

В.Л.Котов, М.Г.Донцов

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА
*Электрические машины и аппараты. Основы промышленной
электроники*

Конспект лекций для студентов специальности 200503
«Стандартизация и сертификация»

Иваново 2009

Федеральное агентство по образованию
Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования
Ивановский государственный химико-технологический университет

В.Л.Котов, М.Г.Донцов

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА

Электрические машины и аппараты. Основы промышленной электроники

Конспект лекций для студентов специальности 200503
«Стандартизация и сертификация»

Иваново 2009

УДК 667.420

Электротехника и электроника. Электрические машины и аппараты. Основы промышленной электроники: Конспект лекций для студентов специальности 200503 «Стандартизация и сертификация» /Сост. В.Л.Котов, М.Г.Донцов; ГОУ ВПО Иван. гос. хим.-технол. ун-т. - Иваново, 2009 – 92 с.

Излагаются принципы работы магнитных цепей, трансформаторов, электрических машин и основ промышленной электроники в объеме, предусмотренном государственным образовательным стандартом по направлению «Метрология. Стандартизация и сертификация».

Конспект лекций предназначен для студентов дневного отделения, обучающихся по специальности 200503.

Рецензент:

кандидат технических наук, доцент Е.Л. Файн (Ивановская государственная текстильная академия)

Лекция 1. Магнитные цепи

Работа электрических машин и аппаратов, а также электроизмерительных приборов основана на использовании электромеханического и индукционного действий магнитного поля.

Чтобы использовать эти явления в рабочем объеме названных электротехнических устройств, необходимо создать магнитное поле заданной интенсивности и конфигурации.

Часть электротехнического устройства, содержащая ферромагнитные тела, предназначенная для создания магнитного поля, называется **магнитной цепью**.

Магнитная цепь состоит из элементов, возбуждающих магнитное поле, которые называются **источником магнитодвижущей силы (МДС)** и **магнитопровода**. Источниками магнитодвижущей силы могут быть постоянные магниты или катушки с током. Магнитопровод – ферромагнитный сердечник, который создает замкнутый путь для магнитных силовых линий поля.

Конструктивно магнитные цепи могут быть разветвленными и неразветвленными, однородными и неоднородными, с одним или несколькими источниками МДС (рис. 1.1).

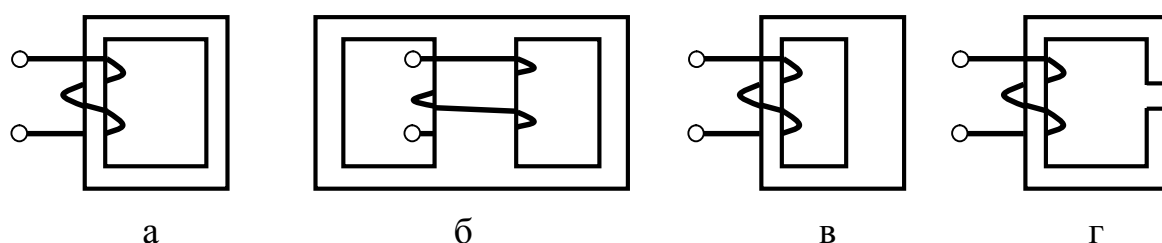


Рис. 1.1. Магнитная цепь с одним источником МДС:

а, в, г – неразветвленные; б – разветвленная; в – неоднородная (правый стержень магнитопровода имеет большее сечение); г – неоднородная (магнитная цепь имеет воздушный зазор).

1.1. Основные характеристики магнитного поля

Основной величиной, характеризующей интенсивность магнитного поля, является магнитная индукция **В**. Величина магнитной индукции численно равна силе, с которой магнитное поле действует на проводник длиной 1 м, расположенный перпендикулярно магнитным силовым линиям, по которому протекает ток в 1 А. В системе СИ магнитная индукция измеряется в теслах, 1 Тл (тесла) = $1 \frac{\text{В} \cdot \text{с}}{\text{м}^2}$. Магнитная индукция величина векторная, ее направление в любой точке магнитного поля совпадает с направлением касательной к магнитной силовой линии. Магнитная индукция определяет интенсивность поля в заданной точке пространства, поэтому она является точечной

характеристикой поля. При расчете электротехнических устройств наряду с точечной характеристикой магнитного поля пользуются, объемной характеристикой - **магнитным потоком Φ** .

Магнитный поток Φ , пронизывающий площадку S , расположенную перпендикулярно силовым линиям поля, определяется как:

$$\Phi = BS. \quad (1.1)$$

В системе СИ магнитный поток измеряется в веберах (Вб), $1 \text{ Вб} = 1 \text{ В} \cdot \text{с}$. Магнитная индукция, создаваемая проводниками, по которым течет ток, зависит от величины токов, геометрических размеров проводников и от свойств среды, в которой создается поле.

$$B = \mu_a H, \quad (1.2)$$

где H – напряженность магнитного поля, величина, зависящая от тока и геометрических размеров проводников; μ_a – магнитная проницаемость – величина, характеризующая свойства среды, в которой создается магнитное поле. В системе СИ напряженность магнитного поля измеряется в амперах на метр, а магнитная проницаемость в генри на метр.

1.2. Намагничивание ферромагнитных материалов

Магнитная индукция, образованная данным током в вакууме, отличается от индукции, образованной тем же током в ферромагнитной среде из-за ее намагничивания:

$$B = B_0 + B_{cp}, \quad (1.3)$$

где B_0 – индукция, создаваемая током в вакууме; B_{cp} – индукция, создаваемая намагниченной средой.

Сущность намагничивания среды состоит в ориентации спиновых магнитных моментов во внешнем поле. Степень намагничивания характеризуется вектором **намагниченности \mathbf{J}** – магнитным моментом элементарных токов, отнесенных к единице объема вещества.

Если магнитная индукция, создаваемая данным током в вакууме, равна:

$$B_0 = \mu_0 H, \quad (1.4)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$ – магнитная проницаемость вакуума, то магнитная индукция, создаваемая тем же током в ферромагнитной среде, будет:

$$B = \mu_0(H + J) = \mu_0 H + \mu_0 J. \quad (1.5)$$

Следовательно, ферромагнитная среда при намагничивании усиливает магнитную индукцию, создаваемую током. Усиление индукции будет тем больше, чем больше намагниченность ферромагнетика. Свойство ферромагнитных материалов усиливать магнитное поле характеризуется относительной магнитной проницаемостью μ_r . Она показывает, во сколько раз магнитная индукция \mathbf{B} , создаваемая данным током в данном ферромагнитном материале, больше магнитной индукции \mathbf{B}_0 , создаваемой тем же током в вакууме:

$$\mu_r = \frac{B}{B_0}. \quad (1.6)$$

Иными словами, относительная магнитная проницаемость показывает, во сколько раз ферромагнитный материал способен усилить магнитное поле.

В электротехнике для усиления магнитных полей используют ферромагнитные материалы с относительной проницаемостью 700 – 800 000. Их характерной особенностью является сильная зависимость магнитной индукции от напряженности внешнего поля.

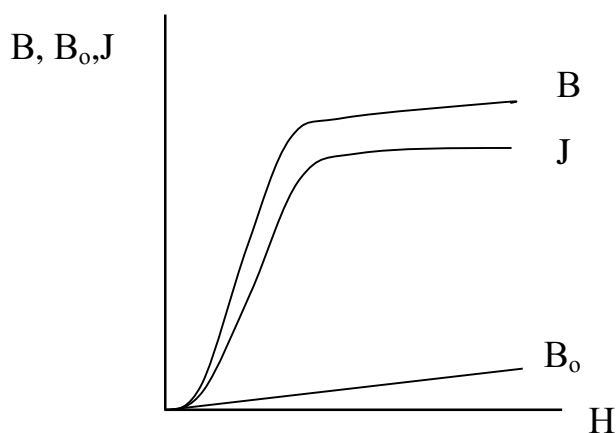


Рис. 1.2. Зависимость магнитной индукции в вакууме B_0 , намагниченности ферромагнетика J , и магнитной индукции B от напряженности H внешнего поля

Как видно из рис. 1.2, намагниченность ферромагнитного материала быстро растет в слабых полях, а когда все спиновые моменты будут сориентированы вдоль внешнего поля, ее рост прекращается.

Зависимость $B=f(H)$ называется кривой первоначального намагничивания. В слабых полях индукция B увеличивается за счет намагничивания ферромагнетика, а когда он намагнитится до насыщения, индукция растет только за счет B_0 , создаваемой внешним полем.

Кривая первоначального намагничивания позволяет определить абсолютную μ_a и относительную μ_r магнитные

проницаемости при заданной напряженности внешнего поля:

$$\mu_a = \frac{B}{H} \quad \text{и} \quad \mu_r = \frac{\mu_a}{\mu_0} \quad (1.7)$$

знание которых, необходимо при практических расчетах электромагнитных устройств. Кривые первоначального намагничивания ферромагнитных

материалов, выпускаемых для электротехнической промышленности, можно найти в электротехнических справочниках.

Если после намагничивания ферромагнитного материала до насыщения и достижения максимальной индукции B_m уменьшать напряженность внешнего поля до 0, то магнитная индукция будет уменьшаться по кривой 1-2 и не будет совпадать с кривой первоначального намагничивания 0-1 (рис.1.3).

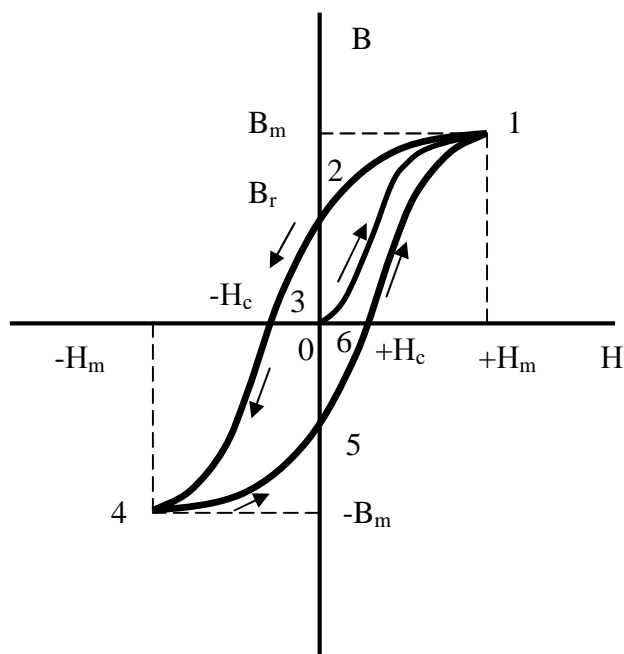


Рис. 1.3. Петля гистерезиса

Значение напряженности внешнего поля, при которой ферромагнетик полностью размагнитится, называется **коэрцитивной силой** $-H_c$. При изменении напряженности поля от $-H_c$ до $-H_m$ ферромагнетик будет опять намагничиваться по кривой 3-4, достигая максимальной индукции $-B_m$, а при изменении напряженности поля от $-H_m$ до 0 он вновь будет размагничиваться до значения индукции $-B_r$, а при достижении напряженности поля $+H_c$ он вновь будет полностью размагничен. Дальнейшее намагничивание ферромагнитного материала пойдет по кривой 6-1.

Замкнутая кривая, характеризующая изменение магнитной индукции в зависимости от напряженности внешнего поля, называется **петлей гистерезиса**. Ее площадь пропорциональна энергии, которая затрачивается на один цикл перемагничивания единицы объема ферромагнитного материала.

1.3. Основные ферромагнитные материалы

В зависимости от величины коэрцитивной силы ферромагнитные материалы делят на магнитомягкие $H_c < 400$ А/м и магнито жесткие $H_c > 400$ А/м.

Магнитомягкие материалы имеют узкую петлю гистерезиса, что говорит о малых потерях на перемагничивание; индукция насыщения B_m у таких материалов велика и лишь незначительно отличается от остаточной

индукции B_r , а коэрцитивная сила H_c мала, поэтому они легко перемагничиваются.

Самым распространенным магнитомягким материалом является листовая **электротехническая сталь**, которая применяется для изготовления магнитопроводов электрических машин и аппаратов. Для уменьшения вихревых токов, возникающих в магнитопроводах при работе в переменных магнитных полях, вводят в ее состав при варке до 4,5% кремния.

Магнитопроводы, работающие в слабых магнитных полях, должны иметь большую относительную магнитную проницаемость на начальном участке кривой намагничивания - $\mu_{a \text{ нач}}$. Этому требованию в наибольшей степени удовлетворяют железо-никелевые сплавы с добавками молибдена или ванадия, которые называются **пермаллоями**.

Для получения очень сильных магнитных полей применяют железо-кобальтовые сплавы, называемые **пермендюрами**. Они позволяют получать магнитные поля с индукцией насыщения до 2,5 Тл.

Магнито жесткие материалы имеют высокую остаточную индукцию и коэрцитивную силу и применяются для изготовления постоянных магнитов. Наиболее распространены магнито жесткие сплавы Fe-Ni-Al (альни), Fe-Ni-Al-Co (альнико), Fe-Ni-Al-Si (альниси), которые обладают коэрцитивной силой до 200 кА/м и магнитной энергией в зазоре между полюсами магнита свыше 80 кДж/м³. Для работы в ответственной аппаратуре применяют постоянные магниты из сплавов кобальта с самарием, гадолинием и диспрозием, которые обладают высочайшими магнитными характеристиками, но очень дороги. Широкое распространение получили также магниты из порошков, которые получают прессованием порошков сплавов альни, альнико и кобальт-самарий, а также магниты из ферритов бария и кобальта.

Особую группу магнитных материалов составляют магнитомягкие материалы со специальными свойствами. Наиболее распространены в этой группе материалы с прямоугольной петлей гистерезиса, которые применяют в вычислительной технике, т. к. они четко и быстро переходят из одного магнитного состояния $-B_m$ в другое $+B_m$. К этой группе относятся также **термомагнитные и магнитострикционные материалы**. Термомагнитные материалы (сплавы никеля с медью) изменяют свои свойства при изменении температуры и применяются в измерительной технике для компенсации влияния температуры на показания приборов. Магнитострикционные материалы изменяют геометрические размеры под действием внешнего магнитного поля и применяются в генераторах акустических колебаний звуковой и ультразвуковой частот.

1.4. Закон полного тока

Свойство тока создавать магнитное поле называется **намагничивающей силой тока Θ** . В системе СИ намагничивающая сила измеряется в амперах.

Закон полного тока гласит: интеграл от напряженности магнитного поля по любому замкнутому контуру равен алгебраической сумме токов, пронизывающих этот контур.

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum_{i=1}^n I_i = \Theta, \quad (1.8)$$

где i – номер тока; n – количество токов; l – средняя длина силовой линии.

Положительными считаются токи, направления магнитных полей которых совпадают с направлением обхода контура. Положительные направления тока и магнитного поля, создаваемого этим током, связаны правилом правостороннего винта. Если положительное направление тока совпадает с направлением поступательного движения винта, то направление его вращения совпадает с положительным направлением магнитного поля.

В большинстве электромагнитных устройств напряженность поля вдоль силовой линии изменяется в зависимости от свойств участков, по которым она проходит. В таких случаях магнитная цепь разбивается на ряд однородных участков, в пределах которых условия прохождения магнитных силовых линий не меняются (рис. 1.4).

