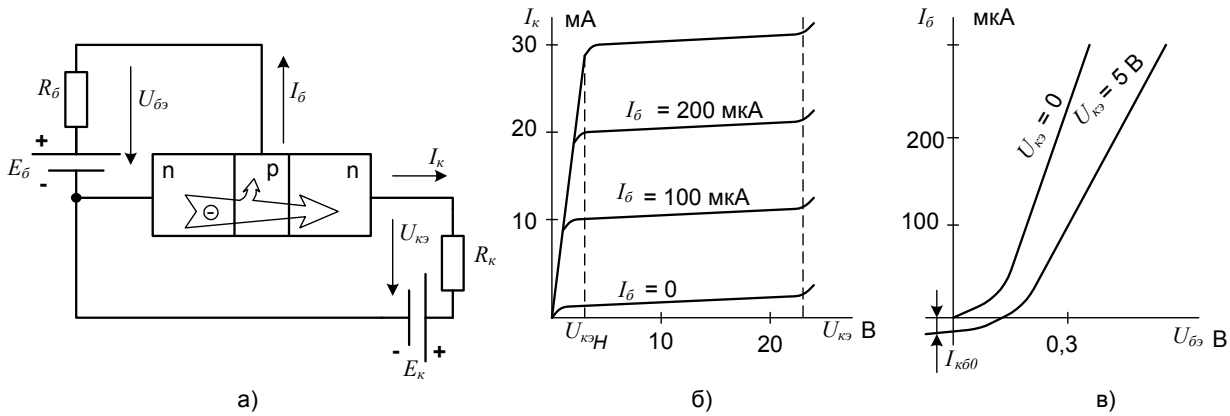


Рис. 12.6

Внешние источники включают так, чтобы на эмиттерном переходе было прямое напряжение (плюс источника E_δ подан на базу, минус - на эмиттер), а на коллекторном переходе - обратное (плюс источника E_K - на коллектор, минус - на эмиттер). Обычно $E_K \gg E_\delta$. Поэтому

$$U_{K\delta} = U_{KЭ} - U_{\delta Э} \approx U_{KЭ}.$$

Под воздействием прямого напряжения $U_{\delta Э}$ начинается усиленная диффузия электронов из эмиттера в базу, образуя ток эмиттера I_δ . Так как база транзистора выполняется тонкой, основная часть электронов достигает коллекторного перехода не попадая в центры рекомбинации. Эти электроны захватываются ускоряющим полем закрытого коллекторного перехода с потенциалом

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_0 + U_{\kappa\delta}$$

и втягиваются в область коллектора.

Ток электронов, попавших из эмиттера в коллектор, замыкается через внешнюю цепь и источник E_K . Лишь небольшая часть электронов рекомбинирует в базе с дырками. Эта часть уменьшает ток коллектора на величину α , т.е.

$$I_K = \alpha I_\delta, \quad (12.3)$$

где $\alpha = 0,9 \div 0,99$ - коэффициент передачи тока эмиттера.

Заряд рекомбинировавших электронов остается в базе. Для компенсации этого заряда из источника E_δ в базу поступают дырки. Поэтому ток базы представляет собой ток рекомбинации

$$I_{рек} = I_\delta = I_\delta - I_K = (1 - \alpha)I_\delta. \quad (12.4)$$

Ток коллектора, определяемый выражением (12.3), зависит от напряжения $U_{\delta Э}$ и называется управляемым. Кроме управляемого тока, через закрытый коллекторный переход протекает обратный ток $I_{\kappa\delta 0}$, обусловленный дрейфом собственных носителей заряда. С учетом этого

$$I_K = \alpha I_\delta + I_{\kappa\delta 0},$$

а

$$I_\delta = (1 - \alpha)I_\delta - I_{\kappa\delta 0}.$$

Выразим ток эмиттера из последнего выражения

$$I_\delta = \frac{I_\delta + I_{\kappa\delta 0}}{1 - \alpha}$$

Подставляя это значение в выражение для тока коллектора, получаем:

$$I_K = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_\delta + \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_{\kappa\delta 0} + I_{\kappa\delta 0} = \beta \cdot I_\delta + (\beta + 1)I_{\kappa\delta 0} = \beta \cdot I_\delta + I_{\kappa\delta 0}, \quad (12.5)$$

где β - коэффициент передачи тока базы $\gg 1$;

$I_{\kappa\delta 0}$ - обратный ток транзистора.

Так как $I_{\kappa\delta 0}$ обычно пренебрежимо мал, справедливо приближенное равенство

$$I_K \approx \beta I_\delta. \quad (12.6)$$

Оно показывает, что если ток базы изменить на величину ΔI_δ , то ток коллектора изменится на величину $\beta \Delta I_\delta$, т.е. в β раз большую. В этом и заключается суть усиления.

К основным параметрам биполярных транзисторов относятся средние и максимально допустимые значения токов коллектора и базы, максимальные значения напряжений $U_{кэ}$; $U_{бэ}$; $U_{кб}$; коэффициент передачи тока базы β , максимально допустимые частота и мощность и т.п.

Каждый транзистор по схеме с ОЭ описывается семействами выходных и входных характеристик (рис. 12.6б и 12.6в соответственно). Выходной вольтамперной характеристикой транзистора называется зависимость тока коллектора от напряжения $U_{кэ}$ т.е. $I_k = \varphi(U_{кэ})$, снятая при постоянном токе базы $I_b = \text{const}$.

На выходной характеристике можно выделить три характерных участка. Первый участок лежит в области малых значений $U_{кэ} \leq U_{бэ}$. При таком напряжении коллекторный переход оказывается открытым. Транзистор работает в режиме насыщения. Ток коллектора резко изменяется с изменением напряжения $U_{кэ}$. Напряжение отсекающее крутой участок лежит в пределах $U_{кэи} = (0,2 - 1)B$. Первый участок используется в импульсной технике при реализации ключевого режима транзистора.

Большую часть характеристики занимает II, пологий участок. На этом участке ток коллектора почти не зависит от напряжения $U_{кэ}$. Его значение практически полностью определяется током базы (12 в.). Транзистор работает в активном режиме, обеспечивая усиление сигнала. Небольшой наклон пологого участка обусловлен тем, что с ростом $U_{кэ}$ увеличивается потенциальный барьер закрытого коллекторного р-п перехода, расширяется его запирающий слой за счет толщины базы. В более тонкой базе меньше вероятность рекомбинации, поэтому значение β , а значит и I_k увеличивается.

Резкое увеличение тока I_k на III участке характеристики вызывается явлением электрического пробоя.

Входной вольтамперной характеристикой транзистора называется зависимость тока базы I_b от напряжения $U_{бэ}$, при постоянном напряжении $U_{кэ}$. При $U_{кэ} = 0$ оба перехода в транзисторе работают под прямым напряжением.

Токи коллектора и эмиттера складываются в базе. Входная характеристика транзистора, в этом случае, представляет собой ВАХ двух р-п переходов, включенных параллельно.

При $U_{кэ} > U_{кэи}$ коллекторный переход закрывается. Транзистор переходит в активный режим работы. Ток базы в этом режиме определяется выражением (12.4). Поэтому входная характеристика транзистора строится как прямая ветвь ВАХ одного (эмиттерного) перехода.

В заключение необходимо отметить, что токи транзистора сильно зависят от температуры окружающей среды. Это общий недостаток полупроводниковых приборов. Причина этого недостатка в том, что с ростом температуры увеличивается концентрация собственных носителей заряда (пары электрон-дырка). Поэтому ток $I_{кбо}$ удваивается с увеличением температуры на каждые $8 \div 10^\circ\text{C}$. Кроме того, с увеличением температуры центры рекомбинации (дефекты кристаллической решетки) постепенно заполняются, и вероятность рекомбинации носителей в базе падает, а, значит, коэффициент передачи тока базы β увеличивается. Таким образом, при нагреве на $20 \div 30^\circ\text{C}$ ток $I_k = \beta \cdot I_b$ может измениться на десятки процентов.

4. Полевые транзисторы

Биполярные транзисторы нашли широкое применение в электронике, но они имеют существенные недостатки. Недостатки обусловлены двумя факторами. Во-первых, активный режим работы предполагает, что эмиттерный переход транзистора открыт и его сопротивление мало. Поэтому такой прибор потребляет заметную мощность от источника входного сигнала. Во вторых, участие в работе транзистора носителей зарядов двух знаков обуславливает высокий уровень внутренних шумов из-за самопроизвольных рекомбинаций в объеме эмиттера и коллектора. От этих недостатков свободны полевые транзисторы. Величина тока этого транзистора управляется электрическим полем закрытого р-п перехода. Поэтому такой прибор практически не потребляет ток из входной цепи.

Полевые транзисторы подразделяются на два типа: с р-п переходом и МДП-типа. Разрез структуры полевого транзистора с р-п переходом приведен на рис. 12.7а. Слой полупроводника с проводимостью р-типа называется

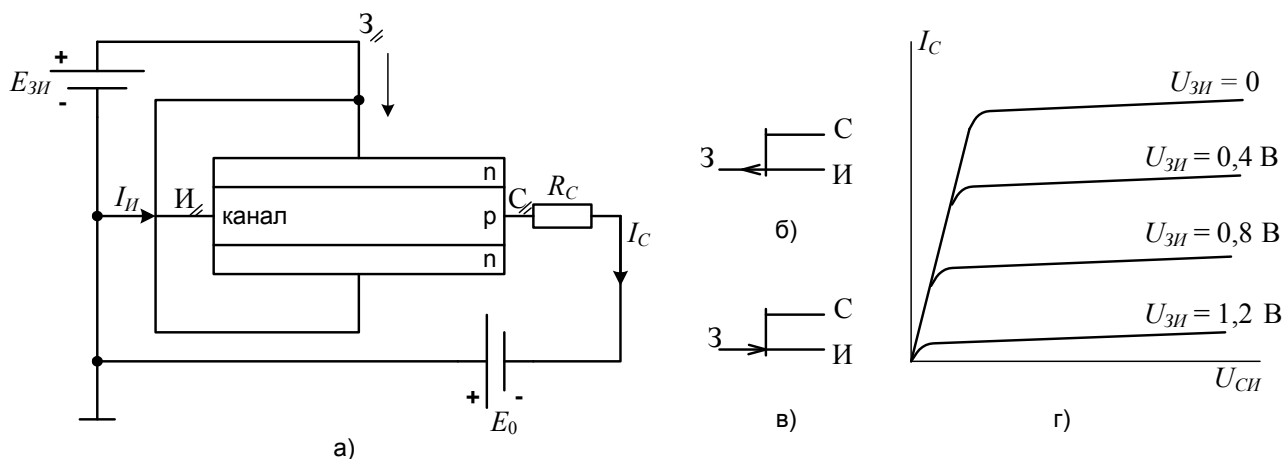


Рис. 12.7

проводящим каналом. Он имеет два выхода во внешнюю цепь: И – исток, С – сток. Слои полупроводника с проводимостью п – типа соединены между собой и имеют вывод во внешнюю цепь, называемый затвором 3. Полярность включения источников напряжения приведена на рис. 12.7а. На рис. 12.7б приведено схемное обозначение транзистора с р каналом, а на рис. 12.7в – с п каналом.

Когда управляющее напряжение $U_{зи} = 0$ по каналу течет ток, значение которого зависит от напряжения $U_{си}$. Эта зависимость приведена на рис. 12.7г. Напряжение $U_{си}$ равномерно распределено по длине канала. Оно вызывает обратное смещение р-п переходов, причем наибольшее обратное напряжение приложено к области стока, а в области истока переходы находятся в равновесном состоянии (рис.12.8а).

На рис.12.8а,б заштрихованная площадь имитирует область запирающего слоя р-п перехода.

С увеличением напряжения $U_{си}$ область двойного запирающего слоя увеличивается (пунктирная линия на рис. 12.8а), сужая проводящий канал и увеличивая его сопротивление. Поэтому зависимость $I_c = \varphi(U_{си})$ имеет нелинейный характер. При некотором значении $U_{си}$ границы р-п перехода смыкаются и рост тока I_c , при дальнейшем увеличении $U_{си}$, прекращаются (пологий участок характеристики рис.12.7г).

Увеличение положительного напряжения на затворе приводят к еще большему расширению запирающего слоя за счет проводящего канала (рис. 12.8б). В результате канал, проводящий ток, сужается и ток I_c уменьшается. Очевидно, что существует такое значение $U_{зи}$, при котором ток $I_c = 0$. Это значение называют напряжением отсечки. Таким образом, изменяя напряжение $U_{зи}$ можно управлять значением тока I_c . При этом через цепь затвора протекает только малый тепловой ток р-п перехода.

5. Тиристоры

Тиристор – это полупроводниковый прибор, способный под действием сигнала переходить из закрытого

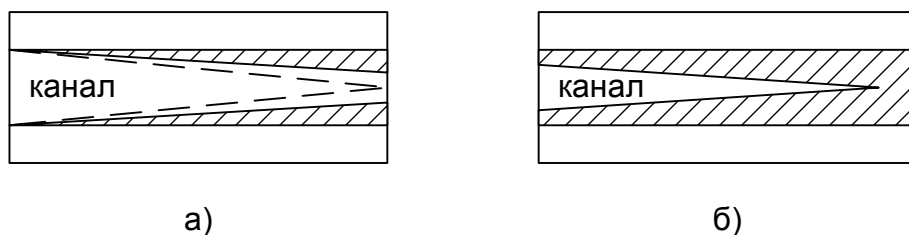


Рис. 12.8

состояния в открытое. Благодаря этому свойству тиристоры применяются в цепях коммутации высоких мощностей и импульсных схемах информационной электроники.

Структура тиристора состоит из четырех областей полупроводника с чередующимся типом электропроводности, например п-п-п-п или р-п-р-п (рис. 12.9а). В такой структуре есть три выпрямляющих р-п перехода и три вывода. На рис. 12.9б показано схемное обозначение тиристора, где А – анод, К – катод, УЭ – управляющий электрод.