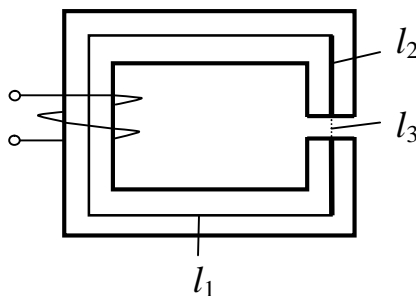


Рис. 1.4. Неоднородная магнитная цепь (выделены однородные участки: l_1, l_2, l_3).

В этом случае интеграл по замкнутому контуру можно заменить суммой интегралов по отдельным участкам. Учитывая, что в реальных устройствах для создания полей используются катушки с токами, намагничивающая сила которых:

$$\Theta = I w \quad (1.9)$$

где w – число витков катушки, закон полного тока может быть записан следующим образом:

$$I w = \int_0^{l_1} H_1 dl_1 + \int_0^{l_2} H_2 dl_2 + \int_0^{l_3} H_3 dl_3. \quad (1.10)$$

Так как в пределах каждого участка напряженность поля не меняется, после интегрирования получим:

$$I w = H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_3 l_3. \quad (1.11)$$

Если магнитная цепь однородна, тогда $I w = H l$ и

$$H = \frac{I w}{l} \quad (1.12)$$

т. е. напряженность магнитного поля – есть намагничивающая сила, приходящаяся на единицу длины силовой линии.

1.5. Расчет неразветвленной магнитной цепи с одним источником намагничивающей силы

При расчете магнитных цепей размеры магнитопровода и марка стали, из которой он изготовлен, должны быть известны. Свойства стали описываются кривой намагничивания, которую находят в справочнике по заданной марке. При этом различают прямую и обратную задачи. При решении прямой задачи по заданной величине магнитного потока или индукции требуется определить величину намагничивающей силы, которая необходима для их создания. При решении обратной задачи по заданной величине намагничивающей силы необходимо определить величину магнитного потока. При этом считают, что магнитный поток замыкается только по магнитопроводу, выпучиванием магнитных силовых линий у неоднородных цепей с воздушным зазором пренебрегают.

а) прямая задача

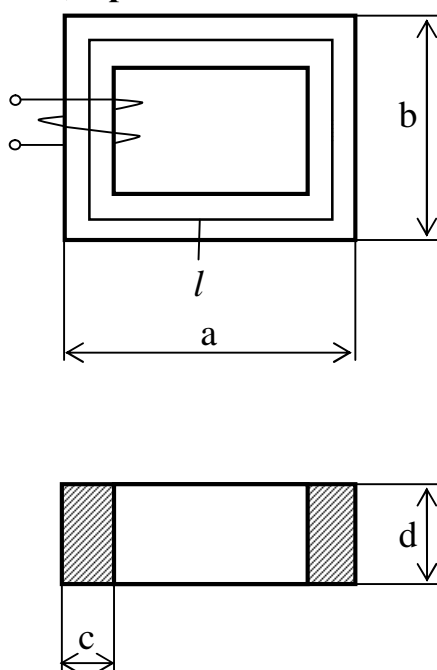


Рис. 1.5а. Чертеж магнитопровода

Дано: магнитный поток Φ , геометрические размеры магнитопровода и кривая намагничивания (рис. 15а и 15б).

Определить величину тока в катушке, имеющей w витков для создания потока Φ .

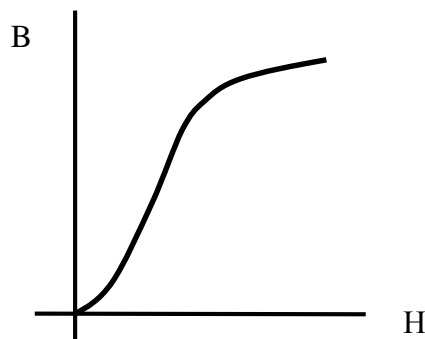


Рис. 1.5б. Кривая намагничивания

1. Определяем магнитную индукцию в сердечнике:

$$B = \frac{\Phi}{S},$$

где S – площадь поперечного сечения сердечника, по чертежу $S=cd$.

2. По кривой намагничивания, для рассчитанного значения B , находим напряженность H поля сердечника.

3. По закону полного тока находим намагничивающую силу катушки:

$$Hl = \Theta,$$

где l – средняя длина силовой линии.

По чертежу $l = 2(a - c) + 2(b - c)$.

4. Находим ток в катушке:

$$\Theta = I w, \quad I = \frac{\Theta}{w}.$$

б) обратная задача

Дано: число витков катушки w , ток, протекающий по катушке I , геометрические размеры магнитопровода и кривая намагничивания.

Определить величину магнитного потока в сердечнике.

1. Находим намагничивающую силу катушки:

$$\Theta = I w.$$

2. Находим напряженность поля в сердечнике:

$$H = \frac{\Theta}{l}.$$

3. По кривой намагничивания находим магнитную индукцию (B) в сердечнике.

4. Находим магнитный поток Φ :

$$\Phi = B S.$$

в) неоднородная неразветвленная магнитная цепь (прямая задача)

Дано: магнитный поток Φ , геометрические размеры магнитопровода (рис. 1.6), кривая намагничивания (рис. 1.5б).

Определить: величину тока в катушке, имеющей w витков для создания потока Φ .

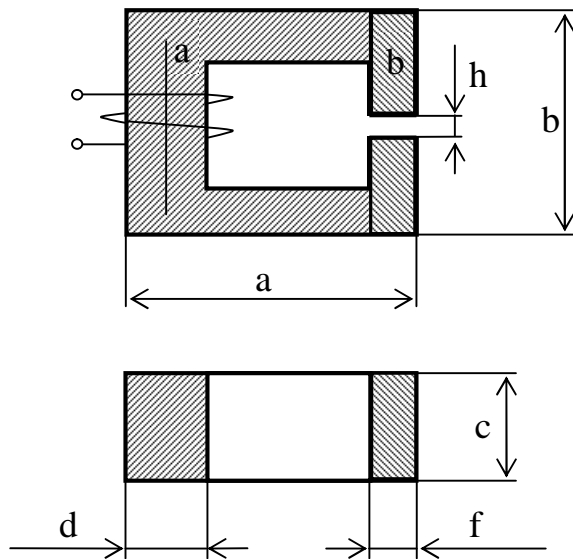


Рис. 1.6. Неоднородная цепь с воздушным зазором на участках «а» и «b».

Решение:

1.Разбиваем цепь на три однородных участка «а», «b» и «h».

2.Определяем сечения участков «а» и «b»:

$$S_a = cd; S_b = cf.$$

3.Находим магнитную индукцию на участках «а» и «b»:

$$B_a = \frac{\Phi}{S_a}; \quad B_b = \frac{\Phi}{S_b}.$$

4.По кривой намагниченности находим напряженность полей H_a и H_b

5.Находим напряженность поля в воздушном в зазоре:

$$H_3 = \frac{B_b}{\mu_0}.$$

6.Находим намагничивающую силу:

$$\Theta = H_a l_a + H_b l_b + H_3 h;$$

где $l_a = b - f$; $l_b = 2(a - d/2 - f/2) + (b - h)$.

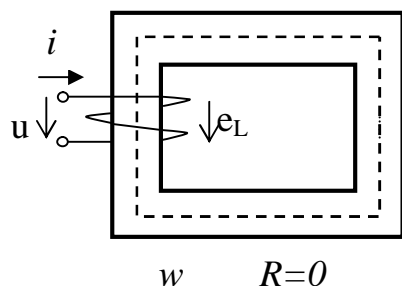
7.Находим ток в катушке:

$$I = \frac{\Theta}{w}.$$

Обратная задача может быть решена методом последовательных приближений или графоаналитическими методами.

1.6. Катушка со стальным сердечником при синусоидальном напряжении

Катушка со стальным сердечником является важнейшим элементом трансформаторов, электрических машин, электромагнитных реле, магнитных усилителей и многих других электротехнических устройств. Ее работа при синусоидальном напряжении имеет ряд особенностей, которые необходимо учитывать при расчете и эксплуатации электрооборудования.



Допустим, что активное сопротивление катушки пренебрежительно мало, а ее магнитный поток целиком замыкается по сердечнику (рис. 1.7). При подключении ее к источнику синусоидального напряжения

$$u = U_m \sin \omega t \quad (1.13)$$

Рис. 1.7. Идеализированная катушка с ферромагнитным сердечником

в ней будет протекать переменный ток, намагничивающая сила которого будет создавать переменный магнитный поток Φ . Пересекая витки катушки, поток будет наводить в ней ЭДС самоиндукции e_L , направление которой совпадает с направлением тока.

$$e_L = -w \frac{d\Phi}{dt} \quad (1.14)$$

На основании второго закона Кирхгофа можно записать:

$$u = -e_L = w \frac{d\Phi}{dt} \quad (1.15)$$

Совместное решение уравнений (1.13) и (1.15) дает:

$$\Phi = \frac{U_m}{w \cdot \omega} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right). \quad (1.16)$$

Обозначим

$$\Phi_m = \frac{U_m}{w \omega}, \quad (1.17)$$

тогда для магнитного потока в сердечнике будем иметь:

$$\Phi = \Phi_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right). \quad (1.18)$$

Поток в сердечнике катушки изменяется по синусоидальному закону и отстает по фазе от приложенного напряжения на четверть периода.

Синусоидальный поток циклически перемагничивает сердечник, в котором при этом происходит необратимое преобразование энергии в тепло. Затраты на перемагничивание **называются потерями на гистерезис**. Кроме того, переменный поток вызывает появление в сердечнике вихревых токов, которые также способствуют его нагреву. Суммарная энергия, расходуемая на гистерезис и вихревые токи, **называется потерями в стали**, которые уменьшают КПД электротехнических устройств. Для уменьшения потерь магнитопроводы с переменным током изготавливают из специальной электротехнической стали, а для снижения вихревых токов они собираются из отдельных, изолированных друг от друга слоев лака, листов.

Решая уравнение (1.17), относительно напряжения и переходя к действующему его значению, получим:

$$U = \frac{2\pi f w}{\sqrt{2}} \Phi_m = 4,44 f w \Phi_m .$$

Так как по абсолютной величине ЭДС самоиндукции равна приложенному напряжению, можно записать:

$$E = 4,44 f w \Phi_m \quad (1.19)$$

Выражение (1.19) называется уравнением трансформаторной ЭДС и используется при расчете всех электромагнитных устройств с переменным магнитным потоком.

Лекция 2. Трансформатор.

2.1. Назначение. Области применения. Принцип действия.

Номинальные величины

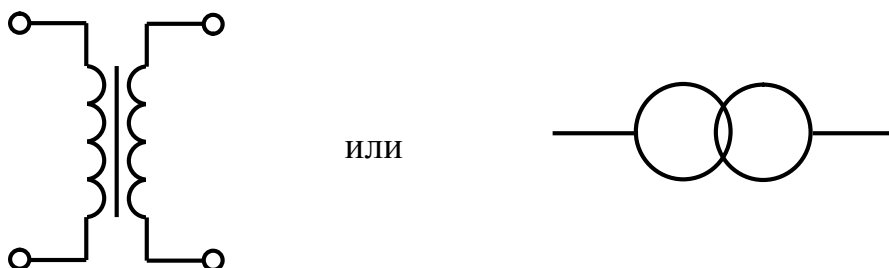
Трансформатор это статический электромагнитный аппарат, который посредством магнитного поля преобразует переменный ток одного напряжения в переменный ток другого напряжения той же частоты.

Трансформаторы используются при передаче электроэнергии от станции к потребителю, при ее распределении между отдельными потребителями, для питания отдельных особо мощных потребителей, в технике связи, радиотехнике и телевидении, в измерительной технике.

Столь широкие области применения трансформаторов требуют широкого диапазона их мощностей. Трансформаторы изготавливаются на мощности от сотен мВА до нескольких ВА, а трансформаторы систем автоматики на доли ВА.

Конструктивно трансформаторы бывают однофазные и трехфазные; в зависимости от количества обмоток они делятся на двухобмоточные и многообмоточные, а в зависимости от способа охлаждения они бывают сухие и масляные.

На схемах трансформаторы обозначаются символами:



Трансформатор состоит из стального замкнутого сердечника и двух или нескольких не связанных электрически между собой обмоток (рис. 2.1). Они также тщательно изолированы от сердечника.

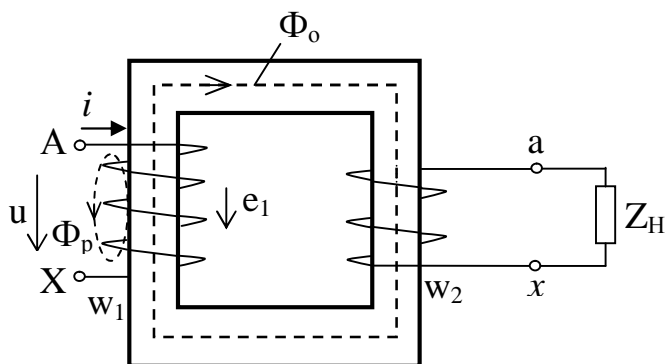


Рис. 2.1. Электромагнитная схема трансформатора

Сердечник служит для усиления магнитного потока, который связывает обмотки между собой. Для уменьшения в нем вихревых токов сердечник изготавливается из отдельных, изолированных друг от друга листов электротехнической стали.

Обмотка, которая подключается к источнику энергии, называется первичной и обозначается символом w_1 , обмотка, от которой электроэнергия отводится, называется вторичной и обозначается символом w_2 .

Начало и конец обмотки высшего напряжения обозначаются буквами «А» и «Х», а начало и конец обмотки низшего напряжения обозначаются буквами «а» и «х».

Трансформатор может иметь несколько вторичных обмоток, каждая из которых замыкается на свою нагрузку.

Под действием подведенного переменного напряжения u_1 в первичной обмотке возникает переменный ток i_1 . Намагничивающая сила $i_1 w_1$ этого тока создает переменный магнитный поток Φ , большая часть которого замыкается по сердечнику, образуя **основной магнитный поток Φ_0** . Меньшая часть потока замыкается в воздухе, охватывая только витки первичной обмотки, и называется **потокотом первичного рассеяния Φ_{p1}** .

Основной магнитный поток Φ_0 охватывает витки обеих обмоток и индуцирует в них переменные e_1 и e_2 . На основании закона электромагнитной индукции можно записать:

$$e_1 = -w_1 \frac{d\Phi_0}{dt}; \quad e_2 = -w_2 \frac{d\Phi_0}{dt}. \quad (2.1)$$

Отношение ЭДС в обмотках трансформатора называется коэффициентом трансформации:

$$k_{12} = \frac{e_1}{e_2} = \frac{w_1}{w_2} = \text{const}. \quad (2.2)$$

Для данного трансформатора коэффициент трансформации k_{12} есть величина постоянная.

В паспорт трансформатора в качестве коэффициента трансформации заносится отношение ЭДС обмотки высшего напряжения к ЭДС обмотки низшего напряжения.

Потоки рассеяния, замыкающиеся в воздухе, сцеплены только с одной из обмоток, и также индуцируют в них ЭДС, которые называются ЭДС рассеяния e_{p1} и e_{p2} .

Величины, характеризующие условия работы, на которые трансформатор рассчитан, называются номинальными, они заносятся в паспорт трансформатора.