Рассмотрим процессы, происходящие в тиристоре, при прямом включении (плюс к аноду, минус – к катоду) и нулевом управляющем напряжении U_y .

При таком включении крайние р-п переходы открыты, а средний (базовый) – закрыт. Поэтому напряжение внешнего источника в основном падает на базовом переходе, а тиристор представляет собой диод при обратном включении. Поэтому и первый участок ВАХ тиристора (рис.12.9в) похож на обратную ветвь ВАХ диода.

Под действием приложенного напряжения дырки из р области эмиттера инжектируются в п базу и втягиваются полем базового перехода в р базу. Дальнейшему продвижению дырок препятствует небольшой потенциальный барьер коллекторного р-п перехода. Поэтому часть дырок задерживается и, скапливаясь, образует избыточный положительный заряд. Этот заряд понижает высоту потенциальных барьеров базового и коллекторного переходов, а также способствует увеличению инжекции электронов из п- области коллектора в р область базы.

Поле потенциального барьера закрытого р-п перехода базы втягивает электроны в п –область базы. Скапливаясь, они также образуют избыточный заряд, снижающий потенциальные барьеры эмиттерного и базового р-п переходов.

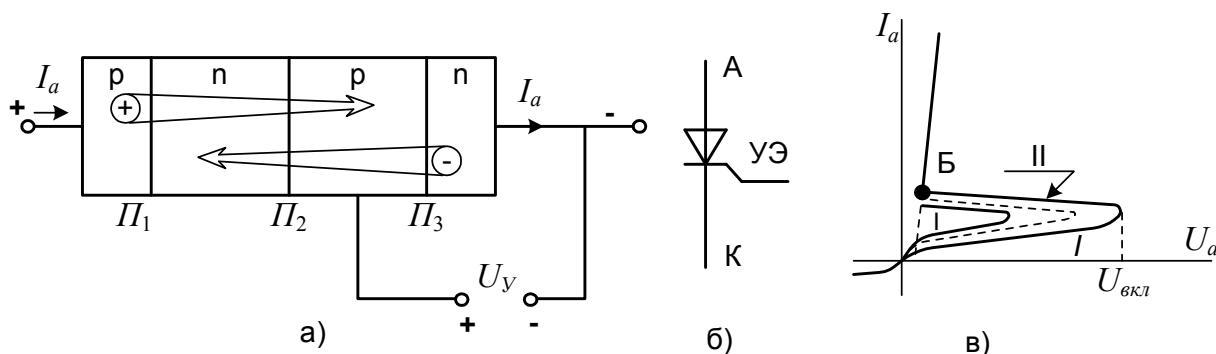


Рис. 12.9

Величина избыточных зарядов в базовых областях тем больше, высота потенциального барьера на базовом переходе тем меньше, чем больше напряжение U_a . При некотором значении высота потенциального барьера базового перехода уменьшается до значения, соответствующего прямому включению. Сопротивление базового перехода и падение напряжения на нем резко уменьшается (участок II ВАХ), а ток скачком увеличивается. Если значение тока не ограничивать, то он может быть настолько большим, что тиристор выйдет из строя. Чтобы поддерживать тиристор в открытом состоянии, через него необходимо пропускать ток, превышающий ток выключения, соответствующий точке Б на ВАХ.

На практике включать тиристор "по аноду" для большинства типов тиристоров нежелательно из-за возможного повреждения прибора. Поэтому одну из базовых областей снабжают выводом, на который подают управляющее напряжение U_y . Подавая положительное по отношению к коллектору напряжение, можно регулировать сопротивление базового перехода, а значит и напряжение включения (рис.9.в).

К основным параметрам тиристоров относится :

- напряжение включения $U_{вкл}$;
- максимально допустимый прямой ток ;
- минимальный прямой ток через прибор в открытом состоянии;
- управляющий ток отпирания;
- управляющее напряжение отпирания;
- максимально допустимая мощность и др.

Тиристоры позволяют управлять большими токами. У некоторых типов тиристоров максимальный прямой ток достигает 5000 А, а значение напряжений в закрытом состоянии до 5 кВ.

Тема 5. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

Лекция 13. Преобразователи напряжения

Большинство электронных управляющих, измерительных, вычислительных и других устройств питаются напряжением постоянного тока. Сетевое напряжение переменное, с частотой 50 Гц одно или трехфазное. Поэтому практически каждый электронный прибор снабжен автономным преобразователем напряжения переменного тока в напряжение постоянного тока.

В общем случае преобразователь напряжения может содержать трансформатор, выпрямитель, сглаживающий фильтр и стабилизатор постоянного напряжения. Основным узлом преобразователя является выпрямитель. Принцип работы трансформатора был рассмотрен в первом разделе курса. Поэтому преобразователи напряжения начнем рассматривать с основных выпрямительных схем.

1. Выпрямители

Различают неуправляемые и управляемые выпрямители. Для построения неуправляемых выпрямителей применяют полупроводниковые диоды, а для построения управляемых - тиристоры. Схема простейшего однополупериодного выпрямителя приведена на рис. 13.1а. На рис. 13.1б приведены соответствующие этой схеме эпюры напряжения и тока.

В состав схемы входят: источник синусоидального напряжения $u(t) = U_m \cdot \sin \omega t$, выпрямительный диод, и нагрузка R_H . При анализе работы схемы будем полагать, что сопротивление диода в прямом направлении равно

нулю, а в обратном - бесконечности. При таких допущениях через нагрузку протекает несинусоидальный периодический ток, в виде полувольт синусоиды

$$i(t) = \begin{cases} \frac{U_m}{R} \cdot \sin \omega t, n\pi U_{ex} > 0 \\ 0, n\pi U_{ex} \leq 0. \end{cases}$$

Этот ток создает на сопротивлении R_H падение напряжения в виде периодических пульсаций. С учетом принятых допущений амплитудное значение пульсаций равно амплитудному значению входного напряжения (рис.1в). Во время отрицательного полупериода входного напряжения все напряжение источника падает на бесконечно большом сопротивлении диода. Такое падение напряжения называют обратным напряжением диода, а выпрямитель - однополупериодным.

Рис.13.1в наглядно показывает, что период пульсаций выпрямленного напряжения T равен периоду входного напряжения. Значит и частота пульсаций F_n равна частоте входного напряжения f , а кратность пульсаций

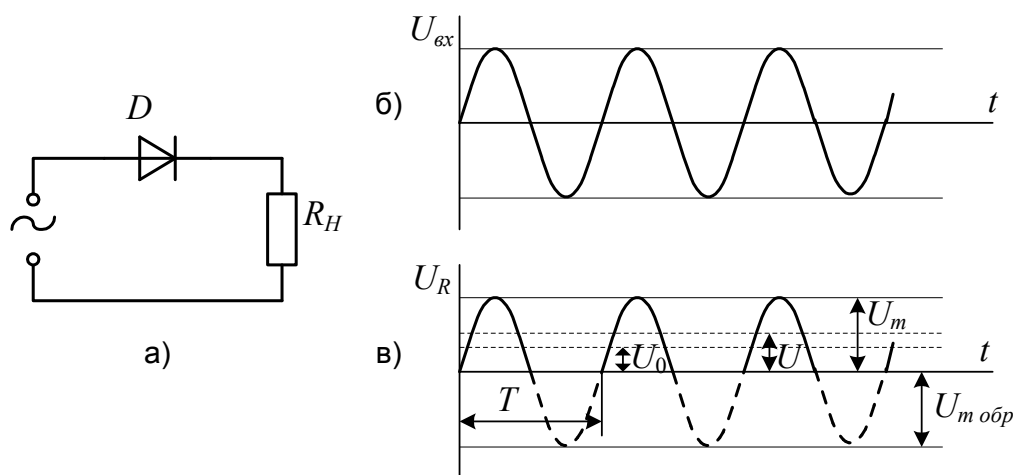


Рис. 13.1

$$m = \frac{F_n}{f} = 1. \quad (13.1)$$

Определим интегральные параметры выпрямленного напряжения. Среднее значение тока I_0 определим известным по лекции 2 выражением

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i(t) dt = \frac{I_m}{\pi} \cong 0,32 I_m. \quad (13.2)$$

Аналогично

$$U_0 = 0,32 U_m. \quad (13.3)$$

Действующее значение выпрямленного тока

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} [i(t)]^2 dt} = \frac{I_m}{2}. \quad (13.4)$$

Соответственно

$$U = U_m / 2. \quad (13.5)$$

Для оценки качества выпрямленного напряжения применяют специальный параметр - коэффициент пульсаций - K_n . Он определяется отношением амплитуды первой гармоники выпрямленного напряжения (пульсаций) - U_{m1} к среднему значению - U_0 , т.е.

$$K_n = \frac{U_{m1}}{U_0}. \quad (13.6)$$

Разложение в ряд Фурье функции, представленной рис.13.1в имеет вид

$$u(t) = \frac{U_m}{\pi} + \frac{U_m}{2} \sin \omega t - \frac{2U_m}{3\pi} \cos 2\omega t - \dots$$

В этом разложении первый член - постоянная составляющая - среднее значение выпрямленного напряжения, а амплитуда первой гармоники

$$U_{m1} = \frac{U_m}{2}.$$

Следовательно

$$K_n = \frac{U_m \pi}{2U_m} \approx 1,57. \quad (13.7)$$

Таким образом, рассмотренная схема однополупериодного выпрямителя позволяет получить малые значения среднего и действующего токов и напряжений и обладает большим значением пульсаций - $K_n = 1,57$.

Значительно лучшими параметрами обладает схема двухполупериодного выпрямителя, разработанная в 1901 г. академиком Миткевичем (рис.13.2а). В состав схемы входят: источник синусоидального напряжения, трансформатор с выводом от средней точки вторичной обмотки, два диода и сопротивление нагрузки - R_H . Сопротивление нагрузки включено между катодами диодов и средней точкой вторичной обмотки.

На интервале времени от 0 до $T/2$ (рис.13.2б) полярность напряжения на вторичной обмотке трансформатора такая, как показано на рис.13.2а. К диоду Д1 приложено прямое напряжение, а к диоду Д2 - обратное. В цепи вторичной обмотки потечет ток i_1 от точки 1, через диод Д1, сопротивление R_H к средней точке вторичной обмотки. Этот ток создаст падение напряжения (пульсацию) на интервале положительного полупериода входного напряжения.

На интервале от $T/2$ до T (отрицательный полупериод) полярность напряжения на вторичной обмотке

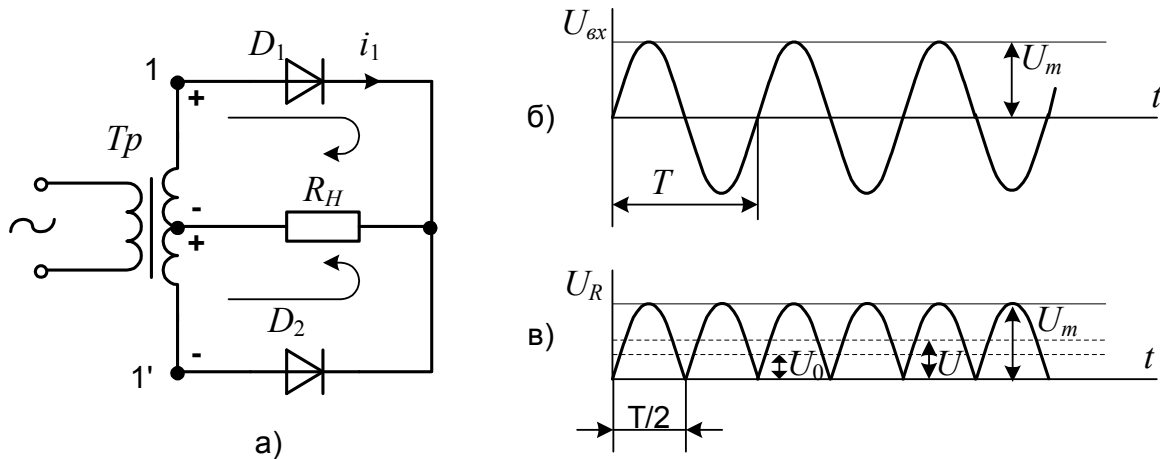


Рис. 13.2

трансформатора изменится на противоположную. Теперь к диоду Д2 приложено прямое напряжение, а к диоду Д1 - обратное. В цепи вторичной обмотки потечет ток i_2 от точки 1', через диод Д2, сопротивление R_H к средней точке вторичной обмотки. Направление тока через R_H осталось таким же и во время положительного полупериода. Поэтому этот ток создаст падение напряжения (пульсацию) на интервале отрицательного полупериода. Именно поэтому рассматриваемый выпрямитель часто называют двухполупериодным.

Рис.13.2в наглядно показывает, что период пульсаций выпрямленного напряжения T_n в два раза меньше периода входного напряжения. Следовательно

$$T_n = T/2; \quad F_n = 2f; \quad m = \frac{F_n}{f} = 2;$$

$$I_0 = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i(t) dt = \frac{2I_m}{\pi} = 0,64I_m; \quad (13.8)$$

$$U_0 = \frac{2U_m}{\pi}; \quad (13.9)$$

$$I = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} [i(t)]^2 dt} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = 0,707I_m; \quad (13.10)$$

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}; \quad (13.11)$$

$$K_n = \frac{U_{m1}}{U_0} = 0,67; \quad (13.12)$$

где

$$U_{m1} = 0,42U_m.$$

Выражения показывают, что схема Миткевича имеет значительно лучшие параметры, чем однополупериодный выпрямитель. Однако применение трансформатора с выводом от средней точки вторичной обмотки не всегда приемлемо. Свободна от этого недостатка схема мостового выпрямителя (рис.13.3). Схема включает в свой состав источник напряжения $u(t)$, четыре диода и сопротивление нагрузки R_H , которое включено в диагональ моста.