Номинальной полезной мощностью трансформатора называется полная мощность на зажимах вторичной обмотки S_{2H} при номинальном напряжении U_{2H} и номинальном токе I_{2H} .

$$S_{2H} = U_{2H} I_{2H}. \quad (2.3)$$

Так как КПД трансформатора очень высок, то можно считать, что:

$$S_{1H} \approx S_{2H} = U_{1H} I_{1H} = U_{2H} I_{2H}$$

или

$$S_H = U_H I_H \quad (2.4)$$

Номинальным током обмотки называется ток, связанный с номинальной мощностью и номинальным напряжением соотношением:

$$I_{1H} = \frac{S_H}{U_{1H}}; \quad I_{2H} = \frac{S_H}{U_{2H}}. \quad (2.5)$$

2.2. Холостой ход трансформатора

Холостым ходом трансформатора называется такой режим работы, при котором к зажимам первичной обмотки подведено номинальное напряжение, а вторичная обмотка разомкнута. В этом режиме в первичной обмотке протекает

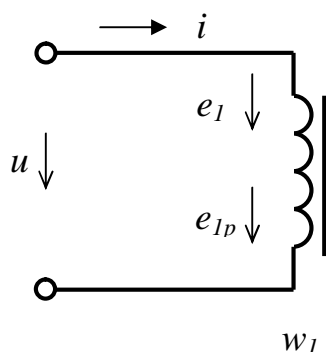
ток холостого хода i_0 , намагничивающая сила которого $i_0 w_1$ создает магнитный поток, меньшая часть которого замыкается в воздухе, охватывая только витки первичной обмотки, а большая его часть замыкается в сердечнике, охватывая витки обеих обмоток и создает ЭДС самоиндукции e_1 и e_2 . При изучении цепей переменного тока, для цепи с идеальным индуктивным элементом, поток которого замыкается в воздухе, было получено соотношение:

$$e_L = -u_L \frac{di}{dt} \quad \text{или} \quad u_L = L \frac{di}{dt}.$$

Так как ЭДС рассеяния создается потоком, замыкающимся в воздухе, для него можно записать аналогичное выражение:

$$e_{1p} = -L_{1p} \frac{di}{dt}, \quad (2.6)$$

где L_{1p} – индуктивность рассеяния.



Для ЭДС e_1 , создаваемой потоком, замыкающимся в ферромагнитном сердечнике, такого выражения записать нельзя. Кроме того, обмотка трансформатора обладает активным сопротивлением R_1 , при протекании по которому тока в нем возникает падение напряжения $i R_1$.

На основании второго закона Кирхгофа для контура первичной обмотки (рис. 2.2) можно записать:

Рис.2.2. Контур первичной обмотки

$$e_1 + e_{1p} = -u_1 + iR_1.$$

Следовательно,

$$u_1 = -e_1 - e_{1p} + iR_1.$$

Учитывая (2.6), получим:

$$u_1 = -e_1 + L_{1p} \frac{di}{dt} + iR_1. \quad (2.7)$$

Уравнение (2.7) позволяет считать, что реальная обмотка трансформатора может быть представлена в виде двух катушек: $R_1 - L_p$ – линейной катушки, поток которой замыкается в воздухе и идеализированной – с числом витков w_1 и $R=0$, магнитный поток которой замыкается в сердечнике (рис. 2.3).

Пусть напряжение на зажимах идеализированной катушки u^* изменяется по закону:

$$u^* = U_m \sin \omega t. \quad (2.8)$$

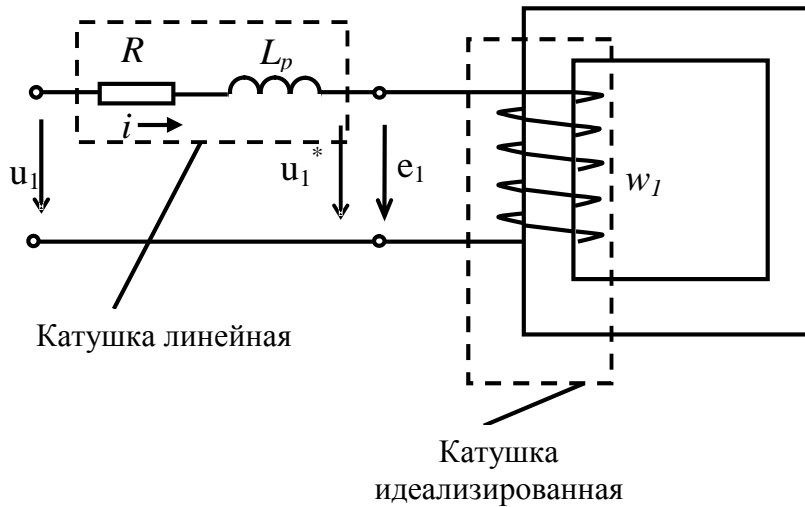


Рис. 2.3. Электромагнитная схема линейной и идеализированной катушек

На основании второго закона Кирхгофа для контура идеализированной катушки можно записать:

$$u^* = -e_1; \quad a \quad e_1 = -w_1 \frac{d\Phi_o}{dt}.$$

Следовательно,

$$u^* = w_1 \frac{d\Phi_o}{dt}. \quad (2.9)$$

Отсюда основной магнитный поток:

$$\Phi_o = \frac{1}{w_1} \int u^* dt. \quad (2.10)$$

Подставляя в (2.10) уравнение (2.8), получаем:

$$\Phi_o = \frac{1}{w_1} \int U_m \sin \omega t dt = \frac{U_m}{\omega \cdot w_1} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right). \quad (2.11)$$

Обозначим

$$\Phi_m = \frac{U_m}{w\omega}, \quad (2.12)$$

тогда

$$\Phi_o = \Phi_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right). \quad (2.13)$$

Поток в сердечнике отстает от изменения напряжения на зажимах идеализированной катушки u^* на одну четверть периода.

В уравнении (2.12) перейдем от амплитудного значения напряжения к действующему и получим:

$$\Phi_m = \frac{U_m}{\omega} = \frac{\sqrt{2}U}{2\pi f w_1} = \frac{U}{\frac{2\pi}{\sqrt{3}} f w_1} = \frac{U}{4,44 f w_1}$$

т. к. $|u^*| = |e_1|$, то

$$E_1 = 4,44 f \cdot w_1 \cdot \Phi_m. \quad (2.14)$$

Полученное уравнение называется уравнением трансформаторной ЭДС. Оно используется при расчетах электромагнитных устройств.

Для контура первичной обмотки, представленного на рис. 2.3, запишем уравнение второго закона Кирхгофа:

$$-\underline{U}_1 + \underline{I}R_1 + j\underline{I}X_{1p} = \underline{E}_1.$$

Решая это уравнение относительно \underline{U}_1 , получим уравнение электрического состояния первичной обмотки:

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{I}R_1 + j\underline{I}X_{1p}. \quad (2.15)$$

Так как ток холостого хода силовых трансформаторов мал, то слагаемыми падения напряжения можно пренебречь, тогда $U_1 \approx -E_1$, т. е. приложенное к зажимам первичной обмотки напряжение уравновешивает ЭДС, наводимую потоком в сердечнике.

2.3. Опыт холостого хода трансформатора

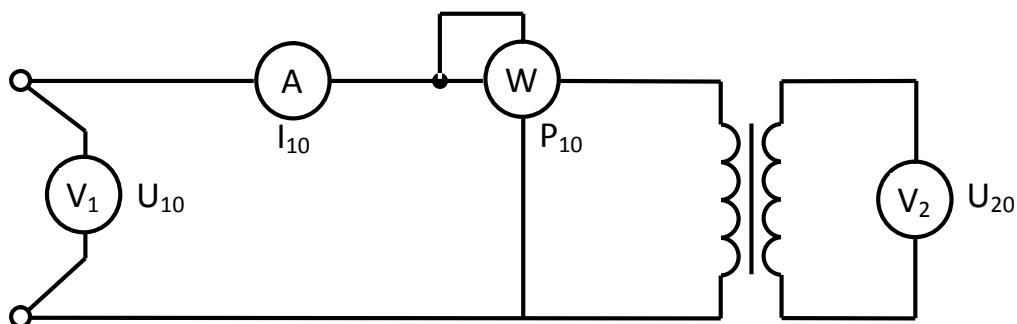


Рис. 2.4. Схема проведения опыта холостого хода

Опыт холостого хода трансформатора служит для определения коэффициента трансформации, потерь мощности в сердечнике и определения параметров намагничивающей цепи в схеме замещения. При проведении опыта первичная обмотка трансформатора ставится под номинальное напряжение, а к зажимам вторичной обмотки подключается вольтметр (рис. 2.4).

Так как ток холостого хода трансформатора мал, то можно считать, что $U_{10} \approx E_1$ и $U_{20} \approx E_2$. Тогда,

$$k_{12} = \frac{U_{10}}{U_{20}} = \frac{E_1}{E_2}$$

Так как в опыте холостого хода ток в первичной обмотке трансформатора мал, то и потери в обмотке малы, а ваттметр в цепи первичной обмотки показывает потери в сердечнике. Данные опыта холостого хода заносятся в паспорт трансформатора. Ток холостого хода записывается в процентах от номинального.

$$i = \frac{I_{10}}{I_{1н}} 100 . \quad (2.16)$$

2.4. Намагничивающие силы в трансформаторе

Падение напряжения в первичной обмотке трансформатора мало, следовательно, можно считать, что напряжение на зажимах идеализированной катушки u^* равно приложенному первичному напряжению u_1 . Тогда,

$$\Phi = \frac{1}{w_1} \int u_1 dt,$$

т. к. $U_{1m} = \text{const}$, то и $\Phi_{m \text{ осн}} = \text{const}$.

Напряженность поля в сердечнике работающего трансформатора можно определить на основании закона полного тока:

$$H = \frac{i_1 w_1 + i_2 w_2}{l_c}. \quad (2.17)$$

При постоянной амплитуде основного потока, амплитуда напряженности поля также будет постоянной и не будет зависеть от величины нагрузки.

На холостом ходу вторичный ток равен нулю $i_2 = 0$, а $i_1 = i_{10}$, а напряженность поля:

$$H = \frac{i_{10} w_1}{l_c},$$

так как напряженность поля не зависит от нагрузки можно записать:

$$\frac{i_{10}w_1}{l_c} = \frac{i_1w_1 + i_2w_2}{l_c} \quad \text{ИЛИ} \quad i_{10}w_1 = i_1w_1 + i_2w_2. \quad (2.18)$$

Уравнение (2.18) носит название уравнения намагничивающих сил. Поделив обе части на w_1 и перейдя к действующим значениям, получим уравнение первичного тока:

$$\underline{I_1} = \underline{I_{10}} + \left(-\underline{I_2} \frac{w_2}{w_1}\right) \quad (2.19)$$

При увеличении вторичного тока I_2 , магнитный поток которого по принципу Ленца направлен навстречу потоку, создаваемому первичным током, поток в сердечнике будет уменьшаться. Но так как $E_1 = 4,44 f \cdot w_1 \cdot \Phi_m$ уменьшение потока вызовет уменьшение ЭДС E_1 , однако:

$$\underline{U_1} = -\underline{E_1} + \underline{I_1} \cdot R_1 + j\underline{I_1}X_{1p}$$

и уменьшение ЭДС приведет к увеличению первичного тока, в результате чего магнитный поток останется неизменным.

Таким образом, составляющая первичного тока $-\underline{I_2} \frac{w_2}{w_1}$, называемая приведенным вторичным током, компенсирует размагничивающее действие вторичного тока. Другая его составляющая I_{10} создает поток в сердечнике.

2.5. Короткое замыкание трансформатора

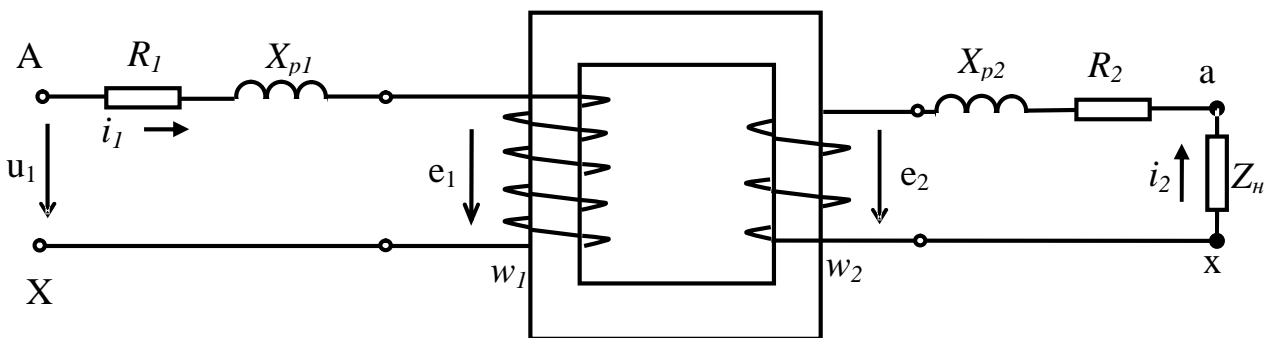


Рис. 2.5. Электромагнитная схема трансформатора

Короткое замыкание трансформатора при эксплуатации - это тяжелая авария, которая, в случае отказа защиты, может привести к его разрушению. Процессы, протекающие в трансформаторе при коротком замыкании, удобно

рассматривать на его модели, состоящей из двух линейных и двух идеализированных катушек (рис.2.5).

Запишем уравнение второго закона Кирхгофа для контура вторичной обмотки в рабочем режиме:

$$e_2 = i_2 R_2 + i_2 X_{p2} + i_2 Z_2. \quad (2.20)$$

При коротком замыкании сопротивление между зажимами вторичной обмотки станет равным нулю, и уравнение (2.20) примет вид:

$$e_2 = i_2 R_2 + i_2 X_{p2}. \quad (2.21)$$

Следовательно, короткое замыкание сопровождается уменьшением ЭДС вторичной обмотки. Так как $\frac{e_1}{e_2} = k_{12} = \mathbf{const}$, то $e_{1к} = k_{12}e_{2к}$ и, следовательно, короткое замыкание сопровождается уменьшением ЭДС первичной обмотки. Поскольку поток в сердечнике пропорционален ЭДС, то при коротком замыкании поток в сердечнике будет уменьшаться, а трансформатор размагничиваться. Ранее в параграфе 2.2. отмечено, что ЭДС E_1 уравновешивает приложенное напряжение, следовательно, при уменьшении E_1 равновесие нарушится, что приведет в резкому всплеску тока.

2.6. Опыт короткого замыкания трансформатора

Опыт короткого замыкания служит для определения потерь мощности в обмотках трансформатора, а также для определения их параметров в схеме замещения.