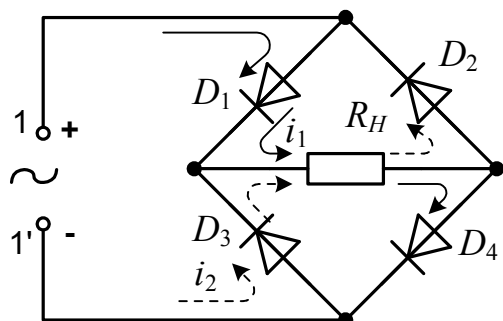


Рис. 13.3

Пусть во время положительного полупериода входного напряжения полярность контактов 1 - 1' такая, как показано на рис. 13.3. В этом случае к диодам Д1 и Д4 приложено прямое напряжение, а к диодам Д2 и Д3 - обратное. В цепи выпрямителя потечет ток i_1 от контакта 1, через диод Д1, сопротивление нагрузки R_H , диод Д4, к контакту 1'. Этот ток создаст на сопротивлении нагрузки падение напряжения (пульсацию) на интервале положительного полупериода входного напряжения (см.рис.13.2в).

Во время отрицательного полупериода входного напряжения полярность контакта 1 - 1' меняется на противоположную. Теперь напряжение приложено к диодам Д2 и Д3, а обратное - к диодам Д1 и Д4. В цепи выпрямителя потечет ток i_2 от контакта 1', через диод Д3, сопротивление нагрузки R_H , диод Д2, к контакту 1. Видим, что направление тока через сопротивление R_H не изменилось. Значит форма напряжения на сопротивлении R_H такая как на рис.13.2в, а

параметры мостового выпрямителя такие же как параметры схемы Миткевича. Однако, в силу компактности именно мостовая схема получила широкое распространение.

Сопоставление параметров одно и двухполупериодных выпрямителей позволяет установить связь между значениями кратности пульсаций m и коэффициента пульсаций K_n . Так для однополупериодного выпрямителя $m = 1$, а $K_n = 1,57$. Для двухполупериодного выпрямителя $m = 2$, а $K_n = 0,67$. Учитывая, что коэффициент пульсаций определяется средним значением выпрямленного напряжения U_0 , найдем зависимость $U_0 = \varphi(m)$. Для этого достаточно проинтегрировать мгновенное значение напряжения на нагрузке $u_R(t)$ в пределах от $-T/2m$ до $T/2m$ (т.е. в пределах одной пульсации)

$$U_0 = \frac{m}{T} \int_{-T/2m}^{T/2m} U_m \cdot \cos \omega t dt.$$

Заменим оператор интегрирования dt на $d\omega t$. Тогда период T нужно заменить на 2π . Теперь

$$U_0 = \frac{m}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} U_m \cos \omega t d\omega t = \frac{m}{2\pi} U_m \left(\sin \frac{\pi}{m} + \sin \frac{\pi}{m} \right) = U_m \frac{\sin \pi / m}{\pi / m}. \quad (13.13)$$

Полученное решение показывает, что для увеличения среднего значения выпрямленного напряжения U_0 (а значит для уменьшения K_n) нужно увеличивать кратность пульсаций m . Значение $m > 2$ можно получить в многофазных выпрямителях.

На рис. 13.4 приведена схема трехфазного однополупериодного выпрямителя. В ее состав входят трехфазный трансформатор, три диода и сопротивление нагрузки R_H . Каждая фаза вторичной обмотки трансформатора включена на общую нагрузку и соответствующий диод. Поэтому каждый диод открывается во время положительной полуволны своей фазы. Огибающая выпрямленного напряжения представляет три пульсации на интервале одного периода входного напряжения, т.е. $m = 3$, а

$$U_0 = U_m \cdot \frac{\sin 60^\circ}{1,046} = 0,83U_m.$$

Более эффективна мостовая схема трехфазного выпрямителя (рис.13.5). В этой схеме каждая пара диодов входит в состав двух мостов. Поэтому шесть диодов образуют три мостовые схемы для трех фаз. Огибающая выпрямленного напряжения содержит шесть пульсаций на интервале одного периода, т.е. $m = 6$, а

$$U_0 = U_m \cdot \frac{\sin 30^\circ}{0,52} = 0,96 U_m.$$

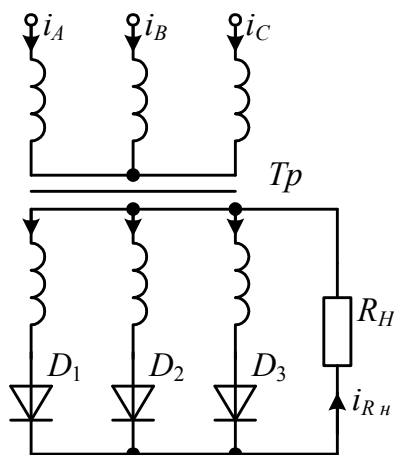


Рис. 13.4

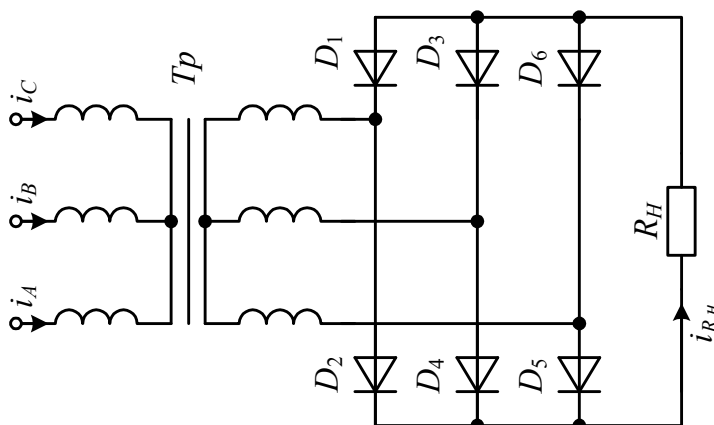


Рис. 13.5

2. Сглаживающие фильтры

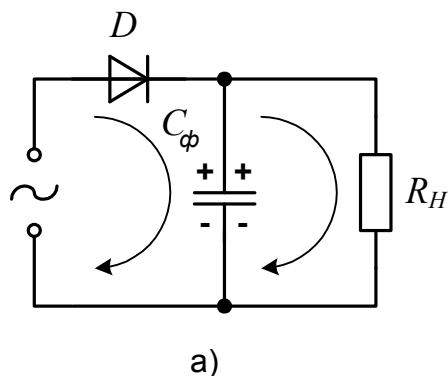
Анализ работы рассмотренных схем выпрямителей показал, что напряжение на их выходе не постоянное, а пульсирующее. Применять такое напряжение непосредственно для питания электронных устройств нельзя. Существенно снизить уровень пульсаций позволяют сглаживающие фильтры. В основу их построения положено применение реактивных элементов - индуктивностей и емкостей.

Пульсирующее напряжение на выходе выпрямителей всегда описывается периодической функцией. Разложение такой функции в ряд Фурье содержит постоянную составляющую (среднее значение выпрямленного напряжения) и совокупность гармоник. Идеальный сглаживающий фильтр должен беспрепятственно пропускать в нагрузку постоянную составляющую и не пропускать гармоники пульсаций. Для решения этой задачи и используются свойства реактивных элементов.

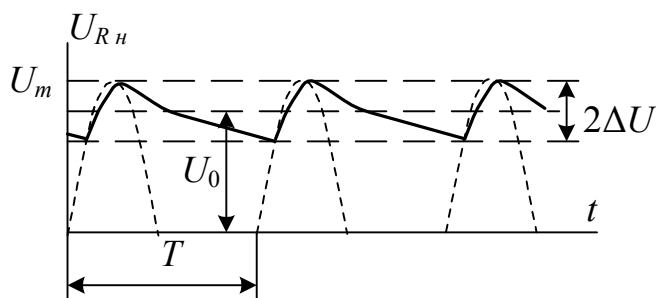
Известно, что сопротивление индуктивности $X_L = \omega L$ прямо пропорционально частоте. Это значит, что для постоянной составляющей сопротивление идеальной индуктивности равно нулю, а для гармоник оно тем больше, чем выше номер гармоники. Поэтому индуктивность полезно включать последовательно нагрузке (рис., 13.6а).

Сопротивление емкости $X_c = 1/\omega C$ обратно пропорционально частоте. Для постоянной составляющей это сопротивление бесконечно велико, а для гармоник - мало, тем меньше чем выше номер гармоники. Поэтому емкость полезно включать параллельно нагрузке (рис.13.6б). Для повышения качества фильтрации применяются комбинированные LC фильтры, например как на рис.13.6в.

Рассмотрим принцип работы простейшего емкостного фильтра, сглаживающего пульсации однополупериодного выпрямителя (рис.13.7а).



а)



б)

Рис. 13.7

Собственно выпрямитель (диод Д и сопротивление R_H) формирует пульсации напряжения с периодом T и амплитудным значением U_m (пунктир на рис.13.7б).

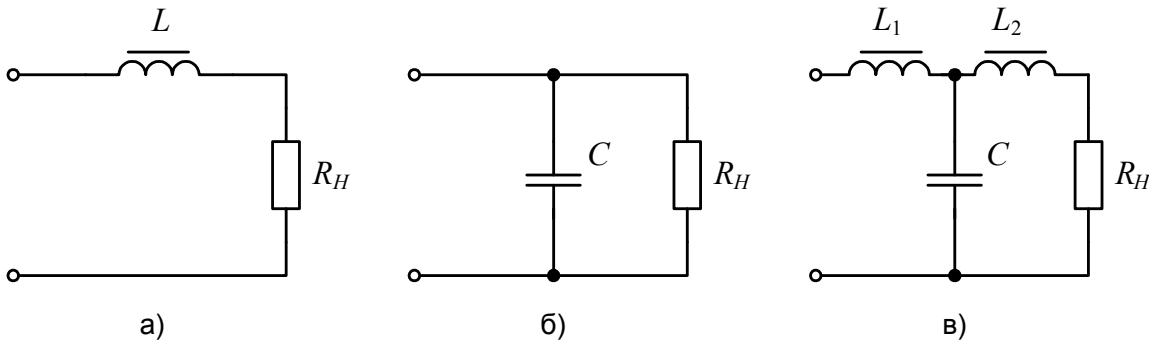


Рис. 13.6

Так как сопротивление емкости переменному току значительно меньше сопротивления нагрузки $X_{C\phi} \ll R_H$, то прямой ток диода на интервале пульсации протекает через конденсатор C_ϕ , заряжая его до напряжения, близкого к U_m . При уменьшении напряжения пульсации диод закрывается. Его сопротивление становится значительно больше R_H . Поэтому емкость C_ϕ начинает разряжаться через R_H , а напряжение на ее обкладках уменьшается по экспоненциальному закону

$$U_{C\phi}(t) = U_{R_H} = U_m \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_\phi}\right),$$

где $\tau_\phi = C_\phi R_H [C]$ - постоянная фильтра. В конце периода пульсаций, когда $t = T$

$$U_{C\phi}(t) = U_m \cdot \exp\left(-\frac{T}{\tau_\phi}\right).$$

Очевидно, что чем больше τ_ϕ , тем меньше напряжение $U_{C\phi}(T)$ будет отличаться от амплитудного - U_m . Реальные фильтры имеют $\tau_\phi \geq 100T$. При этом уменьшение выходного напряжения $2\Delta U$ за время одного периода равно разности

$$2\Delta U = U_m - U_{C\phi}(T) = U_m \left[1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau_\phi}\right)\right].$$

При малом значении показателя экспоненты разность

$$\left[1 - \exp\left(-\frac{T}{\tau_\phi}\right)\right] \approx \frac{T}{\tau_\phi},$$

поэтому

$$2\Delta U = U_m \cdot \frac{T}{\tau_\phi}.$$

Теперь среднее значение выпрямленного напряжения определим как разность $U_m - \Delta U$, т.е.

$$U_0 = U_m - \Delta U = U_m \left(1 - \frac{T}{2\tau_\phi}\right). \quad (13.14)$$

Таким образом, рис. 13.7б и полученные выражения показывают, что величина пульсаций выпрямленного напряжения уменьшилась до значения $2\Delta U$. Частота пульсаций осталась прежней $F_n = 1/T$. Поэтому огибающая выходного напряжения теперь совпадает максимумами с первой гармоникой пульсаций. Значит $U_{m1} = \Delta U$. Поэтому коэффициент пульсаций

$$K_n = \frac{U_{m1}}{U_0} = \frac{\Delta U}{U_0} = \frac{T}{2\tau_\phi \left(1 - \frac{T}{2\tau_\phi}\right)} \approx \frac{T}{2\tau_\phi}. \quad (13.15)$$

Легко видеть, что подбором C_ϕ можно обеспечить требуемое значение коэффициента пульсаций, а значит и качество выпрямленного напряжения. В заключение отметим, что емкостной сглаживающий фильтр эффективен в сочетании с высокоомной нагрузкой R_H . При низкоомной нагрузке необходимо применять комбинированные фильтры.

3. Стабилизаторы напряжения

Сглаживающие фильтры позволяют существенно уменьшить уровень пульсаций, но не исключают их полностью. Исключить пульсации позволяют стабилизаторы напряжения. Различают параметрические и компенсационные стабилизаторы. В составе преобразователей малой мощности как правило применяются параметрические стабилизаторы.

Полупроводниковый параметрический стабилизатор это диод, р-п переход которого, при определенных условиях, допускает электрический пробой. Такой диод называют стабилитроном. Пробоем р-п перехода называют явление резкого уменьшения дифференциального сопротивления перехода при достижении обратным напряжением заданного значения. Это значение называют напряжением стабилизации U_C . Если протекающий через пробитый р-п переход ток ограничивать допустимым значением, то состояние пробоя в стабилитроне можно поддерживать и воспроизводить в течение десятков тысяч часов. Вольт амперная характеристика стабилитрона приведена на рис. 13.8а, а схемное обозначение - на рис. 13.8б.