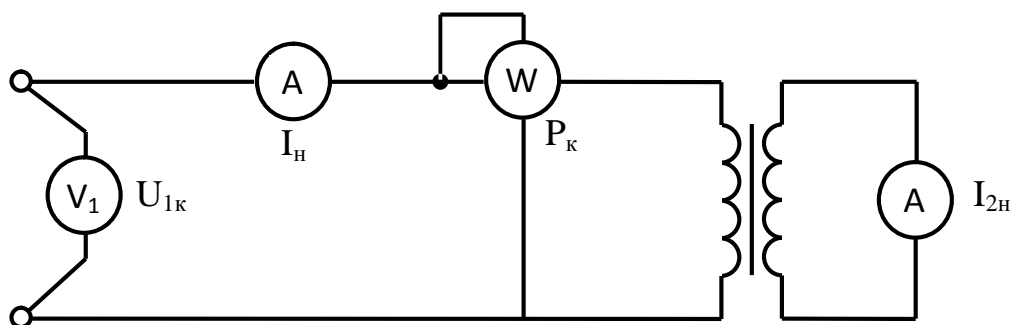


Рис. 2.6.Схема проведения опыта короткого замыкания

При проведении опыта вторичная обмотка замыкается на амперметр, а к первичной обмотке подводится пониженное напряжение, но такое, чтобы в первичной обмотке протекал номинальный ток (рис. 2.6).

Поскольку поток в сердечнике будет минимален, то и потери на перемагничивание будут незначительными, и можно считать, что ваттметр будет показывать потери мощности на нагрев обмоток.

Полное сопротивление короткого замыкания можно определить по закону Ома:

$$Z_K = \frac{U_K}{I_K}. \quad (2.22)$$

Активное сопротивление короткого замыкания по закону Джоуля-Ленца:

$$R_K = \frac{P_K}{I_{1Н}^2}, \quad (2.23)$$

а индуктивное сопротивление короткого замыкания по соотношениям, вытекающим из треугольника сопротивлений:

$$X_K = \sqrt{Z_K^2 - R_K^2}. \quad (2.24)$$

Данные опыта короткого замыкания заносятся в паспорт трансформатора: мощность в ваттах, а напряжение в процентах от номинального:

$$u_K = \frac{U_{1К}}{U_{1Н}} 100. \quad (2.25)$$

2.7. Работа трансформатора под нагрузкой

Работа под нагрузкой является основным режимом работы трансформатора. Уравнения электрического состояния обмоток трансформатора, работающего под нагрузкой, могут быть получены из рассмотрения его электромагнитной схемы, представленной на рис. 2.5.

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{I}_1 R_1 + j\underline{I}_1 X_{1p}, \quad (2.26)$$

$$\underline{U}_2 = \underline{E}_2 - \underline{I}_2 R_2 - j\underline{I}_2 X_{2p}. \quad (2.27)$$

Уравнения токов было получено ранее при анализе намагничивающих сил трансформатора:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{10} + \underline{I}_2^*. \quad (2.28)$$

Уравнения (2.26 – 2.28) показывают, что роль ЭДС в первичной и вторичной обмотках различна, т. к. в уравнения они вошли с разными знаками. В первичной обмотке ЭДС уравновешивает приложенное напряжение, а во вторичной играет роль источника энергии. Так как обе ЭДС созданы потоками

в сердечнике, то энергия из первичной обмотки во вторичную переносится магнитным потоком. Эти уравнения показывают также, что потоки рассеяния участия в переносе энергии не принимают, т. к. ЭДС рассеяния в уравнения не вошли. Следовательно, потоки рассеяния вредны и при изготовлении трансформаторов принимают меры для их подавления.

Уравнение (2.28) показывает, что в полном соответствии с законами сохранения любое изменение вторичного тока приводит к изменению тока первичного.

2.8. Потери и КПД трансформатора

Коэффициентом полезного действия трансформатора называется отношение активных мощностей вторичной и первичной обмоток:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}. \quad (2.29)$$

Мощность P_1 , отбираемая трансформатором из сети:

$$P_1 = P_2 + \sum \Pi, \quad (2.30)$$

где $\sum \Pi$ - суммарные потери.

Суммарные потери складываются из гистерезисных потерь в сердечнике и потерь на нагрев обмоток трансформатора. Потери в сердечнике P_{10} пропорциональны его массе, определяются в опыте холостого хода и для данного трансформатора являются постоянной величиной.

Потери на нагрев медных обмоток пропорциональны квадрату тока:

$$P_K = I_{1H}^2 R_K. \quad (2.31)$$

Умножим и разделим 2.31 на I_{1H}^2 и получим:

$$\Pi_{Cu} = \frac{I_1^2}{I_{1H}^2} I_{1H}^2 R_K. \quad (2.32)$$

$\frac{I_1}{I_{1H}} = \beta$ - коэффициент загрузки (нагрузки) трансформатора.

Подставляя в (2.31) выражение (2.32), получим:

$$\Pi_{Cu} = \beta^2 P_K$$

Мощность P_2 , передаваемая трансформатором приемнику,

$$P_2 = I_2 U_2 \cos \varphi_2 \quad (2.33)$$

Так как вторичное напряжение трансформатора при изменении нагрузки меняется мало, можно считать, что:

$$U_2 \approx U_{2H}.$$

Умножим и разделим (2.33) на I_{2H} и получим:

$$P_2 = \frac{I_2}{I_{2H}} I_{2H} U_{2H} \cos\varphi_2; \quad \frac{I_2}{I_{2H}} = \beta; \quad S_H = I_{2H} U_{2H}, \quad \text{тогда}$$

$$P_2 = \beta S_H \cos\varphi_2$$

Подставляя значения P_2 и потерь в (2.30), получим:

$$\eta = \frac{\beta S_H \cos\varphi_2}{\beta S_H \cos\varphi_2 + P_{10} + \beta^2 P_K}. \quad (2.34)$$

Проверка (2.34) на экстремум показывает, что КПД будет иметь максимальное значение при равенстве потерь в медных обмотках и сердечнике, т. е.:

$$P_{10} = \beta^2 P_K. \quad (2.35)$$

В течение года часть времени трансформатор работает на холостом ходу, т. к. от сети он никогда не отключается. Поэтому годовой КПД будет отличаться от вычисленного по уравнению (2.34):

$$\eta = \frac{\beta S_H \cos\varphi_2 t_p}{\beta S_H \cos\varphi_2 t_p + P_{10} t_\Gamma + \beta^2 P_K t_p}, \quad (2.36)$$

где t_p – число часов работы трансформатора с коэффициентом загрузки β ;
 t_Γ – число часов в году.

Лекция 3. Электрические машины.

3.1. Принцип действия. Генераторный режим

В основу работы всех электрических машин положены два закона физики: электромагнитной индукции и закон Ампера. Величина ЭДС, наведенной в проводящем контуре, находящемся в магнитном поле:

$$e = - \frac{d\Phi}{dt}.$$

Следовательно, любой электромагнитный механизм должен иметь устройство для создания магнитного поля (в электрических машинах это статор) и совокупность проводников, в которых наводится ЭДС (якорь, ротор). Как создается магнитное поле физически, безразлично. В электрических машинах оно создается катушками со стальными сердечниками или постоянными магнитами.

Наведение ЭДС может осуществляться различными способами:

- 1) вращением проводников в неподвижном магнитном поле (способ реализован в машинах постоянного тока);
- 2) вращением поля около неподвижных проводников (способ реализован в синхронных машинах);
- 3) вращением проводников во вращающемся магнитном поле (способ реализован в асинхронных двигателях).
- 4) изменением неподвижного магнитного поля во времени около проводников, находящихся в нем (способ реализован в трансформаторе).

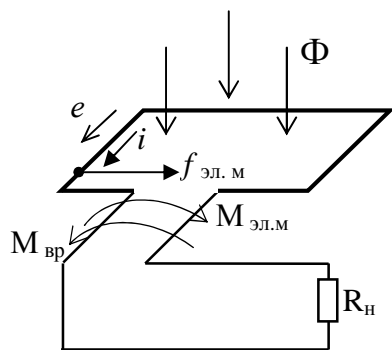


Рис. 3.1. Проводящий контур в магнитном поле. Генераторный режим

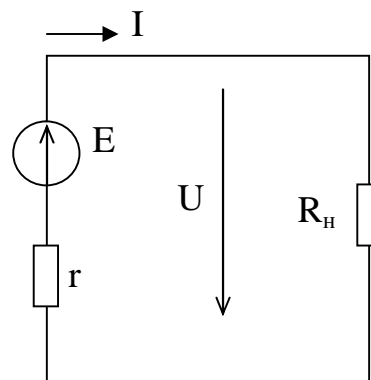


Рис. 3.2. Схема замещения вращающегося витка в магнитном поле. Генераторный режим

Если неподвижную часть машины (на рис. 3.1 изображен один ее виток) поместить в магнитное поле и привести во вращение, то в ней будет индуцироваться ЭДС. Направление ЭДС определяют по правилу правой руки (силовые линии входят в ладонь, большой палец показывает направление перемещения проводника, а четыре вытянутых пальца указывают направление ЭДС). Если цепь замкнута, то в ней появится ток, направление которого будет совпадать с направлением ЭДС. Согласно закону Ампера: на проводник с током со стороны магнитного поля будет действовать сила, направление которой определяется по правилу левой руки (силовые линии входят в ладонь, четыре вытянутых пальца указывают направление тока, а большой палец показывает направление силы).

Момент электромагнитной силы, как видно из рис. 3.1, является тормозящим, он замедляет вращение витка и для продолжения вращения необходимо увеличивать внешний вращающий момент, т. е. подводить к

машине механическую энергию. Таким образом, в данном случае в машине идет процесс преобразования механической энергии в электрическую. Такой режим называется **генераторным**. Для этого режима характерно:

1) ток и ЭДС в подвижной части машины совпадают по направлению, что говорит о том, что машина отдает электроэнергию;

2) электромагнитный момент является тормозящим, т. е. машина должна получать механическую энергию извне.

Рассмотренный виток можно представить схемой замещения (рис. 3.2).

На основании второго закона Кирхгофа:

$$E = Ir + IR_n,$$

обозначим как $IR_n = U$, тогда

$$E = Ir + U \quad \text{и} \quad U = E - Ir \quad (3.1)$$

Выражение (3.1) называется основным уравнением машины, работающей в генераторном режиме. Оно показывает, что напряжение на зажимах генератора всегда меньше ЭДС на величину внутреннего падения напряжения.

3.2. Двигательный режим

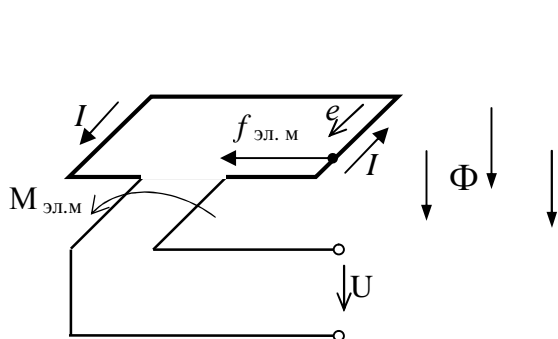


Рис. 3.3. Проводящий контур в магнитном поле. Двигательный режим

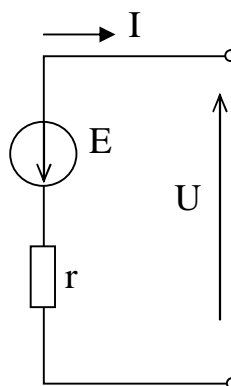


Рис. 3.4. Схема замещения вращающегося витка в магнитном поле. Двигательный режим

Если к подвижной части машины (один ее виток изображен на рис. 3.3) подвести напряжение, то по ней потечет ток. При взаимодействии проводника с током и магнитного поля возникает электромагнитная сила, направление которой определяется по правилу левой руки. Электромагнитный момент этой силы заставит подвижную часть машины вращаться. При вращении в подвижной части машины возникнет ЭДС, направление которой определяется по правилу правой руки.

Если вал подвижной части машины сцепить с нагрузкой (мешалка, станок, вентилятор и пр.), то нагрузка будет тормозить вращение. Чтобы машина продолжала вращаться, необходимо увеличивать электромагнитный момент, создаваемый током, т. е. увеличить ток.

Таким образом, в этом случае в машине имеет место преобразование электрической энергии в механическую. Такой режим работы называется **двигательным**. Для него характерно:

1) электромагнитный момент является вращающим, это говорит о том, что машина отдает механическую энергию;

2) ЭДС, возникающая в подвижной части машины, направлена против тока. Следовательно, машина должна получать электроэнергию извне.

Рассмотренный виток можно представить схемой замещения (рис. 3.4). На основании второго закона Кирхгофа:

$$E = -Ir + U \quad \text{и} \quad U = E + Ir \quad (3.2)$$

Выражение 3.2 называется основным уравнением машины, работающей в двигательном режиме. Оно показывает, что напряжение на зажимах двигателя должно быть больше ЭДС на величину падения напряжения в его подвижной части.

3.3. Машины постоянного тока. Устройство

Основными частями машины являются (рис. 3.5):

Ø статор – неподвижная часть, которая служит для создания постоянного неподвижного магнитного поля;

Ø якорь – вращающаяся часть машины.

Статор – литой, на его внутренней поверхности смонтированы чередующиеся полюсы, на которых смонтированы обмотки возбуждения, создающие магнитное поле.

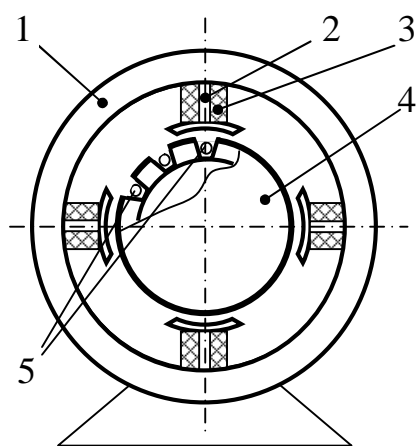


Рис. 3.5. Схематическое устройство машины постоянного тока:

1 – статор; 2 – полюс; 3 – обмотка;
4 – якорь; 5 – обмотка якоря

Якорь собирается из листовой электротехнической стали, в пазах якоря размещается секционированная обмотка. Секции обмотки соединяются между собой и с пластинами коллектора. Коллектор монтируется на одном валу с якорем и представляет собой цилиндр, собранный из отдельных изолированных друг от друга медных пластин. Коллектор предназначен для преобразования переменного тока якоря генератора в постоянный для внешней цепи и для поддержания постоянства направления вращающего момента в двигателе. Для соединения якоря с внешней цепью на

коллектор накладывает медно-графитовые щетки, которые крепятся в специальных щеткодержателях и осуществляют скользящий контакт якоря и внешней цепи.

При вращении якоря в магнитном поле статора в нем возникает ЭДС:

$$E_{\text{я}} = C_{\text{Е}} \Phi n \quad (3.3)$$

и электромагнитный момент

$$M = C_{\text{М}} \Phi I_{\text{я}} \quad , \quad (3.4)$$

который при работе машины генератором является тормозящим, а при работе двигателем – вращающим. В формулах (3.3) и (3.4) $C_{\text{Е}}$ и $C_{\text{М}}$ – константы; n – частота вращения якоря; Φ – магнитный поток; $I_{\text{я}}$ – ток якоря.

Основным режимом работы машин постоянного тока в настоящее время является двигательный. В генераторном режиме они используются редко, т. к. имеются надежные и экономичные статические преобразователи переменного тока в постоянный.

3.4. Двигатели постоянного тока

Двигатели постоянного тока широко используются в современных электроприводах, когда требуется плавное изменение частоты вращения и высокий пусковой момент. Полный цикл работы двигателя можно разделить на четыре этапа.