Рассмотренные свойства и вольтамперная характеристика стабилитрона показывают, что при прямом включении он будет выполнять роль обычного диода. При обратном включении он также выполняет роль обычного диода, если $|U_{обр}| < |U_C|$. Только когда $|U_{обр}| \geq |U_C|$ наступает пробой р-п перехода. Дифференциальное сопротивление р-п перехода, резко уменьшается, так что падение напряжения на нем лишь незначительно изменяется относительно U_C . В силу этого нормальным включением стабилитрона является обратное. Рабочее напряжение не менее чем 1,5 раза должно превышать напряжение стабилизации U_C . Рабочим участком вольт- амперной характеристики является участок пробоя р-п перехода.

Основными параметрами стабилитронов являются:

- напряжение стабилизации U_C ;
- минимально допустимый ток стабилизации $I_{C \text{ мин.}}$;
- максимально допустимый ток стабилизации $I_{C \text{ макс.}}$;
- дифференциальное сопротивление стабилитрона R_C ;
- максимально допустимая мощность рассеивания $P_{\text{макс.}}$.

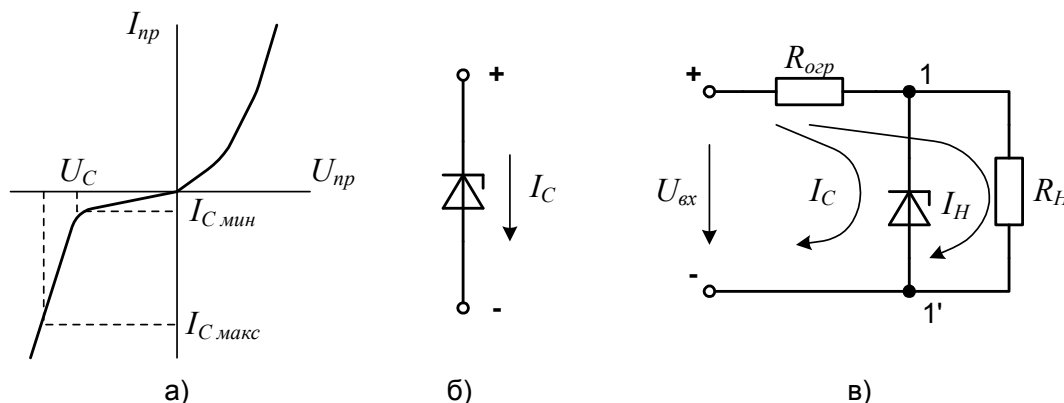


Рис. 13.8

Схема стабилизатора напряжения приведена на рис. 13.8в. В ее состав входят: источник питающего напряжения - $U_{вх}$ (например, напряжение с выхода сглаживающего фильтра), ограничительный резистор $R_{огр}$, стабилитрон Д, сопротивление нагрузки R_H . Под воздействием входного напряжения через резистор $R_{огр}$ протекает ток стабилитрона I_C и ток нагрузки I_H . Поэтому

$$U_{вх} = R_{огр}(I_C + I_H) + U_C. \quad (13.6)$$

Напряжение стабилизации U_C приложено к узлам 1 - 1' схемы. Под этим напряжением находится и сопротивление нагрузки. Значит

$$I_H = U_C / R_H.$$

Выражение (13.16) можно применять для расчета параметров схемы.

ЛЕКЦИЯ 14

РЕЗИСТИВНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Усилителями называются устройства, в которых сравнительно маломощный входной сигнал управляет передачей значительно большей мощности из источника питания. Все многообразие усилителей разделяют по следующим признакам:

- по типу применяемого активного элемента (на лампах, транзисторах, параметрические ...);
 - в зависимости от полосы усиливаемых частот (УПТ, УНЧ, УПЧ, УВС ...);
 - по назначению (усилители тока, напряжения, мощности);
 - по виду нагрузки усилительного элемента (резистивные, трансформаторные, резонансные);
 - по способу включения усилительного элемента в схему (с общим эмиттером, с общей базой, с общим коллектором).
- В последние годы усилители выпускают в виде микросхем. Простейшая ячейка, позволяющая осуществить усиление, называется усилительным каскадом. В лекции рассмотрим принципы построения резистивных

усилительных каскадов низкой частоты. Они предназначены для усиления сигналов в полосе от нескольких десятков Герц до нескольких десятков килогерц.

1. Принцип работы каскада по схеме с общим эмиттером

Простейший усилительный каскад по схеме с общим эмиттером приведен на рис. 12.6а. При схемном изображении транзистора и источников этот каскад принимает вид рис. 14.1а. Для анализа принципа работы каскада построим его передаточную характеристику $U_{кэ} = f(U_{бэ})$ (рис.14.1б).

С увеличением входного сигнала ($U_{бэ}$) растет ток базы $I_б$ (см.рис. 12.6в), а значит и ток коллектора, причем

$$I_K = \beta I_{бэ} + I_{кэо},$$

Ток коллектора создает падение напряжения на резисторе R_K , причем $U_{R_K} = I_K R_K$, а также на дифференциальном сопротивлении участка коллектор-эмиттер транзистора - $U_{кэ} = I_K \cdot R_{кэ}$, причем всегда $U_{R_K} + U_{кэ} = E_K$.

Рост тока коллектора означает уменьшение $R_{кэ}$, а значит и $U_{кэ}$. При этом на постоянном сопротивлении резистора падение напряжения увеличивается. Так как дифференциальное сопротивление $R_{кэ}$ вычислять сложно, падение напряжения на участке коллектор-эмиттер транзистора находят как разность

$$U_{кэ} = E_K - I_K R_K.$$

И так, с увеличением тока коллектора I_K увеличивается падение напряжения на резисторе R_K и уменьшается напряжение $U_{кэ}$, т.е. выходное напряжение каскада (рис.14.1б).

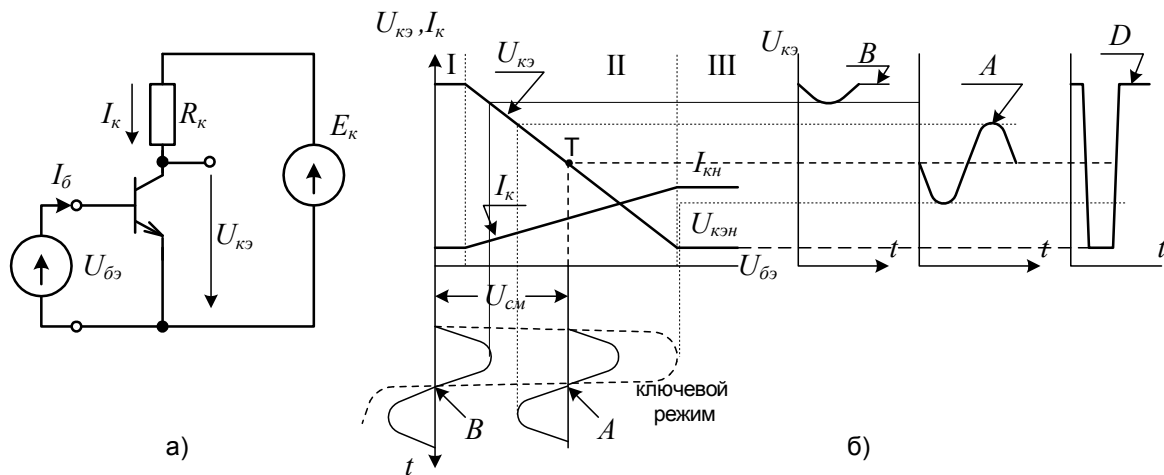


Рис. 14.1

Когда ток коллектора достигает насыщения $I_K = I_{кн}$ (т.е. максимального значения), напряжение на участке коллектор-эмиттер транзистора достигает наименьшего значения. Это значение называют напряжением насыщения - $U_{кэн}$, причем

$$U_{кэн} = E_K - I_{кн} \cdot R_K.$$

Как правило, это напряжение составляет десятые доли вольта, оно пренебрежимо мало в сравнении с E_K , поэтому иногда им пренебрегают, полагая $U_{кэ} \approx 0$. Дальнейшее увеличение $U_{бэ}$ не может вызвать изменений тока I_K и напряжения $U_{кэ}$.

Анализ передаточной характеристики позволяет выделить три характерных участка (они обозначены римскими цифрами). На участке I через транзистор протекает только неуправляемый обратный ток коллекторного перехода. Сопротивление $R_{кэ} \gg R_K$. Практически все напряжение источника E_K падает на сопротивление $R_{кэ}$, т.е. $U_{кэ} = E_K - I_{кэо} \cdot R_K \approx E_K$.

На участке II напряжение на коллекторе транзистора можно изменять в пределах $U_{кэн} \leq U_{кэ} \leq E_K$, а ток - в пределах $I_{кэо} \leq I_K \leq (E_K - U_{кэн}) / R_K$. Эти изменения являются результатом регулировки параметров $U_{бэ}$, $I_б$ маломощного источника сигнала.

Например $\Delta U_{бэ} = 100 мВ$, а $\Delta U_{кэ} = 5 В$. Отношение $\Delta U_{кэ} / \Delta U_{бэ}$ обозначают K_U и называют коэффициентом усиления по напряжению. В нашем примере $K_U = 50$. Кроме того, увеличение напряжения $U_{бэ}$ приводит к пропорциональному уменьшению напряжения $U_{кэ}$, т.е. знаки приращений входного и выходного сигналов противоположны. Такие усилители называют инвертирующими.

На участке III $U_{кэ} = U_{кэн} = const$. Транзистор теряет свойства усилительного элемента.

Передаточная характеристика позволяет рассмотреть различные режимы работы усилительного каскада (классы усиления). При работе в классе «В» напряжение $U_{\text{бэ}} = U_{\text{вх}}$ (см. рис.14.1б). На выход передается сигнал только одной полярности. При подаче на вход двухполярного сигнала часть информации будет потеряна.

При работе в классе «А» напряжение $U_{\text{бэ}} = U_{\text{вх}} + U_{\text{см}}$. Здесь $U_{\text{см}}$ - напряжение смещения, постоянная величина, не зависящая от $U_{\text{вх}}$. Когда $U_{\text{вх}} = 0$, $U_{\text{бэ}} = U_{\text{см}}$. Такой режим называют режимом покоя, а токи $I_{\text{б}}$, $I_{\text{к}}$ и напряжения $U_{\text{бэ}}$ и $U_{\text{кэ}}$ называют токами и напряжениями покоя и обозначают $I_{\text{бп}}$, $I_{\text{кп}}$, $U_{\text{бэп}}$, $U_{\text{кэп}}$. Напряжение смещения $U_{\text{см}}$ выбирают так, чтобы рабочая точка транзистора Т находилась в середине линейного участка П. В этом случае любое приращение входного напряжения $\Delta U_{\text{вх}}$ вызовет пропорциональное инверсное приращение выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}} = -K_U \cdot \Delta U_{\text{вх}}$, где K_U - коэффициент усиления.

При работе в классе D на вход каскада подается большой сигнал (пунктир на рис. 14.1). Передаваемый сигнал ограничивается сверху и снизу. Такой режим широко применяется в импульсной технике.

Чтобы обеспечить усиление каскада в классе А, на базу транзистора необходимо подать напряжение смещения $U_{\text{см}}$. Это обеспечивают специальные схемы, которые называют схемами смещения. Рассмотрим наиболее часто применяемые схемы.

Схема смещения с фиксацией тока базы (рис. 14.2а). Фиксация тока базы $I_{\text{б}}$ достигается, когда в цепь базы включается резистор $R_{\text{б}}$ с большим сопротивлением.

Для цепи базы справедливо равенство

$$E_{\text{к}} = U_{\text{бэ}} + I_{\text{б}} \cdot R_{\text{б}}.$$

Отсюда

$$I_{\text{бп}} = \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{бэ}}}{R_{\text{б}}} \approx \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{б}}}.$$
 (14.1)

В (14.1) $U_{\text{бэ}} \ll E_{\text{к}}$ и им можно пренебречь.

Из (14.1) следует, что ток покоя базы определяется величиной внешнего сопротивления $R_{\text{б}}$, не зависит от параметров транзистора и является фиксированной величиной.

Схема с фиксацией напряжения базы (рис.14.2б). Для цепи базы в этой схеме справедливо равенство

$$E_{\text{к}} = (I_{\text{б}} + I_{\text{д}})R_1 + I_{\text{д}}R_2.$$

Отсюда

$$I_{\text{д}}R_2 = U_{\text{бэ}} = E_{\text{к}} - (I_{\text{б}} + I_{\text{д}}) \cdot R_1,$$
 (14.2)

где $I_{\text{д}}$ - ток делителя.

Чтобы напряжение смещения $U_{\text{бэ}}$ не зависело от параметров входной цепи транзистора, ток делителя $I_{\text{д}}$ необходимо выбирать значительно больше тока базы $I_{\text{б}}$. Обычно $I_{\text{д}} = (5 \div 10)I_{\text{б}}$. Тогда

$$U_{\text{бэ}} = E_{\text{к}} - I_{\text{б}} \cdot R_1$$
 (14.3)

и не зависит от тока базы. Большое значение тока делителя $I_{\text{д}}$ приводит к необходимости дополнительных затрат энергии источника питания. Это недостаток схемы.

Общим недостатком рассмотренных схем является зависимость режима работы транзистора от температуры окружающей среды (температурные изменения токов базы и коллектора, коэффициента передачи тока базы β). Для устранения температурной зависимости в цепь смещения можно включить элементы коррекции, сопротивление которых зависит от температуры, например терморезистор или диод. Значительно чаще применяют схемы стабилизации с отрицательной обратной связью (ООС).

Рассмотрим наиболее широко применяемую схему стабилизации с ООС по току в цепи эмиттера (14.2в). В

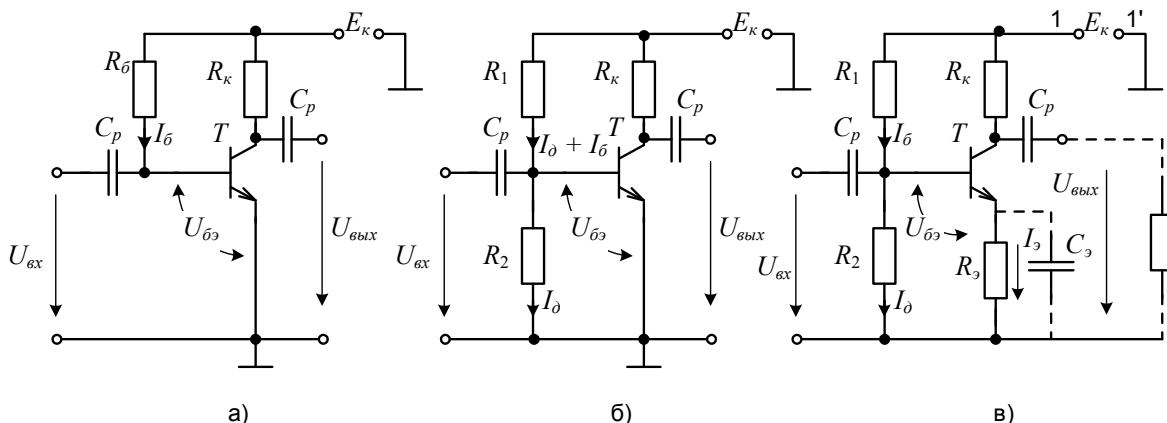


Рис. 14.2

качестве элемента ООС используется резистор R_3 . Сопротивление участка база - эмиттер транзистора, R_3 и R_2 образуют замкнутый контур. Для этого контура справедлив второй закон Кирхгофа, согласно которому

$$U_{\delta\delta} + U_{R_3} - U_{R_2} = 0.$$

Отсюда

$$U_{\delta\delta} = U_{R_2} - U_{R_3}. \quad (14.4)$$

Выражение (14.4) раскрывает физику стабилизирующего действия ООС. Так если под воздействием дестабилизирующего фактора ток базы I_6 начнет возрастать, то увеличится и ток эмиттера $I_3 = (\beta + 1)I_6$, а значит и $U_{R_3} = R_3 \cdot I_3$. Но это приведет к уменьшению напряжения $U_{\delta\delta}$ настолько, чтобы ток базы принял прежнее значение. ООС всегда препятствует любому изменению тока эмиттера, а значит и тока базы тем эффективнее, чем больше значение R_3 . Это значит, что ООС будет препятствовать приращению тока коллектора под воздействием входного сигнала, резко уменьшая коэффициент усиления каскада. Чтобы устранить этот недостаток параллельно R_3 включают емкость C_3 . Значение емкости выбирают из условия $X_{C_3} \ll R_3$ на минимальной частоте сигнала. В этом случае переменная составляющая (сигнал) будет замыкаться по C_3 , а медленно изменяющиеся составляющие температурной нестабильности - по R_3 . Каскад сохраняет высокий коэффициент усиления и стабильность свойств в широком диапазоне температуры окружающей среды.

К основным параметрам усилительных каскадов относятся входное $R_{вх}$ и выходное $R_{вых}$ сопротивления, коэффициент усиления по напряжению K_U и др. Значение параметров, как правило, определяют по переменной составляющей в классе усиления А. Для переменной составляющей сопротивление источника E_k равно нулю (т.е. его зажимы 1 - 1' закорачиваются). Сопротивление R_3 также равно нулю, так как резистор закорочен емкостью C_3 .

Для оговоренных условий входное сопротивление каскада на рис. 14.2в определим по закону Ома

$$R_{вх} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta I_{вх}} = \frac{\Delta U_{\delta\delta}}{\Delta I_6}.$$

Но $\Delta U_{\delta\delta} = \Delta I_6 \cdot R_{\delta\delta}$, где $R_{\delta\delta}$ - эквивалентное сопротивление входной цепи, составленное из параллельно включенных R_2 и $R_{\delta\delta}$, т.е.

$$R_{\delta\delta} = \frac{R_2 \cdot R_{\delta\delta}}{R_2 + R_{\delta\delta}} = R_{вх}. \quad (14.5)$$

Величина $R_{\delta\delta}$ для маломощных транзисторов порядка 10^3 Ом. Величина R_2 порядка нескольких сотен Ом. Значит величина $R_{вх}$ схемы рис. 14.2в мала. Это ужесточает требования к мощности источника сигнала, т.е. мощность источника должна быть достаточно большой.

Резистор R_k по переменной составляющей оказывается включенным параллельно $R_{к3}$ и R_H . Значение $R_{к3}$ порядка 10^4 Ом. Значение R_k - порядка 10^3 Ом. Пренебрегая величиной $R_{к3}$ получим $R_{вых} \approx R_3$, где

$$R_3 = \frac{R_k \cdot R_H}{R_k + R_H}. \quad (14.6)$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\Delta I_k \cdot R_{вых}}{\Delta I_6 \cdot R_{вх}}. \quad (14.7)$$

Применяя к (14.7) выражения (14.5) и (14.6), получим

$$K_U = \frac{\beta \cdot R_k}{R_{вх}} \cdot \frac{R_H}{(R_H + R_k)} = K_{U_{xx}} \cdot \gamma_{вых}, \quad (14.8)$$

где: $K_{U_{xx}}$ - коэффициент усиления по напряжению в режиме холостого хода;

$\gamma_{вых}$ - коэффициент потерь сигнала в выходной цепи каскада.

Последнее выражение показывает, что коэффициент усиления каскада по схеме с общим эмиттером зависит от параметров нагрузки.

2. Дифференциальный усилитель

Рассмотренный усилитель по схеме с общим эмиттером применяется достаточно широко, но имеет ряд недостатков - малое входное и большое выходное сопротивления, зависимость коэффициента усиления от параметров нагрузки. Эти недостатки частично или полностью исключены в дифференциальном усилителе.

Простейшая схема дифференциального каскада приведена на рис. 14.3. Транзисторы T_1 и T_2 , а также резисторы $R_{к1}$ и $R_{к2}$ образуют мост. В диагональ 1 - 1' моста включены источники питания $+E_k$ и $-E_k$, а также R_3 . В диагональ 2 - 2' включена нагрузка - R_H . Для нормальной работы каскада мост должен быть строго сбалансирован, т.е. $R_{к1} = R_{к2}$, а транзисторы должны иметь одинаковые параметры, т.е. должны быть изготовлены по одной технологии на одном кристалле. Поэтому дифференциальные каскады изготавливают в заводских условиях в виде микросхем

Пусть $U_{вх1} = U_{вх2} = 0$. Токи транзисторов T_1 и T_2 создают на сопротивлении R_3 падение напряжения U_{R_3} , причем

$$U_{R_3} = (I_{\sigma 1} + I_{\sigma 2})R_3 - E_K. \quad (14.9)$$

Это напряжение является напряжением смещения для обоих транзисторов. Так как параметры транзисторов одинаковы, то и токи транзисторов одинаковы т.е. $I_{\sigma 1} = I_{\sigma 2}$; $I_{\kappa 1} = I_{\kappa 2}$; $I_{\sigma 1} = I_{\sigma 2}$. Равные коллекторные токи создают на равных сопротивлениях $R_{\kappa 1}$ и $R_{\kappa 2}$ равные падения напряжений $U_{\kappa 1} = U_{\kappa 2}$. Поэтому

$$U_{RH} = U_{\text{вых}} = U_{\kappa 1} - U_{\kappa 2} = 0.$$

Резистор R_3 образует цепь ООС по току, обеспечивает температурную стабилизацию и устраняет дрейф нуля (отклонение $U_{\text{вых}}$ от нуля за счет неустойчивости E_K).

Источник сигнала может подключаться ко входу одного из транзисторов (при этом вход другого транзистора заземляется), либо между базами двух транзисторов. Рассмотрим первый вариант включения. Пусть источник сигнала $e(t)$ включен ко входу транзистора T_1 , т.е. $U_{\text{вх}1} = e$. Вход транзистора T_2 заземлен. Пусть также $e > 0$. Под воздействием входного сигнала увеличиваются: ток базы $\Delta I_{\sigma 1} > 0$; ток коллектора $\Delta I_{\kappa 1} = \beta \Delta I_{\sigma 1}$ и ток эмиттера $\Delta I_{\sigma 1} = (\beta + 1) \Delta I_{\sigma 1}$ первого транзистора. Приращение тока эмиттера $\Delta I_{\sigma 1}$ вызывает приращение падения напряжения U_{R_3} (см. 14.9), т.е. напряжение ООС на участке база-эмиттер транзистора T_2 и уменьшит ток $I_{\sigma 2}$ так, что

$$\Delta I_{\sigma 1} = -\Delta I_{\sigma 2}.$$

Следовательно $\Delta I_{\kappa 1} = -\Delta I_{\kappa 2}$; $\Delta U_{\kappa 1} = -\Delta U_{\kappa 2}$; $U_{RH} = U_{\text{вых}} = \Delta U_{\kappa 1} - \Delta U_{\kappa 2} = 2\Delta U_{\kappa 1}$.

Таким образом, благодаря ООС по току, воздействие сигнала на вход одного из транзисторов вызывает равные по величине и противоположные по знаку изменения токов и напряжений в обоих транзисторах.

Отметим, что при подаче сигнала на вход транзистора T_2 физические процессы каскада не изменятся. Однако полярность выходного сигнала будет противоположной входному.

Т.е. в связи с этим вход транзистора T_1 называют прямым, а вход транзистора T_2 - инверсным. Кроме того, ко входам транзисторов можно подключать независимые источники сигналов $U_{\text{вх}1}$ и $U_{\text{вх}2}$. В этом случае выходной сигнал (в классе А) может быть найден методом суперпозиции от воздействия каждого из сигналов.

Оценим основные параметры каскада. Для этого учтем, что за счет ООС всегда $U_{\text{вх}1} = -U_{\text{вх}2}$, а приращения тока базы протекают через входные цепи (участки база - эмиттер) двух транзисторов. Значит

$$\Delta I_{\sigma 1} = (U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2}) / 2R_{\sigma 3} = -\Delta I_{\sigma 2}. \quad (14.9)$$

Тогда

$$\Delta I_{\kappa 1} = \beta \cdot \Delta I_{\sigma 1} = \beta(U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2}) / 2R_{\sigma 3} = -\Delta I_{\kappa 2}.$$

Если $R_H = \infty$, то

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{2\Delta U_K}{U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2}} = \frac{2\Delta I_{\kappa 1} \cdot R_{\kappa 1}}{U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2}} = \frac{\beta \cdot R_{\kappa 1}}{R_{\sigma 3}}. \quad (14.10)$$

Из (14.10) следует, что ООС не влияет на коэффициент усиления каскада. Следовательно R_3 может быть достаточно большим.

Входное сопротивление каскада определим с учетом (14.9)

$$R_{\text{вх}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta I_{\text{вх}}} = \frac{(U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2})}{\Delta I_{\sigma 1}} = 2R_{\sigma 3}. \quad (14.11)$$

Аналогично найдем, что и $R_{\text{вых}} = 2R_{\kappa 1}$.

Таким образом, дифференциальный каскад имеет в два раза большие сопротивления $R_{вх}$ и $R_{вых}$, а его коэффициент усиления не зависит от значения R_3 .

3. Усилитель по схеме с общим коллектором

Усилитель по схеме с общим коллектором (ОК) (см. рис.14.4) обладает большим значением $R_{вх}$ и малым $R_{вых}$. Этим он выгодно отличается от каскада с общим эмиттером. Однако коэффициент усиления по напряжению $K_U < 1$. Поэтому каскад с ОК нашел применение как буферный. Он включается между маломощным источником сигнала и каскадом с ОЭ либо между каскадом с ОЭ и низкоомной нагрузкой.

В схеме каскада с ОК резистор R_6 образует цепь смещения с фиксацией тока покоя базы. Коллектор транзистора подключен к источнику питания E_K . В эмиттерную цепь введен резистор R_3 . Он обеспечивает стабилизацию режима работы транзистора за счет ООС по току. Нагрузка R_H подключается к эмиттерной цепи через разделительный конденсатор C_p . Последний исключает попадание постоянной составляющей тока эмиттера в нагрузку. При таком включении приращение входного и выходного сигналов совпадают по знаку, каскад неинвертирующий.

Входная цепь по переменной составляющей включает участок база-эмиттер с сопротивлением $R_{бэ}$, резистор R_3 и параллельно соединенный с ним резистор R_H . Поэтому

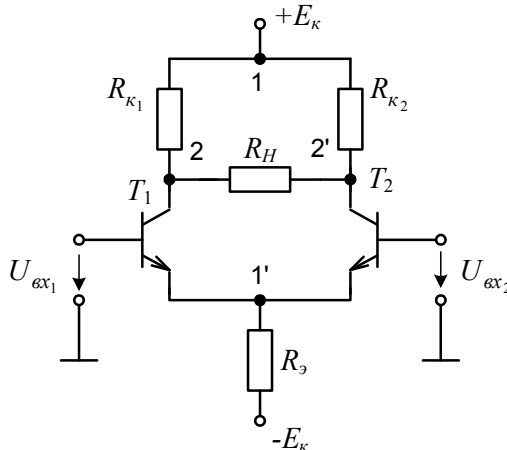


Рис. 14.3

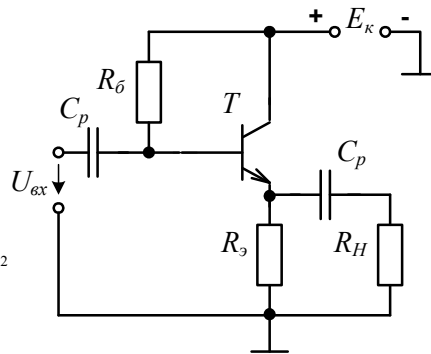


Рис. 14.4

$$U_{вх} = \Delta I_{бэ} \cdot R_{бэ} + \Delta I_{э} (R_3 // R_H).$$

Обозначим

$$R'_3 = (R_3 // R_H) = \frac{R_3 \cdot R_H}{R_3 + R_H}.$$

Тогда $U_{вх} = \Delta I_{бэ} [R_{бэ} + (\beta + 1)R'_3].$

Теперь легко определить входное сопротивление каскада

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{\Delta I_{вх}} = R_{бэ} + (\beta + 1)R'_3. \quad (14.12)$$

Например, $R_{бэ} = 10^3$ Ом; $\beta = 50$; $R_3 = R_H = 400$.