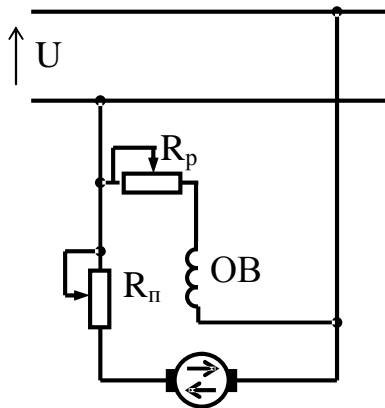
1. Пуск – период, в течение которого двигатель разгоняется от нулевой скорости до рабочей. Он характеризуется: пусковым током, который по возможности должен быть малым; пусковым моментом, который, наоборот, должен быть высоким; временем пуска, которое должно быть небольшим.

2. Рабочий период – характеризуется неизменным напряжением на якоре и обмотке возбуждения. Основными характеристиками механической энергии на этом этапе являются вращающий момент и частота вращения, наиболее важной рабочей характеристикой является механическая характеристика $n=f(M_{\text{вр}})$.

3. Регулирование – в этот период осуществляется воздействие на цепи обмоток возбуждения и якоря с целью изменения чисел оборотов машины. Способ регулирования определяется пределом и ступенями изменения частоты вращения и экономичностью результатов.

4. Торможение – в большинстве случаев осуществляется естественным путем под действием трения.

3.5. Двигатель параллельного возбуждения.



В двигателе параллельного возбуждения обмотка возбуждения подключена параллельно обмотке якоря, поэтому $I_B \neq f(I_A)$, а общий ток, потребляемый машиной, складывается из тока якоря и тока возбуждения (рис. 3.6). Каждый из этих токов может быть вычислен по закону Ома:

$$I_A = \frac{U}{R_A} \quad \text{и} \quad I_B = \frac{U}{R_B}.$$

Рис. 3.6. Схема включения двигателя параллельного возбуждения

Из основного уравнения двигателя следует:

$$I_A = \frac{U - E_A}{R_A}. \quad (3.5)$$

ЭДС якоря $E_A = C_E \cdot \Phi \cdot n$, в момент пуска когда $n=0$ и $E_A=0$,

$$I_{Aп} = \frac{U}{R_A}.$$

Поскольку сопротивление якоря очень мало, то пусковой ток якоря значительно превышает номинальный. У современных двигателей кратность пускового тока составляет: $\frac{I_{Aп}}{I_{АН}} = 25 \div 40$.

Такой толчок тока опасен для целостности коллектора двигателя, вызывает падения напряжения в сети, что негативно отражается на работе других потребителей, питающихся от той же сети. Поэтому для ограничения пускового тока в цепь якоря включается пусковой реостат, сопротивление которого берется таким, чтобы кратность пускового тока не превышала $2,0 \div 2,5$, т. е.:

$$R_p = \frac{U}{(2 \div 2,5) I_A} - R_A.$$

После разгона двигателя напряжение на его якоря будет описываться уравнением:

$$U = C_E \Phi n + I_A R_A \quad (3.6)$$

тогда частота вращения якоря будет:

$$n = \frac{U - I_A R_A}{C_E \cdot \Phi}. \quad (3.7)$$

Уравнение (3.7) называется скоростным, оно показывает возможные пути регулирования частоты вращения изменением:

- 1) тока якоря;
- 2) напряжения;
- 3) магнитного потока, т. е. тока возбуждения.

Последний способ наиболее предпочтителен, поскольку ток возбуждения невелик и регулирование не связано с большими энергетическими затратами.

Для изменения тока возбуждения в цепь обмотки возбуждения включают регулировочный реостат.

Вращающий момент, возникающий при работе двигателя,

$$M_{вр} = C_M \Phi I_{я}, \quad \text{откуда} \quad I_{я} = \frac{M_{вр}}{C_M \Phi}.$$

Подставляя последнее выражение в скоростное уравнение (3.7), получим уравнение механической характеристики:

$$n = \frac{U}{C_E \Phi} - \frac{M_{вр}}{C_E \Phi^2 \cdot C_M} \quad (3.8)$$

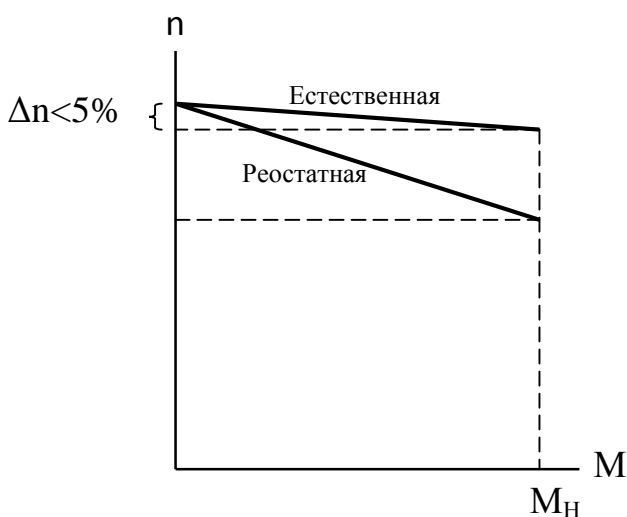


Рис. 3.7. Механическая характеристика двигателя параллельного возбуждения

Уравнение (3.8) есть уравнение прямой в отрезках на осях. Как видно из рис. 3.7 механическая характеристика двигателя параллельного возбуждения жесткая, т. е. изменение частоты вращения при изменении нагрузки от холостого хода до номинальной не превышает 5%. Эта характеристика называется естественной.

При включении в цепь якоря реостата характеристики становятся мягче, на рис. 3.6 она указана, как реостатная.

Значение пускового момента можно определить графически, если продлить естественную характеристику до пересечения с осью моментов. Аналитическое выражение для пускового момента можно получить, положив $n=0$ в уравнение (3.8). Тогда

$$M_{п} = \frac{C_M U \Phi}{R_{я}} \quad (3.9)$$

Двигатели параллельного возбуждения имеют большой пусковой момент и допускают глубокое и плавное регулирование, имеют очень жесткую механическую характеристику. По этим причинам они применяются в приводах, где по условиям работы требуется большое постоянство скорости в широком диапазоне нагрузок, в приводах с тяжелыми условиями пуска, а также в тех случаях, когда требуется в широком диапазоне изменять скорость работы технологического оборудования.

3.6. Двигатель последовательного возбуждения

У двигателя последовательного возбуждения обмотка возбуждения включается последовательно с якорем (рис. 3.8). Поэтому магнитный поток двигателя зависит от тока якоря, а значит от нагрузки: $I_B = I_A$, $\Phi = f(I_A)$. Качественно величину магнитного потока можно оценить, воспользовавшись магнитным законом Ома:

$$\Phi = \frac{I_A W_E}{R_M}, \quad (3.10)$$

где R_M – магнитное сопротивление.

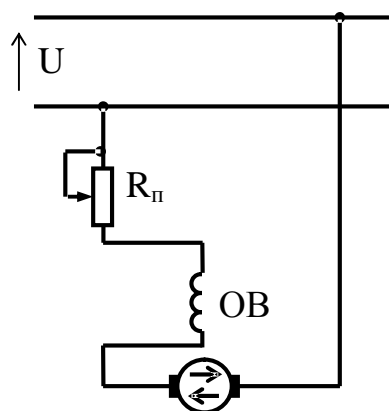


Рис. 3.8. Схема включения двигателя последовательного возбуждения

Скоростное уравнение получается аналогично двигателю параллельного возбуждения:

$$U = E + I_A(R_A + R_B); \quad E_A = C_E \Phi n;$$

$$U = C_E \Phi n + I_A(R_A + R_B);$$

$$\text{и} \quad n = \frac{U - I_A(R_A + R_B)}{C_E \Phi}. \quad (3.11)$$

Уравнение (3.11) показывает, что регулировать частоту вращения можно теми же способами, что и у двигателя параллельного возбуждения.

Подставим в (3.11) значение потока из (3.10):

$$n = \frac{UR_M}{C_E I_A W_E} - \frac{(R_A + R_B)R_M}{C_E W_E}. \quad (3.12)$$

Из (3.12) следует, что частота вращения якоря практически обратно пропорциональна току якоря.

Подставляя в выражение $M_{вр} = C_M \Phi I_A$ значение потока из (3.10), получим:

$$M = \frac{C_M W_E}{R_M} I_A^2,$$

тогда ток якоря:

$$I_{\text{я}} = \sqrt{\frac{R_{\text{М}}}{C_{\text{М}} \cdot W_{\text{В}}}} \sqrt{M}. \quad (3.13)$$

Следовательно, при увеличении нагрузки ток, потребляемый двигателем, увеличится незначительно.

Подставляя значение тока из (3.13) в скоростное уравнение (3.12), получаем:

$$n = \frac{UR_{\text{М}}}{C_{\text{Е}} W_{\text{В}} \sqrt{M} \sqrt{\frac{R_{\text{М}}}{C_{\text{М}} W_{\text{В}}}}} - \frac{(R_{\text{я}} + R_{\text{В}}) R_{\text{М}}}{C_{\text{Е}} W_{\text{В}}}$$

и объединяя постоянные величины, получим уравнение механической характеристики:

$$n = \frac{U \cdot k}{\sqrt{M}} - C. \quad (3.14)$$

Уравнение (3.14) показывает, что механическая характеристика этого двигателя мягкая. Двигатель последовательного возбуждения легко выносит перегрузки, т. к. при перегрузках ток возрастает несильно. Двигатель имеет большой пусковой момент, пропорциональный квадрату напряжения. Аналитическое выражение пускового момента можно получить из уравнения механической характеристики, положив $n = 0$, тогда:

$$M_{\text{п}} = \left(\frac{k}{C}\right)^2 U^2 \quad (3.15)$$

По этим причинам двигатели последовательного возбуждения широко применяются на магистральном и городском электротранспорте.

Лекция 4. Асинхронный двигатель

Асинхронный двигатель предложен в 1889 г. русским электротехником М.О.Доливо-Добровольским. Предложенная конструкция была настолько проста, что в основном сохранилась до настоящего времени. Из большого количества двигателей, эксплуатирующихся в промышленности и сельском хозяйстве, 90-95% приходится на асинхронные двигатели.

4.1. Устройство и принцип действия асинхронного двигателя

Двигатель (рис. 4.1) состоит из двух частей: неподвижный статор 1, и вращающийся ротор 3. Внутренняя часть статора собрана из листовой стали, для уменьшения вихревых токов. В пазах статора размещена трехфазная

обмотка. На рис. 4.1 в каждой фазе показано по одному витку. Плоскости каждой фазы смещены друг от друга на 120° . В такой обмотке, подключенной к трехфазной сети, создается вращающееся магнитное поле, частоту вращения которого n_1 можно определить:

$$n_1 = \frac{60f}{p}, \quad (4.1)$$

где f – частота сети; p – число пар полюсов.

При промышленной частоте $f=50$ Гц частота вращения магнитного поля может принимать следующие значения:

p	1	2	3	4	5	
n_1	3000	1500	1000	750	600	и т. д.

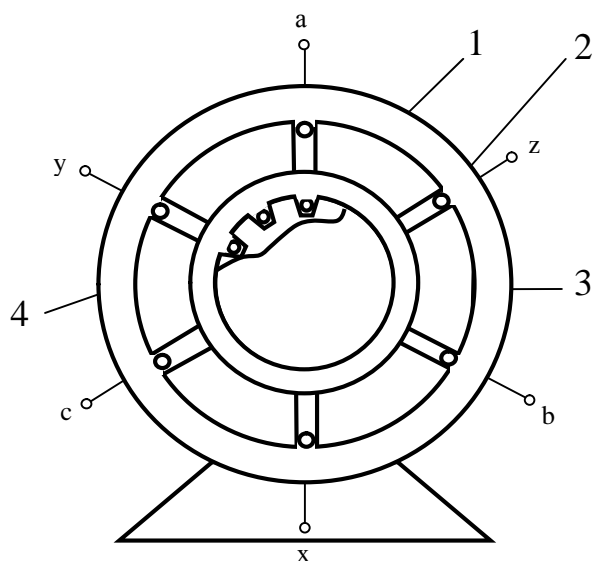


Рис. 4.1. Схематическое устройство асинхронного короткозамкнутого двигателя: 1 – статор; 2 – обмотка статора; 3 – ротор; 4 – роторная обмотка

Ротор представляет собой цилиндр, набранный из листовой стали, в пазах которого располагается обмотка, которая выполняется чаще всего из алюминиевых стержней, соединенных между собой коротко. Такая обмотка называется «беличье колесо», а ротор короткозамкнутым. Если обмотка выполнена так же как и обмотка статора из изолированной проволоки, то они соединяются звездой, а ее свободные концы выводятся на контактные кольца, размещенные на валу ротора. На контактные кольца накладываются щетки, которые позволяют соединить вращающийся ротор с внешней цепью. Такая обмотка называется **фазной** и ротор также называется **фазным**.

Вращающееся поле индуцирует в обмотке статора и ротора ЭДС e_1 и e_2 . Так как обмотка ротора замкнута, то в ней под действием ЭДС e_2 возникает ток, при взаимодействии которого с магнитным полем, создается электромагнитный вращающий момент, который заставляет ротор вращаться с частотой n_2 , причем $n_2 < n_1$. Ясно, что величина ЭДС e_2 зависит от скорости $n_1 - n_2$, с которой поле пересекает витки вращающегося ротора. Чем больше $n_1 - n_2$, тем больше ЭДС e_2 . Если $n_1 = n_2$, то $E_2 = 0$, и ротор вращаться не будет.

Величина:

$$s = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \quad (4.2)$$

называется **скольжением** и заносится в паспорт двигателя. У работающего двигателя скольжение должно быть таким, чтобы вращающий момент двигателя $M_{вр}$ уравновешивал тормозящий момент $M_{тор}$ нагрузки, т. е. должно выполняться равенство:

$$M_{вр} = M_{тор}. \quad (4.3)$$

Если это равенство не выполняется – двигатель остановится.

При пуске двигателя, в момент когда ротор еще неподвижен, асинхронный двигатель подобен трансформатору, и его электрическое состояние можно описать уравнениями для трансформатора:

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{I}_{10}R_1 + j\underline{I}_{10}X_{1p}, \quad (4.4)$$

$$E_1 = 4,44 f w_1 \Phi_m K_{\sigma 61}, \quad (4.5)$$

$$E_2 = 4,44 f w_2 \Phi_m K_{\sigma 62}. \quad (4.6)$$

В отличие от уравнений трансформаторной ЭДС выражения (4.5) и (4.6) содержат множители $K_{\sigma 61}$ и $K_{\sigma 62}$ - обмоточные коэффициенты, учитывающие сдвиг по фазе между ЭДС в каждом витке обмоток статора и ротора. Величина этих коэффициентов 0,96-0,98. При пуске двигателя магнитное поле статора пересекает витки ротора с частотой n_1 , поэтому частота тока в неподвижном роторе будет такой же, как и в статоре, т. е.

$$f_1 = f_2 \text{ и } f_2 = \frac{n_1 p}{60}.$$

У работающего двигателя магнитный поток пересекает витки ротора с частотой $n = n_1 - n_2$. Поэтому частота тока во вращающемся роторе будет:

$$f_{2s} = \frac{n p}{60} = \frac{(n_1 - n_2)p}{60} = \frac{(n_1 - n_2) n_1 p}{n_1 60} = f_2 s, \quad (4.7)$$

т. е. она будет много меньше частоты сети. Аналогичные выражения могут быть получены для ЭДС ротора и его индуктивного сопротивления:

$$E_{2s} = 4,44 f_{2s} w_2 \Phi_m K_{\sigma 62}.$$

Учитывая (4.7), получим:

$$E_{2s} = 4,44 f_2 w_2 \Phi_m K_{об2} s = E_2 s \quad (4.8)$$

При пуске ЭДС ротора будет больше, чем при работе: $E_{2s} < E_2$, поэтому при пуске ток двигателя превышает номинальный примерно в 7 раз.