Тогда $R_{вх} = 11200$ Ом.

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\Delta I_{э} \cdot R'_3}{\Delta I_{бэ} \cdot R_{вх}} = \frac{(\beta + 1)R'_3}{R_{бэ} + (\beta + 1)R'_3} < 1. \quad (14.13)$$

Для приведенного примера $K_U = 0.91$.

Чтобы обеспечить наилучшие условия передачи мощности в нагрузку значение R_3 , как правило принимают равным R_H .

В заключение отметим, что сигнал на выходе каскада с ОК повторяет форму входного сигнала (K_U близок к единице, инверсия отсутствует). Именно поэтому за каскадом закрепилось название эмиттерный повторитель.

4. Операционный усилитель

Современные разработчики электронной аппаратуры стремятся использовать готовые функциональные узлы в виде интегральных микросхем (ИМС). Схемные решения ИМС тщательно проработаны и обеспечивают высокое качество аппаратуры. Предприятия, выпускающие микросхемы, заинтересованы в их сбыте. Поэтому они стремятся разработать универсальные микросхемы, которые можно применять в качестве различных функциональных узлов. Это повышает их спрос. Одной из таких ИМС является операционный усилитель (ОУ).

ОУ имеет чрезвычайно высокий коэффициент усиления по напряжению (десятки и даже сотни тысяч), большое входное сопротивление (сотни кОм), малое выходное сопротивление (десятки - сотни Ом). Он усиливает широкий спектр частот, вплоть до постоянной составляющей.

Схемное обозначение ОУ приведено на рис. 14.5а. На рис. 14.5б приведена упрощенная структурная схема. Она включает симметричный дифференциальный каскад (по схеме рис.14.3), несимметричный дифференциальный каскад (у него сигнал снимается с коллектора Т₂) и эмиттерный повторитель. Первые два каскада обеспечивают высокий коэффициент усиления, а третий каскад - малое выходное сопротивление.

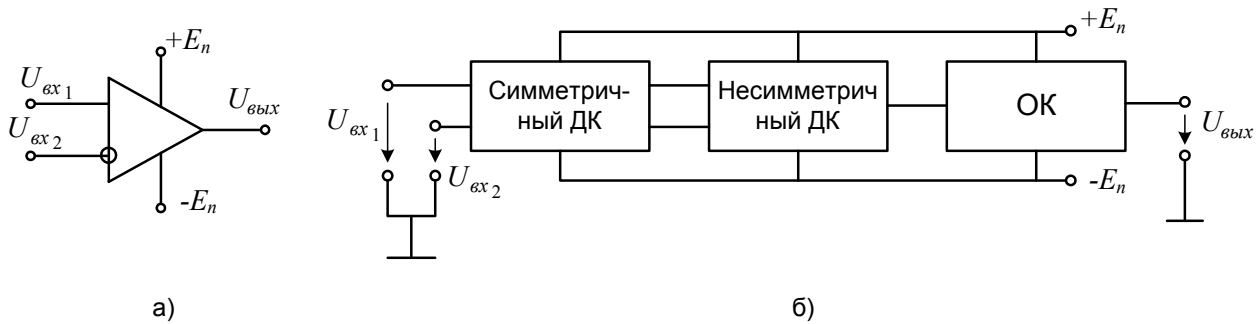


Рис. 14.5

Недостатки операционного усилителя:

1. Коэффициент усиления ОУ K_U меняется от экземпляра к экземпляру в очень широких пределах. Например, для ОУ серии К153УД1 $K_U = 20000 \div 80000$.
2. Коэффициент усиления K_U сильно зависит от температуры окружающей среды. Это обусловлено зависимостью от температуры коэффициента передачи тока базы транзисторов $-\beta$.

Такая нестабильность K_U сильно затрудняет применение ОУ непосредственно в качестве усилителя. Кроме того, большое значение K_U ограничивает линейный участок передаточной характеристики ОУ очень малыми напряжениями по входу (см.рис.14.6а). Например, если $K_U = 20000$, а максимальное напряжение на выходе ОУ $\pm 10В$, то максимально допустимый диапазон изменений входного напряжения лежит в пределах $\pm 0,5мВ$. При увеличении входного напряжения за эти границы выходное не будет изменяться. Появляются нелинейные искажения сигнала.

Значительно уменьшить недостатки ОУ позволяет применение ОС. Схема ОУ с ОС приведена на рис. 14.6б. Входной сигнал подается на прямой вход ИМС. С выхода ОУ напряжение ОС через делитель R_1R_2 поступает на инвертирующий вход ОУ

$$U_{OC} = U_{вых} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (14.14)$$

Выходное напряжение ОУ представляется разностью $U_{вх} - U_{OC}$. Такая ОС называется отрицательной ООС.

При высоких значениях K_U разностью $(U_{вх} - U_{OC})$ можно пренебречь, полагая $U_{OC} \cong U_{вх}$. Тогда коэффициент усиления ОУ с ООС $K_{U_{OC}}$ легко определить с учетом (14.14)

$$K_{U_{OC}} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (14.15)$$

Видим, что $K_{U_{OC}}$ определяется лишь отношением сопротивлений $(R_1 + R_2)/R_1$ и не зависит от K_U , т.е. все дестабилизирующие факторы ликвидированы. В практических схемах значения сопротивлений следует выбирать в пределах $10^3 \div 10^6$ Ом. Например, при $R_1 = 2 \cdot 10^3$ Ом и $R_2 = 2 \cdot 10^5$ Ом. $K_{U_{OC}} = 101$. Теперь передаточная характеристика ОУ с ОС будет иметь достаточно большую область линейного участка. Для наших примеров диапазон входного сигнала расширяется до значения $\pm 0,1В$ (пунктир на рис. 14.6а).

Схема инвертирующего ОУ с ООС приведена на рис. 14.6В. В этой схеме входной сигнал и сигнал ООС поступают на инвертирующий вход ОУ. При этом происходит сложение токов $I_{вх}$ и I_{OC} . Коэффициент усиления в этой схеме определяется отношением

$$K_{U_{OC}} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Знак минус указывает, что фазы входного и выходного сигналов противоположны.

Таким образом, введение ООС в схему ОУ позволяет повысить стабильность коэффициента усиления, расширить линейный участок передаточной характеристики и снизить искажения при передаче сигналов большой амплитуды.

ТЕМА 6. ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА

Лекция 15. Элементы импульсных устройств

1. Общие сведения об импульсных сигналах

Кроме напряжения синусоидальной формы в практике электротехники и электроники применяются напряжения других форм. Наиболее широко применяется импульсное напряжение. Импульсным называется прерывистое во времени напряжение (сигнал) любой формы. Под формой сигнала понимается закон изменения во времени напряжения или тока.

Широкое применение импульсных сигналов обусловлено рядом причин. Сочетанием импульсов и пауз легко передавать дискретную информацию. Импульсный сигнал оказался единственно приемлемой формой при создании радиолокации, он необходим для работы систем синхронизации, удобен для управления многими производственными процессами.

Импульсы применяются и для передачи непрерывной информации. В этом случае передаваемая информация может содержаться в значениях амплитуды, длительности или временного положения импульсов. Наличие пауз между импульсами позволяет уменьшить мощность, потребляемую от источника питания. Кроме того, во время

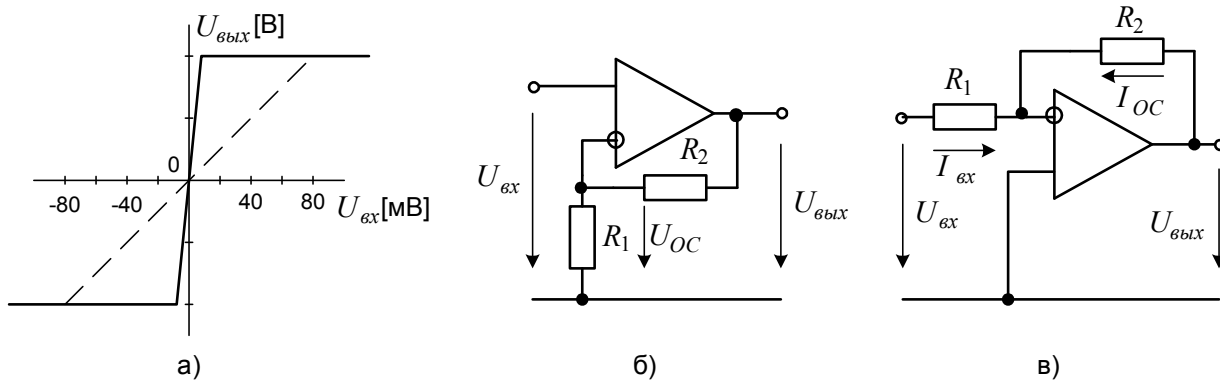


Рис. 14.6

паузы можно передавать информацию от других корреспондентов.

Наиболее широко применяются импульсы прямоугольной, пилообразной экспоненциальной и колоколообразной формы (рис. 15.1). Импульсы характеризуются:

- амплитудной U_m ;
- длительностью импульса τ_u ;
- длительностью паузы τ_n ;
- периодом повторения $T = \tau_u + \tau_n$;
- частотой повторений $F = 1/T$;
- скважностью $Q_u = T/\tau_u$.

В реальных устройствах прямоугольные импульсы характеризуются также длительностью фронта τ_ϕ и среза τ_c . Фронт и срез определяют в течение нарастания или спада напряжения от $0,1 U_m$ до $0,9 U_m$.

2. Электронные ключи

Устройства, выполняющие обработку импульсных сигналов, называются импульсными устройствами. Среди различных импульсных устройств видное место занимают электронные ключи. Через идеальный разомкнутый ключ ток не протекает. Напряжение на идеальном замкнутом ключе равно нулю. Смена состояния ключа происходит под действием сигналов, подаваемых на один или нескольких входов.

Наиболее широкое применение в качестве электронных ключей нашел транзисторный каскад по схеме с ОЭ в классе усиления D (т.е. в ключевом режиме). Схема такого каскада приведена на рис. 15.2. В ключевом режиме транзистор может находиться в одном из двух состояний - в состоянии отсечки или в состоянии насыщения.

В состоянии отсечки ключ разомкнут. Через транзистор протекает только малый обратный ток $I_{кэо}$. Напряжение на участке коллектор-эмиттер $U_k \approx E_k$. Мощность теряемая в транзисторе $P_{отс} = I_{кэо} \cdot U_k$ мала, так как мал ток.

Чтобы транзисторный ключ находился в разомкнутом состоянии необходимо подать на базу отрицательное напряжение смещения, т.е. $U_\phi < 0$. Для этого часто применяют дополнительный источник смещения - $E_{см}$ и резистор R_2 (пунктир на рис. 15.2). При таком включении напряжение смещения создается двумя источниками $E_{см}$ и источником тока $I_{кэо}$, т.е.

$$U_\phi = I_{кэо} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} - E_{см} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \left(I_{кэо} - \frac{E_{см}}{R_2} \right). \quad (15.1)$$

Полагая $U_\phi < 0$, получим

$$I_{кэо} - \frac{E_{см}}{R_2} < 0,$$

откуда

$$R_2 < \frac{E_{см}}{I_{кэо}}. \quad (15.2)$$

Когда транзистор находится в состоянии насыщения, электронный ключ замкнут. Через транзистор протекает ток насыщения, значение которого ограничивается резистором R_K . Пренебрегая малым напряжением насыщения, можем записать

$$I_{KH} \cong \frac{E_K}{R_K}. \quad (15.3)$$

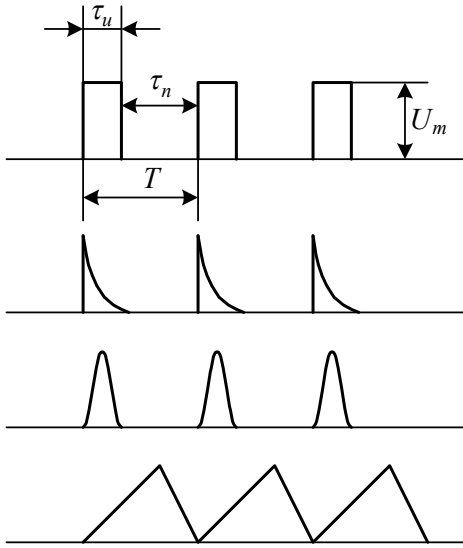


Рис. 15.1

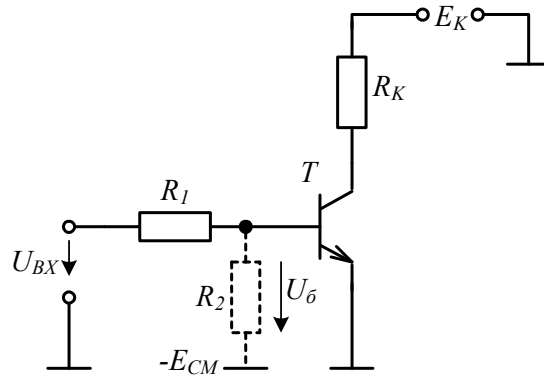


Рис. 15.2

Режим насыщения достигается при токе базы

$$I_{\bar{o}} \geq I_{\bar{o}н} = \frac{I_{KH}}{\beta_{мин}} = \frac{E_K}{\beta_{мин} \cdot R_K}. \quad (15.4)$$

Как и в режиме отсечки, мощность, теряемая в транзисторе в режиме насыщения, мала, потому что мало U_n .

Ток базы в режиме насыщения создают источники напряжения U_{BX} и E_{CM} . При этом участок база эмиттер транзистора можно считать закороченным. Поэтому

$$I_{\bar{o}} = \frac{U_{BX}}{R_1} - \frac{E_{CM}}{R_2}.$$

Условие насыщения (15.4) принимает вид

$$\frac{U_{BX}}{R_1} - \frac{E_{CM}}{R_2} \geq \frac{E_H}{\beta_{мин} \cdot R_K}. \quad (15.5)$$

Выражение (15.5) позволяет определить необходимое значение R_1 .

В настоящее время электронные ключи выпускаются в микросхемном исполнении. Например, микросхема К564 КТЗ содержит четыре двунаправленных ключа, предназначена для коммутации аналоговых и цифровых сигналов с током до 10 мА.

3. Компараторы

Компаратор – это устройство сравнения двух напряжений. Такие возможности приобретают ОУ в нелинейном режиме работы. Для анализа процесса сравнения обратимся еще раз к передаточной характеристике ОУ (рис. 15.3а). Мы знаем, что ОУ работает в линейном режиме, если разность $|(U_{BX1} - U_{BX2})| = \Delta U_{BX} < U_{zp}$. Когда разность $\Delta U_{BX} > U_{zp}$ выходное напряжение ограничено значением $\pm U_{BIX\ m}$. Это означает, что транзисторы выходных каскадов ОУ работают в ключевом режиме. Значение $U_{BIX\ m}$ лишь немного меньше ЭДС питания E_n , поэтому на передаточной характеристике выделяют область положительного ($U_{BIX} = U_{BIX\ m}$) и отрицательного ($U_{BIX} = -U_{BIX\ m}$) насыщения.

Для реальных ОУ значение $U_{гр}$ не более нескольких мВ. При достаточно больших входных сигналах им можно пренебречь, полагая $U_{гр} \approx 0$. Тогда при $U_{BX1} - U_{BX2} > 0$ выходное напряжение $U_{BbIX} = U_{BbIX\ m}$. Наоборот,

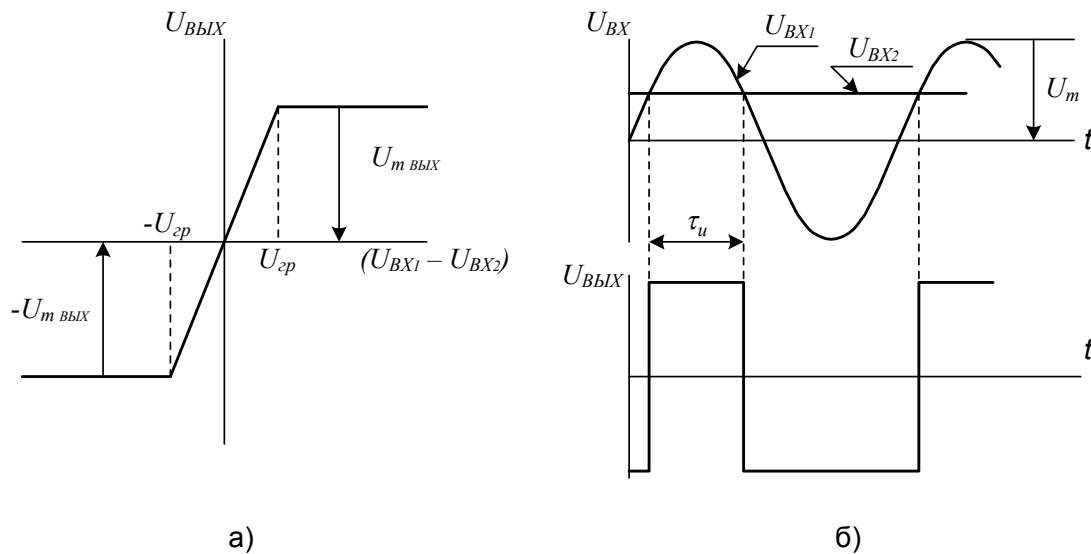


Рис. 15.3

при $U_{BX1} - U_{BX2} < 0$ выходное напряжение $U_{BbIX} = -U_{BbIX\ m}$. Другими словами можно сказать, что выходное напряжение ОУ в нелинейном режиме зависит от того, какое из входных напряжений больше. Значит ОУ в нелинейном режиме является схемой сравнения (компаратором).

На рис. 15.3б приведены эюры входных напряжений компаратора (U_{BX1} - синусоида, U_{BX2} - постоянное) и выходного напряжения. Компаратор переключается в момент равенства $U_{BX1} = U_{BX2}$. Выходное напряжение имеет прямоугольную форму. Длительность прямоугольных импульсов зависит от соотношения амплитудного значения синусоиды U_m и U_{BX2} . Значит, компаратор можно применять для преобразования синусоидального напряжения в прямоугольное или для преобразования U_2 в длительность.

Широкое практическое применение находит схема компаратора с положительной обратной связью (ПОС). Она приведена на рис. 15.4а. Другое название схемы – триггер Шмитта. Входной сигнал поступает на инвертирующий вход, а напряжение обратной связи – на прямой.

На рис. 15.4б приведена передаточная характеристика компаратора. При большом отрицательном напряжении на инвертирующем входе ОУ $U_{BbIX} = U_{BbIX\ m}$. Напряжение на прямом входе ОУ U_{np} формируется двумя источниками – U_0 и $U_{BbIX\ m}$. Определим его методом суперпозиции, учитывая, что для обоих напряжений цепочка $R_1 R_2$ выполняет роль делителя

$$U_{np} = U_0 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + U_{BbIX\ m} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Компаратор будет находиться в режиме положительного насыщения ($U_{BbIX} = U_{BbIX\ m}$) до тех пор, пока $U_{BX} < U_{np}$. Значение U_{np} выполняет роль порога срабатывания, поэтому его называют пороговым и обозначают $U_{П1}$.

Когда входное напряжение U_{BX} становится примерно равным напряжению $U_{П1}$ настолько, что $U_{П1} - U_{BX} < U_{гр}$ ОУ переходит в линейный режим. Напряжение на выходе уменьшается, т. е. получает отрицательное приращение ΔU_{BbIX} . По цепочке $R_1 R_2$ оно поступает прямо на прямой вход ОУ, уменьшая значение U_{np} на величину

$$-\Delta U_{np} = \Delta U_{BX} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

ОУ усилит это приращение, в результате чего напряжение на его выходе уменьшится еще больше, т. е. возникнет отрицательное приращение $|\Delta U'_{BЫX}| > |\Delta U_{BЫX}|$. Последнее в свою очередь еще больше уменьшит U_{np} . Процесс развивается лавинообразно и завершается переходом ОУ в область отрицательного насыщения, когда $U_{BЫX} = -U_{BЫX m}$. Таким образом, ПОС ускоряет процесс переключения компаратора. Такое ускоренное переключение получило название регенеративного процесса.

Так как $U_{BЫX}$ после переключения сменило свой знак, то изменилось и значение U_{np} т. е. значение порога - $U_{П2}$.

$$U_{np} = U_{П2} = U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_{BЫX m} \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

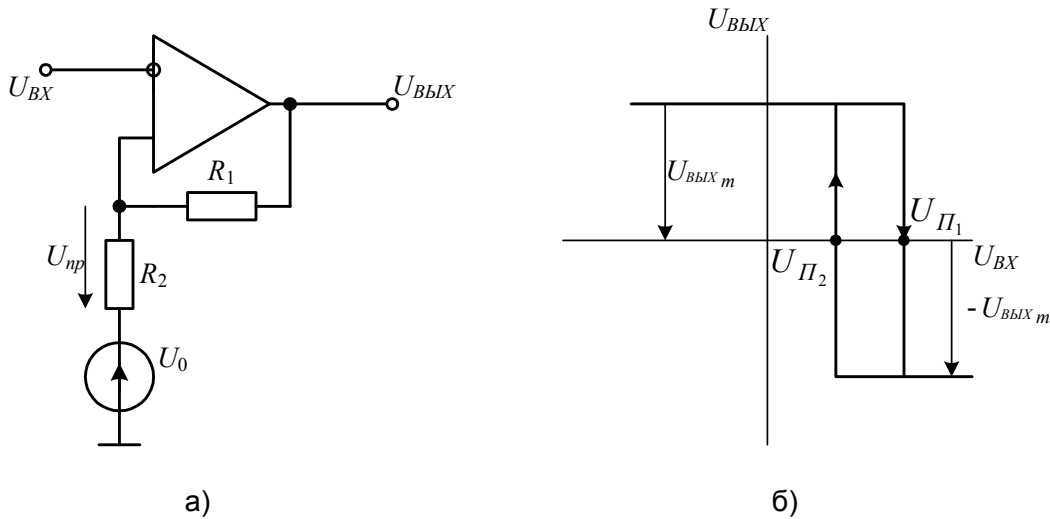


Рис. 15.4

Новое переключение компаратора произойдет только тогда, когда $U_{BX} \approx U_{П2}$. Передаточная характеристика компаратора имеет вид петли гистерезиса. Ширина петли гистерезиса увеличивается с увеличением отношения R_2/R_1 .

Лекция 16. Генераторы импульсных сигналов

1. Формирующие цепи

При генерации импульсных сигналов различной формы необходимо формирование временных интервалов, задающих длительность импульсов и пауз, частоту повторения импульсов и т.п. Эта задача решается с помощью формирующих цепей содержащих реактивные элементы. Наиболее простыми и надежными являются RC-цепи. Как правило, они применяются в качестве разделительных, дифференцирующих или интегрирующих цепей.

Схема разделительной цепи приведена на рис. 16.1а. Временные диаграммы напряжений в схеме приведены на рис 16.1б. При анализе процесса формирования напряжения на выходе RC- цепи будет полагать, что внутреннее сопротивление источника входного напряжения равно нулю, а сопротивление нагрузки - бесконечно большое. Емкость C не пропускает на выход постоянную составляющую источника питания. Поэтому цепь названа разделительной.

Пусть в момент $t=0$ на вход цепи (зажимы 1 -1') поступает прямоугольный импульс амплитудой U_m и длительностью τ_u . В начальный момент времени конденсатор C разряжен и ток в RC - цепи определяется только амплитудой импульса U_m и сопротивлением R . Поэтому на зажимах 2 - 2' создается напряжение равное максимальному $U_{BЫX/t=0} = U_m$. По мере заряда конденсатора C ток в цепи, а значит и напряжение на выходе будет экспоненциально убывать

$$U_{BЫX}(t) = U_m \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_u}\right), \quad (16.1)$$

где $\tau_u = R \cdot C$ [с] - постоянная цепи.

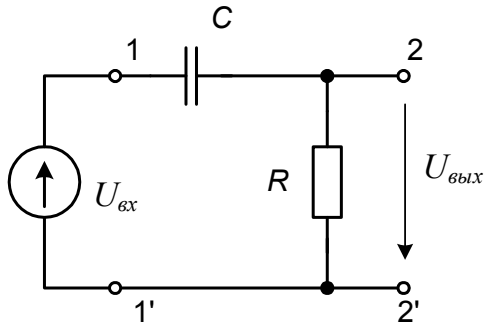
К моменту окончания импульса (когда $t = \tau_u$) выходное напряжение упадет до $U_{BЫX}(\tau_u)$, причем

$$U_{BЫX}(\tau_u) = U_m \cdot \exp\left(-\frac{\tau_u}{\tau_u}\right). \quad (16.2)$$

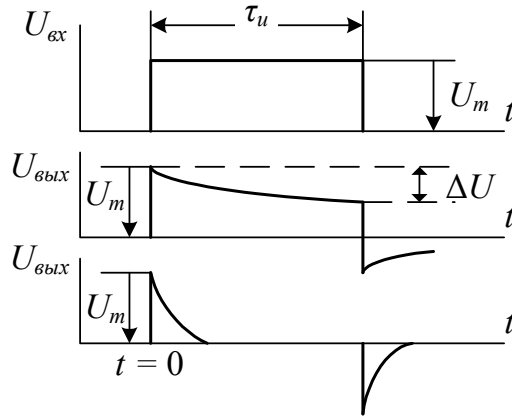
После окончания импульса напряжение на входе цепи $U_{ax} = 0$. Поэтому конденсатор C начинает разряжаться через источник U_{ax} и резистор R . Ток разряда создает на выходе цепи отрицательный перепад напряжения, причем

$$U_{вых}(t) = -\Delta U \cdot \exp\left[-\frac{(t - \tau_u)}{\tau_u}\right],$$

где



а)



б)

Рис. 16.1

$$\Delta U = U_m - U_{вых}(\tau_u) = U_m \left[1 - \exp\left(-\frac{\tau_u}{\tau_u}\right) \right]. \quad (16.3)$$

Разделительная цепь должна передавать импульс от входа к выходу с возможно меньшими искажениями его формы. Искажение формы оценивают максимальным относительным снижением вершины выходного импульса.

$$\delta U = \Delta U / U_m.$$

Из выражения (16.3) следует, что ΔU тем меньше, чем больше $U_{вых}(\tau_u)$, а $U_{вых}(\tau_u)$ тем больше, чем меньше отношение τ_u/τ_u (см рис.16.2). Если требуется чтобы максимальное относительное снижение вершины импульса не превышало 1%, то постоянная времени цепи τ_u должна превышать длительность импульса τ_u не менее чем в 100 раз.

Схема дифференцирующей цепи такая же, как и схема разделительной цепи. Но дифференцирующая цепь предназначена для укорочения импульсов или для выделения их фронта и среза. Эта задача решается тем лучше, чем больше отношение τ_u/τ_u . Реально оно находится в пределах от 10 до 100. Выходное напряжение представляет два биполярных импульса совпадающих по времени с фронтом и срезом входного импульса (рис. 16.1б). Амплитуда биполярных импульсов затухает экспоненциально в соответствии с (16.1). Длительность этих импульсов на уровне $0,05 U_m$ $\tau_{вых} \approx 3 \tau_u$. Подбором τ_u ее можно сделать сколь угодно малой.