Сопротивление ротора при работе двигателя также будет уменьшаться, за счет уменьшения его индуктивной составляющей:

$$X_{2s} = X_2 s.$$

Ток в роторе можно определить по закону Ома:

$$I_{2s} = \frac{E_{2s}}{\sqrt{R_2^2 + X_{2s}^2}} = \frac{E_2 \cdot s}{\sqrt{R_2^2 + (X_2 \cdot s)^2}} = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + X_2^2}} \quad (4.9)$$

4.2. Энергетический баланс асинхронного двигателя.

К фазе статора двигателя из сети подводится мощность:

$$P_1 = I_1 U_1 \cos \varphi_1.$$

Часть этой мощности расходуется на нагрев обмоток статора и перемагничивание сердечника статора, а большая часть вращающимся полем передается в ротор, образуя электромагнитную мощность:

$$P_{эл.м} = P_1 - P_{эл1} - P_{гист}, \quad (4.10)$$

где $P_{эл.м}$ – электромагнитная мощность;

$P_{эл1}$ – электрические потери на нагрев обмоток статора;

$P_{гист}$ – потери на перемагничивание сердечника статора.

Часть электромагнитной мощности тратится на нагрев обмоток ротора, а большая ее часть переходит в механическую мощность:

$$P_{мех} = P_{эл.м} - P_{эл2}, \quad (4.11)$$

где $P_{мех}$ – механическая мощность;

$P_{эл2}$ – электрические потери на нагрев обмоток ротора.

Магнитные потери в роторе несущественны, т. к. они пропорциональны квадрату частоты тока, а она в роторе очень мала. Механическая мощность, за вычетом механических потерь в подшипниках и вентиляторе, смонтированном на валу ротора, отдается нагрузке:

$$P_2 = P_{\text{мех}} - \Pi_{\text{мех}}, \quad (4.12)$$

где P_2 – мощность на валу двигателя; $\Pi_{\text{мех}}$ – механические потери.

В паспорте двигателя в качестве номинальной мощности указывается мощность на валу P_2 , а не потребляемая мощность P_1 . Отношение мощности на валу к потребляемой мощности называется коэффициентом полезного действия двигателя:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}. \quad (4.13)$$

КПД двигателя заносится в паспорт.

Из механики известно, что:

$$P_{\text{мех}} = M_{\text{вр}} \omega_2, \quad (4.14)$$

где ω_2 – угловая частота вращения ротора.

Аналогичное уравнение можно записать для электромагнитной мощности:

$$P_{\text{эл.м}} = M_{\text{вр}} \omega_1. \quad (4.15)$$

Подставляя (4.14) и (4.15) в (4.11), получим:

$$M_{\text{вр}} \omega_2 = M_{\text{вр}} \omega_1 - \Pi_{\text{эл2}}. \quad (4.16)$$

Решая (4.16) относительно $M_{\text{вр}}$, получим:

$$M_{\text{вр}} = \frac{\Pi_{\text{эл2}}}{(\omega_1 - \omega_2) \frac{\omega_1}{\omega_1}} = \frac{\Pi_{\text{эл2}}}{(\omega_1 - \omega_2) \omega_1}, \quad (4.16)$$

Т. к. $\omega_1 = \frac{\pi \cdot n_1}{30}$, а $\omega_2 = \frac{\pi \cdot n_2}{30}$, то $s = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1}$, тогда

$$M_{\text{вр}} = \frac{\Pi_{\text{эл2}}}{s \cdot \omega_1}. \quad (4.17)$$

4.3. Механическая характеристика асинхронного двигателя

Механической характеристикой двигателя называется зависимость частоты вращения ротора от момента на валу, т. е.

$$n_2 = f(M_{\text{впр}}).$$

Хотя уравнение механической характеристики может быть получено из (4.17), практически ее всегда рассчитывают по каталожным данным.

Номинальный момент можно вычислить по формуле, известной из механики:

$$M_H = 9550 \frac{P_H (\text{кВт})}{n_H}. \quad (4.18)$$

Максимальный момент: $M_{\text{max}} = \lambda M_H$, (4.19)

где λ – перегрузочная способность двигателя, приводится в каталогах.

Скольжение, соответствующее максимальному моменту, называется **критическим скольжением**:

$$s_{\text{кр}} = s_H (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}), \quad (4.20)$$

$$s_H = \frac{n_1 - n_H}{n_1}. \quad (4.21)$$

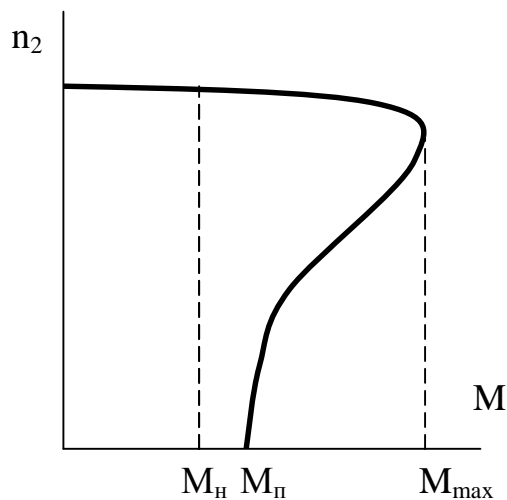


Рис. 4.2. Механическая характеристика асинхронного двигателя

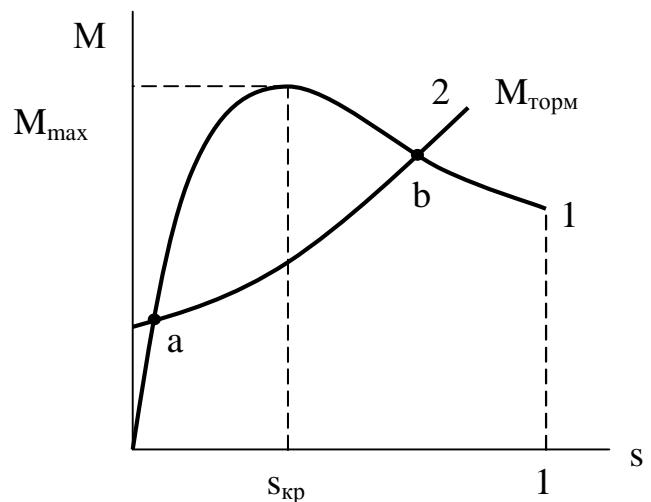


Рис. 4.3. Зависимость момента двигателя (1) и тормозящего момента нагрузки (2) от скольжения

Вращающий момент при любой нагрузке вычисляется по формуле Клосса:

$$M = \frac{2M_{max}}{\frac{s_{кр}}{s} + \frac{s}{s_{кр}}} \quad (4.22)$$

Задаваясь величиной скольжения можно вычислить вращающий момент и частоту вращения ротора n_2 :

$$n_2 = \frac{60f}{p} (1 - s) \quad (4.23)$$

и построить характеристику либо в координатах

$n_2 = f(M)$ (рис.4.2), либо в координатах $M = f(s)$.

Участок характеристики от 0 до M_n называется рабочим, на участке от M_n до M_{max} происходит работа двигателя с перегрузкой, а на участке от M_{max} до M_n происходит разгон двигателя. На рабочем участке характеристика имеет малый угол наклона и в пределах этого участка характеристика называется жесткой. Это означает, что в диапазоне нагрузки от нуля до номинальной частота вращения уменьшается не более, чем на 10%.

Механическая характеристика (рис. 4.3), построенная в координатах $M = f(s)$, позволяет понять, почему двигатель не может работать при скольжении больше критического.

Как известно любой двигатель работает устойчиво, с установившейся частотой вращения при условии:

$$M_{ср} = M_{торм.}$$

Пусть зависимость $M_{торм} = f(s)$ описывается кривой 2 (рис. 4.3), тогда равенство вращающего и тормозящего моментов достигается в точках «а» и «b». Если двигатель работает в режиме соответствующем точке «а», то при увеличении тормозящего момента нагрузки, будет увеличиваться скольжение и вместе с ним вращающий момент двигателя.

В режиме, соответствующем точке «b», увеличение скольжения вызывает уменьшение вращающего момента, и двигатель остановится.

Поэтому двигатель работает устойчиво лишь на восходящем участке характеристики при условии:

$$s < s_{кр}. \quad (4.24)$$

Асинхронный двигатель весьма надежен в работе, прост в эксплуатации, и единственным его недостатком является сильная зависимость вращающего момента от напряжения сети:

$$M = const U^2 \quad (4.25)$$

Поэтому при понижении напряжения сети перегруженный двигатель может не взять с места.

Перегрузочная способность двигателя оценивается величиной:

$$\lambda = \frac{M_{max}}{M_H}.$$

Она приводится в каталогах и обычно не бывает больше 2,8, в каталоги заносятся также кратность пускового тока $\frac{I_{п}}{I_H}$ и кратность пускового момента.

4.4. Регулирование частоты вращения асинхронного двигателя. Реверсирование асинхронного двигателя

Все возможности регулирования вытекают из уравнения:

$$n_2 = n_1(1 - s) = \frac{60f}{p}(1 - s).$$

Регулирование путем изменения частоты питающего напряжения может применяться, если имеется специальное оборудование для ее изменения.

Изменение числа пар полюсов возможно только для двигателей специального исполнения, а регулирование будет ступенчатым.

Регулирование путем изменения скольжения реально осуществляется только для двигателей с фазным ротором, для этого в цепь ротора включают регулировочный реостат.

Очень часто регулирование осуществляется не электрическими путями, а ступенчато с помощью редукторов.

Реверсирование – изменение направления вращения легко осуществляется изменением чередования фаз, для чего достаточно поменять местами любые два линейных провода питающих двигатель.

4.5. Пуск асинхронных двигателей

При пуске любого двигателя всегда стремятся иметь большой пусковой момент и малый пусковой ток. Оба требования выполнить трудно, поэтому обычно ограничивают пусковой ток, а если двигатель малой мощности, то толчком тока пренебрегают и применяют прямой пуск. При прямом пуске статорная обмотка ставится сразу под полное напряжение сети.

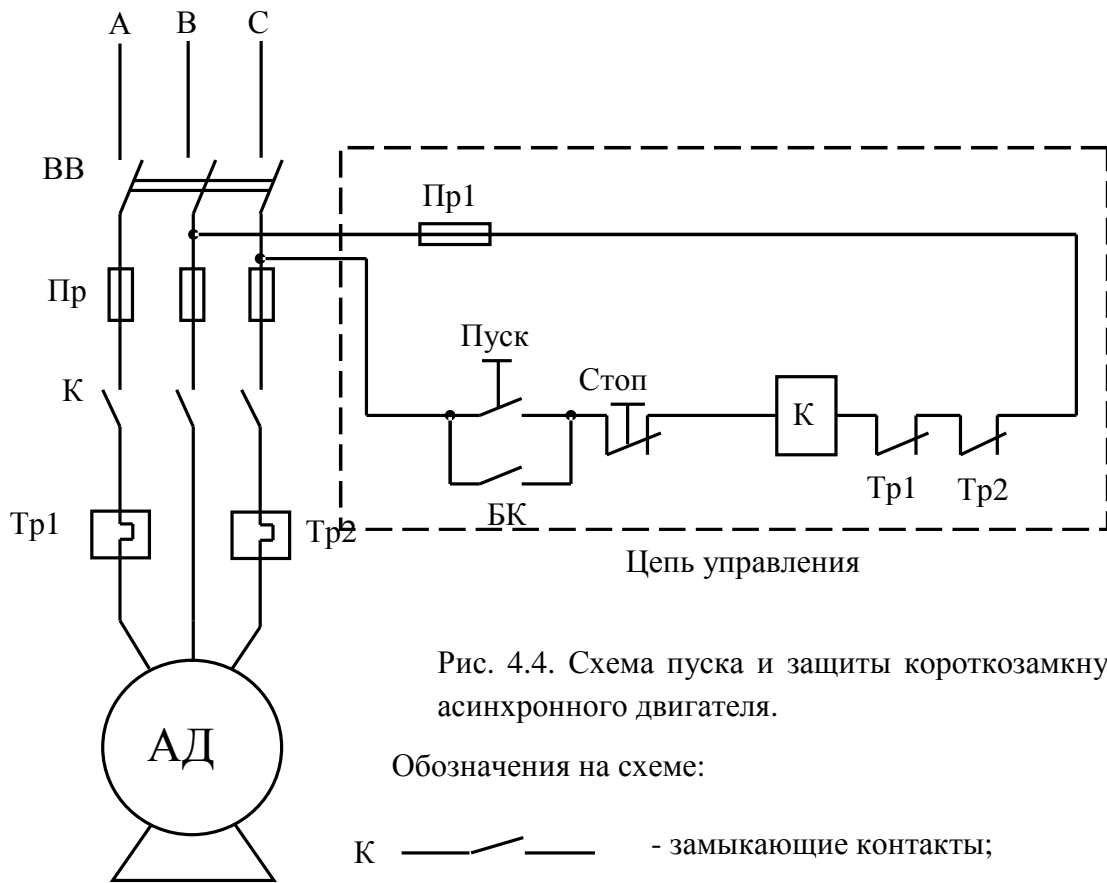


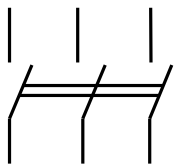


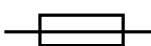
Рис. 4.4. Схема пуска и защиты короткозамкнутого асинхронного двигателя.

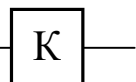
Обозначения на схеме:

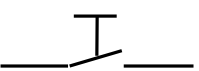
К —  - замыкающие контакты;


Тр —  - замыкающий контакт теплового реле;

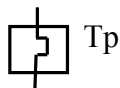
ВВ —  - автоматический воздушный выключатель;

 - плавкий предохранитель ;

 - контактор;

 - кнопка самовозврата с замыкающим контактом;

 - кнопка самовозврата с размыкающим контактом;

 - тепловое реле.

Пуск асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором осуществляется следующим образом (рис. 4.4). Включается автоматический воздушный выключатель ВВ, при этом в цепь управления подается напряжение

$U_{вс}$. Нажатием кнопки «Пуск» замыкается цепь управления, срабатывает контактор и замыкаются его силовые контакты «К» и блок контакт БК, шунтирующий кнопку «Пуск». Двигатель начинает работать.

От токов короткого замыкания и перегрузок двигатель защищен предохранителем Пр и тепловыми реле Тр. При перегрузке контакты реле размыкаются, цепь управления обесточивается, срабатывает контактор и размыкает силовые контакты «К». Двигатель останавливается. Для рабочей остановки двигателя нажимается кнопка «Стоп».