Схема интегрирующей цепи приведена на рис. 16.2а. На рис. 16.2б приведены диаграммы напряжений на входе и выходе цепи. При поступлении на вход такой цепи (зажимы 1 - 1') прямоугольного импульса напряжения выходной сигнал нарастает по экспоненте

$$U_{вых}(t) = U_m \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_u}\right) \right]. \quad (16.4)$$

Время необходимое для нарастания выходного сигнала до уровня $0,9 U_m$, составляет $2,3 \tau_u$, а до уровня $0,99 U_m$ - $4,6 \tau_u$.

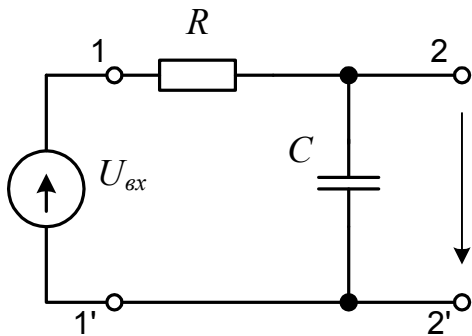
Срез убывает по экспоненциальному закону

$$U_{вых}(t - \tau_u) = U(\tau_u) \cdot \exp\left(-\frac{t - \tau_u}{\tau_u}\right),$$

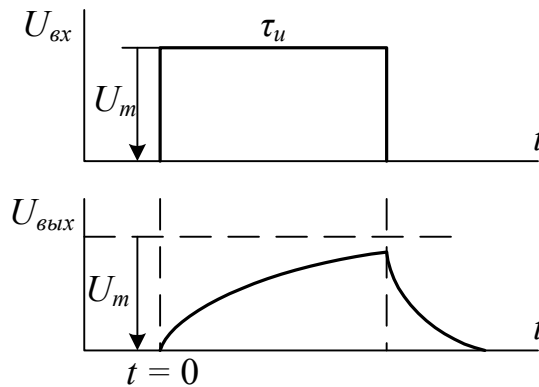
где

$$U(\tau_n) = U_m \left[1 - \exp\left(-\frac{\tau_u}{\tau_y}\right) \right].$$

На начальном участке выходное напряжение изменяется по закону, близкому к линейному. Этот участок часто используется для линейного накопления напряжения сигнала. Поэтому рассматриваемая цепь получила название интегрирующей. Чтобы цепь работала как интегрирующая, отношение τ_u/τ_y должно быть значительно меньше единицы.



а)



б)

Рис. 16.2

$$Q_2 = x_2 + x_3 + x_6 + x_7;$$

$$Q_3 = x_4 + x_5 + x_6 + x_7;$$

$$Q_4 = x_8 + x_9.$$

Этап минимизации в данном случае отпадает, т. к. все функции представляют собой элементарные логические суммы. Схема шифратора, выполненная на элементах "ИЛИ", приведена на рис. 17.7а. Выходным кодом шифратора может быть любой другой код. Принцип построения остается прежним. Управляющим сигналом может быть "0". Тогда схема может быть построена на элементах "И".

Шифраторы выпускаются в микросхемном исполнении, например КМ555 ИВ1, ИВ2, ИВ3. Пример схемного обозначения КМ555 ИВ1 приведен на рис. 17.7б. Управляющий сигнал "0". Поэтому все входы и выходы схемы инверсные. Вход $\overline{EI}$ - управляющий. Если на этом входе присутствует логическая "1", то все входы закрыты.

Выходы $\overline{EO}$ и $\overline{CS}$ - контрольные. Они выдают информацию о состоянии схемы в данный момент.

Дешифраторы предназначены для преобразования цифровой информации из двоичной системы счисления в десятичную. Для примера рассмотрим принцип построения схемы преобразования кода 8-4-2-1 в цифры. У такой схемы четыре входа (по числу цифр). В зависимости от вида кодовой комбинации на входе сигнал «1» появится только на одном определенном выходе.

Из приведенного словесного описания следует, что дешифратор выполняет преобразование, обратное шифратору. Этому описанию соответствует комбинированная таблица 17.2. только входные и выходные сигналы меняются местами. Для построения схемы от таблицы 17.2 нужно перейти к алгебраическому выражению, применив в минимизацию с помощью карт Карно.

Для четырехразрядного кода карта Карно должна иметь 16 квадратов. Таблицей 17.2 заданы значения (определены) только 10 комбинаций. Значит, для шести квадратов функция не определена и их заполняют индексом «X». В процессе минимизации вместо «X» можно рассматривать «1», что значительно упрощает работу.

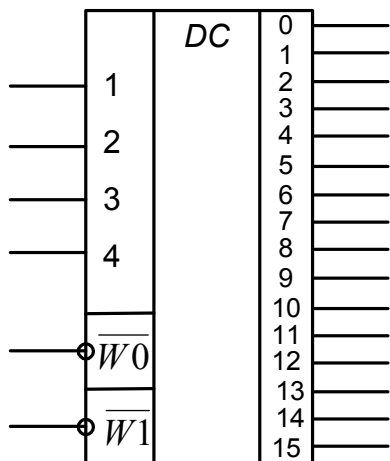
Дешифратор имеет 10 выходов. Значит, нужно сформировать десять функций F. В общем, для каждой функции нужна своя карта Карно. Но в данном случае можно воспользоваться одной картой для всех десяти функций. На рис. 17.8 а и 17.8 б приведены карты Карно для функций F₀ и F₈, а на рис. 17.8 в – обобщенная карта Карно. На ней контур каждой функции обозначен

соответствующей цифрой. На основании минимизации получаем следующие алгебраические выражения для функций дешифратора:

$$\begin{aligned}
 F_0 &= \overline{Q_1} \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_4}; & F_3 &= Q_1 Q_2 \overline{Q_3}; & F_6 &= \overline{Q_1} Q_2 Q_3; \\
 F_1 &= Q_1 \overline{Q_2} \overline{Q_3} \overline{Q_4}; & F_4 &= \overline{Q_1} \overline{Q_2} Q_3; & F_7 &= Q_1 Q_2 Q_3; \\
 F_2 &= \overline{Q_1} Q_2 \overline{Q_3}; & F_5 &= Q_1 \overline{Q_2} Q_3; & F_8 &= \overline{Q_1} Q_4; \\
 & & & & F_9 &= Q_1 Q_4.
 \end{aligned}
 \tag{17.7}$$

Используя выражения (17.7) можно построить схему дешифратора на элементах "НЕ" и "И". Но на практике такую схему чаще выполняют на элементах "НЕ" и "И-НЕ". При этом только на дешифрованном выходе будет уровень логического нуля (транзистор открыт), а на остальных выходах – уровень логической "1" (транзистор закрыт). Такая схема потребляет меньшую мощность.

В микросхемном исполнении дешифраторы выпускаются в составе всех серий цифровых интегральных микросхем, например К155 ИД1, КМ555 ИД18, 530 ИД14 и др. Условное графическое обозначение микросхемы К155 ИД3 приведено на рис. 17.9. Этот дешифратор имеет 4 входа и 16 выходов. Входы $\overline{W0}$ и $\overline{W1}$ - управляющие.

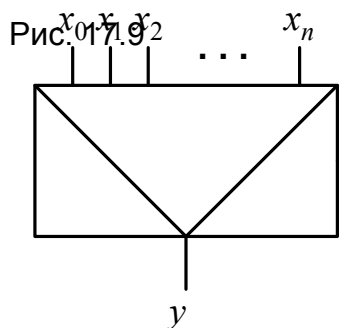


Преобразование осуществляется только при низком уровне на обоих управляющих входах.

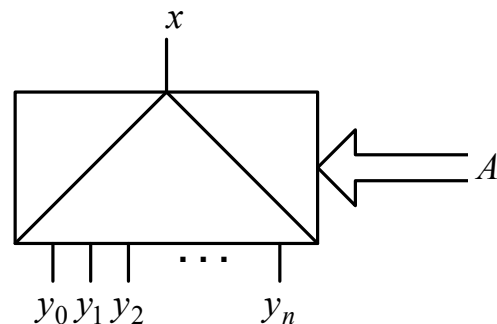
Преобразователи кодов (ПК) предназначены для преобразования одного двоичного кода в другой, например кода Грея в код 8-4-2-1. Принцип построения ПК аналогичен принципу построения шифраторов и дешифраторов. В микросхемном исполнении ПК обозначают индексами ПР.

Мультиплексоры и демультиплексоры образуют группу коммутаторов. Они служат для избирательного переключения сигналов (каналов). Мультиплексоры передают один из "n" входных сигналов на выход устройства. Номер выбранного входа задается адресными сигналами (рис. 17.9а). Например, трехразрядный адресный сигнал может управлять переключением восьми входов.

Демультиплексор (рис. 17.9б) передает входной (цифровой) сигнал на один из "n" выходов. Номер выхода



а)



б)

Рис. 17.9

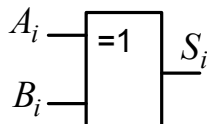
задается адресными сигналами.

Сумматоры предназначены для выполнения арифметических действий с двоичными числами: сложения, вычитания, умножения и деления – и относятся к арифметическим устройствам. Арифметические устройства воспринимают переменные "0" и "1" как цифры и выполняет действия над ними по законам двоичной арифметики:

$$\begin{aligned}
 0 \oplus 0 &= 0; & 1 \oplus 0 &= 1; \\
 0 \oplus 1 &= 1; & 1 \oplus 1 &= 0.
 \end{aligned}
 \tag{17.8}$$

В (17.8) последнее действие предполагает, что "1" переносится в старший разряд. Такие действия реализует логическая ячейка "исключающее ИЛИ". Ее схемное обозначение имеет вид:

Здесь A_i и B_i - i-е разряды складываемых чисел, S_i - сумма.

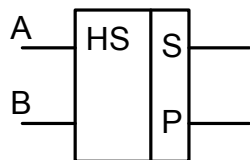


Суммирование двоичных чисел выполняется поразрядно, от младшего разряда к старшему. Сумма может быть записана одним числом - S_i (т.е. "0" или "1") или двумя - P_i S_i . Функция P называется переносом в старший разряд.

Пример: Выполним сложение двух цифр: $7 + 5$

отки чисел сумматоры могут быть последовательного или параллельного типа. В последовательных сумматорах сложение чисел производится поразрядно, последовательно во времени. В сумматорах параллельного типа сложение всех разрядов происходит одновременно.

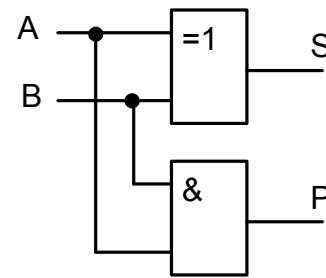
Простейшим суммирующим элементом является одноразрядный полусумматор. Он имеет два входа - A и B для двух слагаемых и два выхода: S и P (Рис. 17.10а). Полусумматор обозначается буквами HS (half-sum). Таблица истинности полусумматора приведена на рис. 17.10б.



а)

Входы		Выходы	
A	B	S	P
0	0	0	0
1	0	1	0
0	1	1	0
1	1	0	1

б)



в)

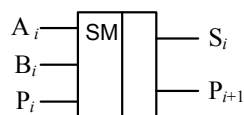
Рис. 17.10

Таблица истинности (рис. 17.10б) показывает, что функция S полностью совпадает с действиями (17.8). Поэтому можно записать:

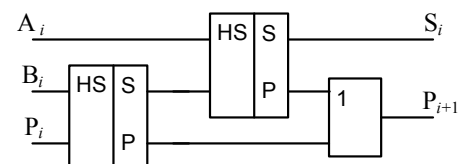
$$S = A\bar{B} + \bar{A}B = A \oplus B.$$

№	Входы			Выходы	
	A_i	B_i	P_i	S_i	P_{i+1}
0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	1	0
2	0	1	0	1	0
3	0	1	1	0	1
4	1	0	0	1	0
5	1	0	1	0	1
6	1	1	0	0	1
7	1	1	1	1	1

а)



б)



в)

Рис. 17.11

Функция $P = A \cdot B$. Отсюда следует, что в состав полусумматора должны входить два элемента: "исключающее ИЛИ" и "И" (рис. 17.10в).

Полный одноразрядный сумматор имеет три входа и два выхода (рис. 17.11а). На третий вход подается результат переноса предыдущего сумматора. На рис. 17.11б приведена таблица истинности сумматора. Схема одноразрядного сумматора содержит два полусумматора и элемент ИЛИ (см. рис. 17.11в).

На рис. 17.12а приведена схема четырех разрядного параллельного сумматора с последовательным переносом. Число сумматоров равно числу разрядов. Выход переноса каждого предыдущего сумматора соединен со входом переноса последующего сумматора. Вход переноса сумматора первого разряда заземлен (установлен логический "0"). Слагаемые A_i и B_i складываются во всех разрядах одновременно, а перенос P_i поступает с окончанием сложения в предыдущем разряде P_{i-1} .

Сумматоры выпускаются в виде готовых изделий в составе многих серий цифровых микросхем. Например, K155 ИМЗ – четырехразрядный параллельный сумматор (рис. 17.12б). Вход переноса P_0 имеется только у младшего

разряда, а выход только у старшего ($\overline{P_4}$). Это позволяет наращивать микросхемы и использовать их для выполнения различных арифметических операций.

Цифровые компараторы предназначены для сравнения двух чисел, заданных в двоичном коде одинаковой разрядности. Компараторы определяют равенство чисел, т. е. $A = B$, и неравенство, т. е. $A > B$ или $A < B$, и имеют три выхода и $2 \times n$ входов. Выпускаются цифровые компараторы в виде готовых микросхем, например К555 СП1 – четырехразрядный компаратор.