Двигатели средней или большой мощности запускают при пониженном напряжении, снижая тем самым пусковой ток. Напряжение понижают путем подключения реостатов последовательно со статорной обмоткой или путем переключения ее с рабочей схемы на пусковую – звезда.

4.6. Общие принципы снабжения предприятий электрической энергией

Системы энергетического снабжения состоят из электростанций, электросетей, повышающих и понижающих трансформаторных подстанций. К системе энергоснабжения предъявляются следующие требования:

- 1) соответствие мощности, установленных генераторов и трансформаторов максимальной мощности потребителей;
- 2) достаточная пропускная способность линий;
- 3) надежность, обеспечивающая бесперебойность энергоснабжения;
- 4) высокое качество электроэнергии (постоянство напряжения и частоты);
- 5) безопасность и удобство в эксплуатации;
- 6) экономичность.

По степени необходимости в бесперебойном энергоснабжении нагрузки промышленных предприятий разделяются на три категории:

- 1) нагрузки, перерыв в энергоснабжении которых опасен для жизни людей, может вызвать повреждения оборудования, нарушение нормальной жизни населения города;
- 2) нагрузки, перерыв в энергоснабжении которых вызывает существенный недовыпуск продукции, простой рабочих машин, механизмов, транспорта;
- 3) все остальные нагрузки, например, вспомогательные цеха, склады, вспомогательные механизмы.

Энергоснабжение нагрузок первой категории должно осуществляться от двух независимых источников питания, каждый из которых полностью обеспечивал бы эти нагрузки электроэнергией.

Необходимость резервирования энергоснабжения нагрузок второй категории определяется на основе сопоставления возможного ущерба от

перерыва энергоснабжения с капитальными затратами на осуществление резервного питания.

Для нагрузок третьей категории резервный источник питания, как правило, не предусматривается.

Электроснабжение предприятий разделяется на внешнее и внутреннее. Под внешним энергоснабжением понимают систему сетей и подстанций от энергосистемы или районной станции до понижающих подстанций предприятия. Передача энергии осуществляется по воздушной или подземным кабельным линиям при напряжении 6,3, 10,5, и 35 кВ. На небольших предприятиях, установленная мощность электроприемников которых не превышает 500 кВА, сооружается одна подстанция с двумя или тремя трансформаторами понижающими напряжение до 400/230 В. На крупных предприятиях осуществляются глубокие вводы высокого напряжения. В этом случае высоковольтную линию, идущую от энергосистемы, заводят в глубь территории предприятия, где сооружается ЦРП – центральный высоковольтный распределительный пункт. В цехах предприятия устанавливают отдельные подстанции, которые соединяются с ЦРП и между собой высоковольтной линией. Такая схема сокращает протяженность внутризаводских низковольтных сетей, что приводит к снижению капитальных затрат на их сооружение и экономии электроэнергии.

Внутренним энергоснабжением называется система распределения электрической энергии внутри цехов предприятия. Для большинства токоприемников предприятий распределение электроэнергии происходит при напряжении 380/220 В. Двигатели мощностью 100 кВт и выше устанавливают на напряжение 6 кВ и включают на высоковольтные шины трансформаторной подстанции.

В некоторых случаях предусматриваются линии постоянного тока напряжением 24-120 В и преобразователи переменного тока в постоянный.

Лекция 5. Основы промышленной электроники

Электроника – одна из наиболее динамично развивающихся отраслей техники, продукция которой применяется в быту, науке и в различных отраслях производства.

Что же такое электроника, что она изучает и каков круг задач? Автор широко известной книги «Электроника? Нет ничего проще!» Жак Пьер Эйнишен считает, что «электроника – это область техники, использующая движение электрических зарядов в вакууме, ионизированных газах, полупроводниках, которая..... практически не знает инерции. Электроника начинается там, где кончается закон Ома». Данное определение очерчивает круг физических явлений, которые используются в электронных устройствах, подчеркивает их быстроедействие и указывает, что основой электронных устройств являются нелинейные компоненты.

Видный российский специалист и методист проф. Глудкин О.П. считает, что электроника – это область науки, техники и производства, которая охватывает исследование и разработку электронных средств, а также принципов их использования. Данное определение разграничивает электронику на физическую, занимающуюся исследованием и разработкой электронных средств, и техническую, которая изучает принципы использования электронных средств.

В технической электронике можно выделить радиоэлектронику, промышленную электронику и специфические направления, связанные с ядерными, биологическими, медицинскими и другими исследованиями. Различные области промышленной электроники базируются на одной основе – использовании электронных приборов. Эти области объединяет общность принципов действия основных электронных устройств, являющихся отдельными объектами сложных электронных схем.

5.1. p-n Переход и его свойства

Граница между областями полупроводникового материала с различным типом проводимости называется p-n переходом.

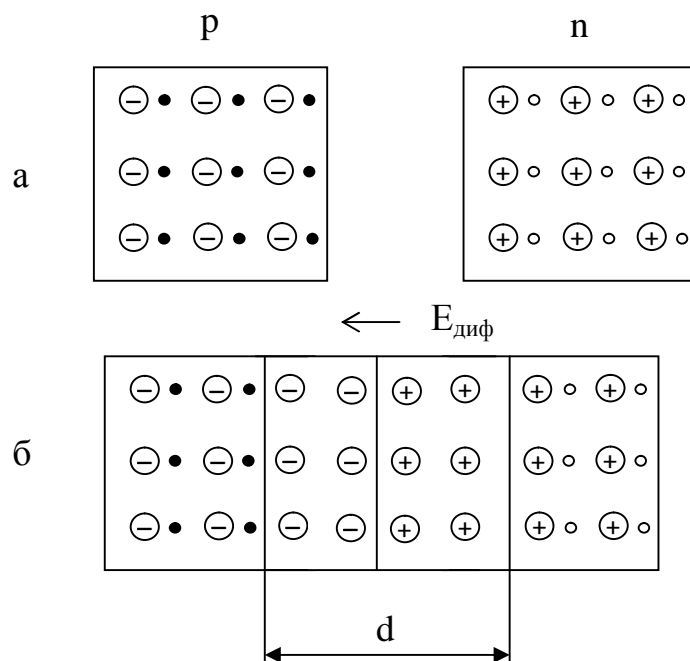


Рис. 5.1. Схема возникновения диффузионного слоя.

а – полупроводники до контакта; б – полупроводники после контакта;

○ - дырки; • - электроны; ⊖, ⊕ - локализованные (неподвижные) заряды;

d – запирающий слой

Электроны в n-области и дырки в p-области называются основными носителями. Электроны в p-области и дырки в n-области называются неосновными носителями.

При отсутствии внешнего напряжения основные носители заряда диффундируют из области с одним типом проводимости в другую (рис. 5.1). Электроны, попадая в область с проводимостью типа р становятся там неосновными носителями и рекомбинируют с дырками. Аналогично ведут себя дырки, попадая в область с проводимостью типа n. В единичном акте рекомбинации гибнет пара носителей: электрон и дырка. В результате диффузии основных носителей и рекомбинации неосновных в полупроводнике по обеим сторонам границы остаются нескомпенсированные заряды – положительные в полупроводнике типа n и отрицательные в полупроводнике типа р, которые лишены подвижности. Эти заряды создают электрическое поле, которое называется **диффузионным $E_{диф}$** и которое препятствует дальнейшему переходу основных носителей; поэтому оно называется еще **потенциальным барьером**. Обеднение области р-n перехода основными носителями приводит к возрастанию сопротивления этой области, поэтому р-n переход называют еще запирающим слоем. Если к р-n переходу подключить источник энергии положительным полюсом к р-области (такое включение называют прямым), то электрическое поле, создаваемое этим источником внутри полупроводника, будет направлено навстречу диффузионному и будет компенсировать его. Основные носители начнут двигаться к переходу, сопротивление запирающего слоя уменьшится, и через переход потечет ток, величина которого будет быстро увеличиваться по мере возрастания приложенного напряжения.

Если источник энергии подключить положительным полюсом к n-области (такое включение называют обратным), то высота потенциального барьера увеличится, т. к. направление поля, создаваемого источником, будет совпадать с направлением диффузионного поля. Основные носители будут

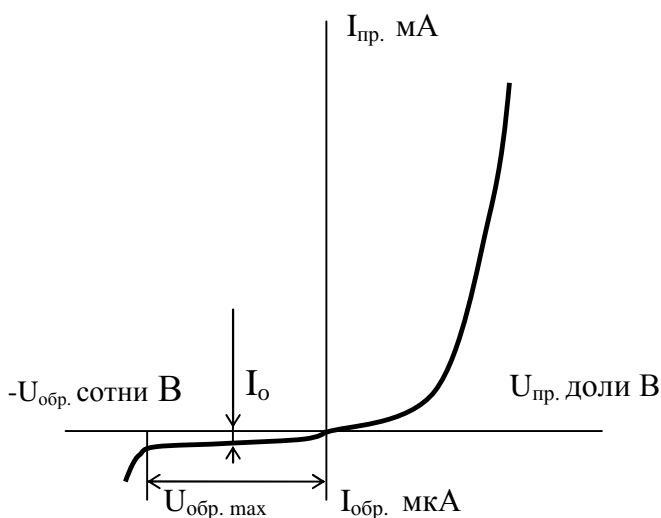


Рис. 5.2. Вольтамперная характеристика р-n перехода

уходить от перехода, а сопротивление запирающего слоя будет расти. В этих условиях ток через переход определяется только движением к переходу неосновных носителей, для которых поля источника и диффузионного слоя являются ускоряющими. Но, так как концентрация неосновных носителей много меньше концентрации основных, ток в обратном направлении на много порядков меньше тока в прямом, несмотря на то, что обратное напряжение может достигать нескольких сотен вольт. Следовательно, электронно-дырочный переход обладает свойством односторонней проводимости (рис. 5.2).

Чрезмерное увеличение обратного напряжения приводит к пробое р-п перехода. Сущность пробоя состоит в том, что неосновные носители, двигаясь в сильном электрическом поле, приобретают энергию, достаточную для ударной ионизации нейтральных атомов полупроводника. В результате происходит лавинное умножение носителей в переходе и резкое увеличение обратного тока. р-п переход при этом теряет свое свойство односторонней проводимости. Односторонняя проводимость р-п перехода наглядно демонстрируется его вольт-амперной характеристикой, ее аналитически можно описать следующим уравнением:

$$I = I_0(e^{40U} - 1), \quad (5.1)$$

где I_0 – диффузионный ток (ток при отсутствии внешнего напряжения).

Уравнение (5.1) показывает, что при положительных прямых напряжениях больше 0,05 В $e^{40U} \gg \gg 1$ и ток через переход резко возрастает. При обратных (отрицательных) напряжениях больше 0,05 В $e^{-40U} \ll \ll 1$ и этим слагаемым можно пренебречь, тогда $I_{обр} = -I_0$, т. е. обратный ток равен диффузионному току через переход, который в обычных условиях составляет $1 \cdot 10^{-3} \div 1 \cdot 10^{-4}$ мкА и при инженерных расчетах его можно не учитывать. При $U > U_{обр. \max}$ происходит пробой р-п перехода, и уравнение (5.1) перестает работать. Таким образом, можно заключить, что р-п переход – нелинейный элемент, сопротивление которого меняется в зависимости от величины и полярности приложенного напряжения. При увеличении прямого напряжения сопротивление р-п перехода уменьшается; при изменении полярности прямого напряжения сопротивление р-п перехода резко возрастает.

Способность р-п перехода проводить ток в одном направлении нашла практическое применение в диодах, транзисторах, тиристорах и других полупроводниковых приборах, используемых в различных электронных устройствах.

5.2. Классификация диодов

Диод – это полупроводниковый прибор, имеющий один р-п переход и два внешних вывода. Маркировка диодов шестизначная. Первый элемент маркировки буква или цифра обозначающие материал диода:

Г или 1 – германий;

К или 2 – кремний;

А или 3 арсенид галлия.

Буквы присваиваются диодам, работающим при пониженных температурах (германиевые до 60°C, кремниевые до 85°C), а цифры – приборам, работающим при повышенных температурах (германиевые до 70°C, кремниевые до 120°C).

Второй элемент маркировки буквенный, обозначающий назначение прибора:

Д – выпрямительные, универсальные или импульсные;

Ц – выпрямительные столбы и блоки;

С – стабилитроны;

А – СВЧ-диоды;

Л – излучающие;

В – варикапы;

И – туннельные и обращенные.

Третий элемент маркировки цифровой, характеризует электрические свойства диода:

1 – диод малой мощности, средний ток $I_{cp.} < 0,3 \text{ A}$;

2 – диод средней мощности, средний ток $I_{cp.} < 10 \text{ A}$;


4 – диод универсальный.

Четвертый и пятый элементы маркировки цифровые, они обозначают порядковый номер разработки.

Шестой элемент маркировки буквенный, он означает разновидность данной группы приборов по одному из параметров, не являющемуся классифицированным.

Например, маркировка КД103А означает: кремниевый выпрямительный диод малой мощности со средним выпрямительным током до 0,3 А, третьей разработки, разновидности А, рабочая температура 85°C.

Маркировка 2Д212А обозначает: кремниевый выпрямительный диод, средней мощностью, со средним выпрямительным током до 10 А, двенадцатой разработки, разновидности А, с рабочей температурой до 120°C. На схемах

диоды обозначаются символом: .

5.3. Выпрямительные диоды

Они предназначены для преобразования переменного тока в постоянный и подразделяются на выпрямительные диоды, у которых величина среднего выпрямительного тока $I_{cp.} < 10 \text{ A}$ и силовые вентили, у которых $I_{cp.} > 10 \text{ A}$. Рабочая частота у выпрямительных диодов до 20 кГц, у силовых до 500 Гц. Основой диода является полупроводниковая пластина, как правило, с проводимостью типа «n», которая образует базовую область диода. Область с проводимостью типа «р» называется эмиттерной, она формируется путем сплавления или термодиффузии в базовую область элементов примесей третьей группы: индия или галлия, или бора. Концентрация примесей в эмиттерной области много больше, чем в базовой, поэтому сопротивление базовой области много больше, чем эмиттерной и сравнимо с сопротивлением p-n перехода.

Вольт-амперная характеристика диода отличается от вольт-амперной характеристики идеального р-п перехода большим падением напряжения в прямом направлении и отсутствием участка насыщения на кривой обратного тока (рис. 5.3). Большее падение напряжения по сравнению с идеальным р-п переходом обусловлено падением в базовой области ΔU . При повышении прямого напряжения потенциальный барьер р-п перехода понижается и перестает влиять на прямой ток диода, значение которого определяется теперь сопротивлением базовой области и линейно зависит от приложенного напряжения.

$$I = \frac{U - U_0}{R_d}, \quad (5.2)$$

где U_0 – напряжение отсечки, равное отрезку, отсеченному на оси напряжений линейной частью ВАХ (рис. 5.3); R_d – дифференциальное сопротивление, которое можно найти по углу наклона прямолинейного участка характеристики:

$$R_d \equiv \text{ctg} \alpha. \quad (5.3)$$

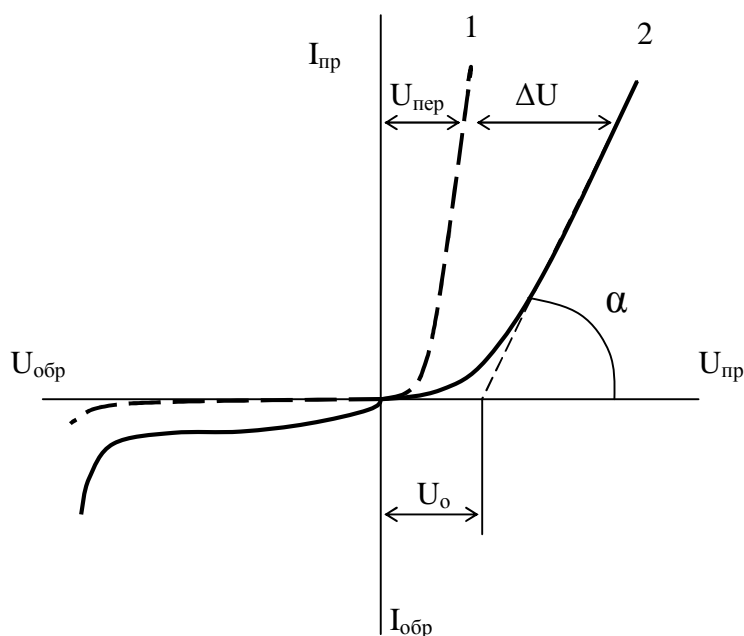


Рис. 5.3. Вольтамперная характеристика идеального р-п перехода (1) и диода (2)

Дифференциальное сопротивление обусловлено сопротивлением базовой области и возрастает при увеличении температуры.

Возрастание обратного тока при увеличении обратного напряжения обусловлено генерацией и лавинным размножением носителей в объеме р-п перехода. Обратный ток зависит от температуры и удваивается при повышении температуры на каждые 10°C .

По вольт-амперной характеристике диода можно определить его основные параметры:

$I_{\text{ср. пр}}$ – среднее значение прямого тока, вызывающего допустимый нагрев на диоде;

$U_{\text{ср. пр}}$ – среднее значение напряжения на диоде, при прохождении прямого тока;

$U_{\text{обр. max}}$ – наибольшее значение обратного напряжения, длительно приложенное к диоду и не вызывающее изменение его параметров;

$I_{\text{обр}}$ – обратный ток через диод при приложении к нему обратного напряжения.

Выпрямительные диоды выходят из строя даже при кратковременном превышении напряжения пробоя p-n перехода. Этому недостатка лишены силовые вентили, которые рассчитаны на токи 10-1000 А и напряжения до 2000 В.

Маркировка силовых вентиляей состоит из четырех элементов. Первый элемент состоит из 3 букв. Первая буква В – указывает на принадлежность прибора к классу силовых вентиляей; вторая буква указывает на принадлежность вентиля к группе лавинных (Л) или высокочастотных (Ч). Третья буква В в первом элементе маркировки означает, что вентиль требует водяного охлаждения.

Второй элемент маркировки числовой – соответствует предельному значению прямого тока в амперах при нормированных условиях эксплуатации.

Третий элемент числовой - определяет класс вентиля. Класс вентиля, умноженный на 100, дает амплитуду максимального обратного напряжения в вольтах.

Четвертый элемент буквенный – характеризует группу, к которой относится вентиль по величине прямого падения напряжения при прохождении через него максимального прямого тока. Наименьшее падение напряжения соответствует букве А.

Выпрямительные столбы и блоки используются в высоковольтных выпрямителях. Они представляют собой группу специально подобранных диодов, соединенных последовательно и помещенных в один корпус. Выпрямительные столбы можно соединять между собой последовательно или параллельно, а выпрямительные блоки нельзя.

Маркировка выпрямительных столбов совпадает с маркировкой выпрямительных диодов. Маркировка выпрямительных блоков отличается от маркировки выпрямительных диодов в третьем элементе, где 3 означает, что блок малой мощности, а 4 – средней мощности. Например, маркировка КЦ401А означает – кремниевый выпрямительный блок средней мощности с выпрямительным током до 10 А, первой разработки, разновидностью А, предельная рабочая температура 85°С.

5.4. Однополупериодный выпрямитель

Выпрямитель – устройство, которое служит для преобразования переменного тока в постоянный.

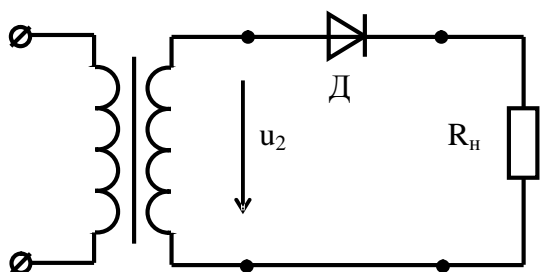


Рис. 5.4. Принципиальная схема однофазного однополупериодного выпрямителя без фильтра и стабилизатора

Любой выпрямитель состоит из четырех основных частей: силового трансформатора, преобразующего сетевое напряжение до нужного уровня; диода или системы диодов, которые осуществляют преобразование; фильтра, сглаживающего пульсации выпрямленного напряжения; стабилизатора, поддерживающего напряжение на нагрузке на необходимом уровне. В зависимости от характера нагрузки фильтр и стабилизатор могут быть исключены.

Конструктивно выпрямители могут быть однофазными и трехфазными. Простейшим выпрямителем является однофазный однополупериодный, принципиальная схема которого приведена на рис. 5.4. Волновые диаграммы входного напряжения и тока, протекающего в нагрузке, такого выпрямителя приведены на рис. 5.5.

Диод проводит ток только при положительном потенциале на p-области, поэтому при синусоидальном напряжении:

$$u_2 = U_m \sin \omega t$$

ток через него будет проходить только в положительную половину периода, а его среднее значение за период будет равно:

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t dt = \frac{I_m}{\pi}. \quad (5.4)$$

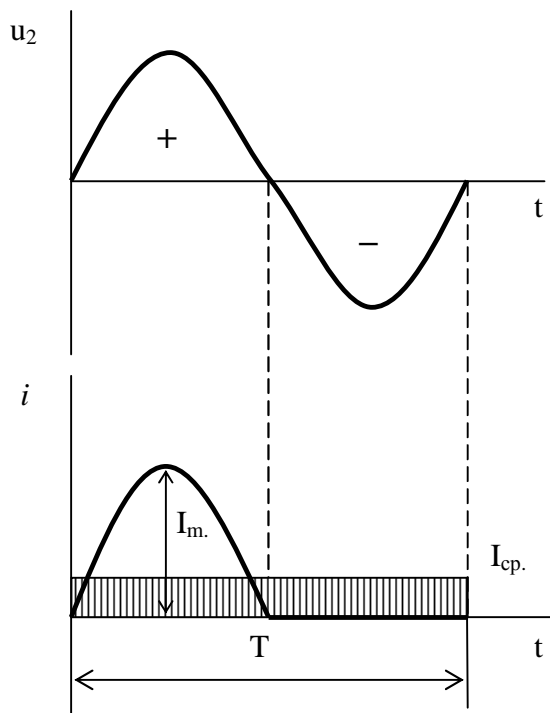


Рис. 5.5. Волновые диаграммы тока и напряжения однофазного однополупериодного выпрямителя

Так как сопротивление диода в прямом направлении мало, то падением напряжения на нем можно пренебречь и на основании второго закона Кирхгофа можно записать:

$$U_{2m} = I_m R_H, \text{ но } I_m = \pi I_{\text{ср}},$$

тогда

$$U_{2m} = \pi I_{\text{ср}} R_H, \text{ а } U_{\text{ср}} = I_{\text{ср}} R_H \text{ и } U_{2m} = \pi U_{\text{ср}}.$$

Отсюда среднее значение выпрямленного напряжения:

$$U_{\text{ср}} = \frac{U_{2m}}{\pi}. \quad (5.5)$$

Переходя от амплитудного значения напряжения к действующему получим:

$$U_{\text{ср}} = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} = 0,45U_2. \quad (5.6)$$

В отрицательный полупериод ток нагрузки равен нулю, следовательно, падение напряжения на нагрузке также равно нулю, и значит, диод находится под напряжением U_{2m} .

$$U_{\text{обр.}} = U_{2m} = \pi U_{\text{ср}}. \quad (5.7)$$

При подборе диода для выпрямителя необходимо, чтобы допустимое обратное напряжение диода $U_{\text{обр. доп}}$ (приводится в паспорте) было больше напряжения $U_{\text{обр}}$ (расчетного), т. е. должно выполняться условие:

$$U_{\text{обр. доп}} \geq U_{\text{обр.}} = U_{2m} = \pi U_{\text{ср}}. \quad (5.8)$$

Действующее значение выпрямленного тока можно рассчитать по полученной в разделе цепи формуле:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_m^2 \sin^2 \omega t dt} = \frac{I_m}{2}, \text{ т. е.}$$

$$I_m = 2I, \text{ но } I_m = \pi I_{\text{ср}}, \text{ отсюда}$$

$$I = \frac{\pi}{2} I_{\text{ср.}} = 1,57 I_{\text{ср.}} \quad (5.9)$$

При подборе диода для выпрямителя необходимо, чтобы максимальное значение выпрямленного тока $I_{\text{мах.выпр}}$ (приводится в паспорте) было больше, чем расчетное значение, т. е. должно выполняться условие:

$$I_{\text{мах.выпр}} \geq \frac{\pi}{2} I_{\text{ср.}} = 1,57 I_{\text{ср.}} \quad (5.10)$$

Недостатком однополупериодной схемы является большая пульсация выпрямленного напряжения и плохое использование трансформатора. Эти недостатки частично устраняются в двухполупериодной мостовой схеме выпрямления.

5.5. Мостовая двухполупериодная схема выпрямления

Пусть напряжение на вторичной обмотке трансформатора изменяется по гармоническому закону:

$$u_2 = U_{2m} \sin \omega t.$$

Тогда в положительный полупериод напряжения, когда точка «а» трансформатора имеет положительный потенциал, открыты диоды Д2 и Д3, ток протекает по пути a-b-c-d-e-f (рис. 5.6а). Диоды Д1 и Д4 в этот промежуток времени закрыты и не проводят ток, т. к. на их «р» областях поддерживаются отрицательные потенциалы.

Во вторую половину периода полярность вторичной обмотки трансформатора меняется, диоды Д2 и Д3 закрываются, а Д1 и Д4 открываются и начинают проводить ток, который течет по пути f-e-c-d-b-a. Таким образом пары диодов Д2-Д3 и Д1-Д4 работают поочередно, одна пара проводит ток в первую половину периода, а другая во вторую (рис. 5.6б). В нагрузке ток протекает в течение обоих полупериодов в одном направлении.

Нетрудно видеть, что в данном случае:

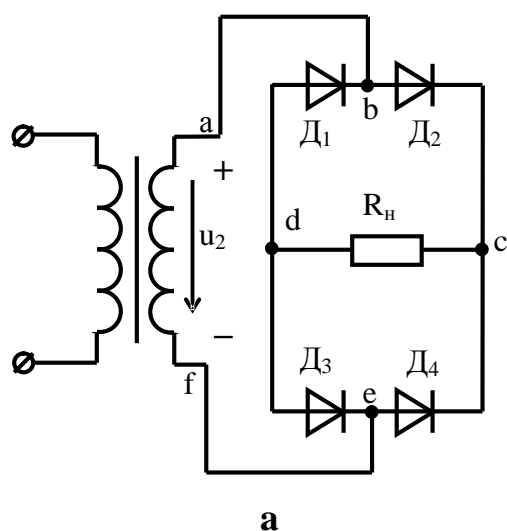
$$I_{\text{ср.}} = \frac{2I_m}{\pi}. \quad (5.11)$$

Аналогично для напряжения:

$$U_{\text{ср.}} = \frac{2U_{2m}}{\pi}. \quad (5.12)$$

Переходя от амплитудного значения напряжения к действующему, будем иметь:

$$U_{\text{ср}} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} = 0,9U_2. \quad (5.13)$$



В промежуток времени от 0 до $T/2$ диод D_1 закрыт, а D_3 открыт. Так как падение напряжения на открытом диоде мало, то на основании второго закона Кирхгофа для контура a-b- D_1 -d- D_3 -e-f напряжение на включенном в обратном направлении диоде D_1 будет равно U_{2m} . Аналогичный результат получим для диода D_4 , рассматривая контур a-b- D_2 -c- D_4 -e-f, т. е.:

$$U_{\text{обр}} = U_{2m} = \frac{\pi}{2}U_{\text{ср}} = 1,57U_{\text{ср}}. \quad (5.14)$$

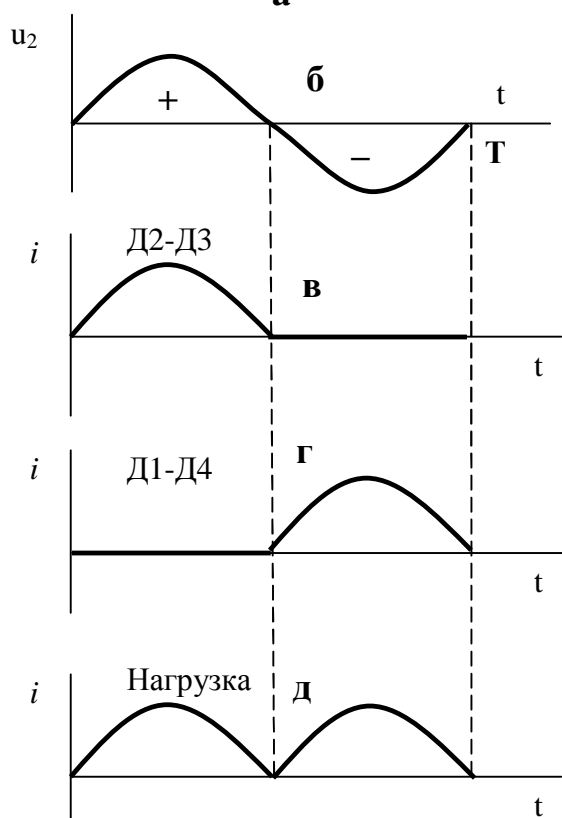


Рис. 5.6. Принципиальная схема однофазного мостового выпрямителя без фильтра и стабилизатора (а), волновые диаграммы напряжения (б) и токов (в, г, д)

Таким образом, при одном и том же среднем напряжении в мостовой схеме диоды оказываются под меньшим обратным напряжением, чем в однополупериодной.

При выборе диода для работы в мостовой схеме допустимое обратное напряжение, приводимое в паспорте, должно быть больше обратного расчетного, т. е. должно выполняться условие:

$$U_{\text{обр. доп}} \geq U_{\text{обр.}} = U_{2m} = \frac{\pi}{2}U_{\text{ср}}. \quad (5.15)$$

Действующее значение тока через диод однополупериодного выпрямителя можно рассматривать как ток одного плеча моста:

$$I = \frac{I_m}{2}. \quad (5.16)$$

Так как мост симметричен это выражение справедливо и для других плеч. Но

$$I_{\text{ср}} = \frac{2I_m}{\pi} \quad \text{и} \quad I_m = \frac{\pi}{2}I_{\text{ср}}.$$

Подставляя последнее выражение в (5.16) получаем, что ток через диод в мостовой схеме в два раза меньше, чем в однополупериодной:

$$I = \frac{\pi}{4} I_{\text{ср}}. \quad (5.17)$$

При выборе диода для работы в мостовой схеме необходимо, чтобы выполнялось условие:

$$I_{\text{max.выпр}} \geq I = \frac{\pi}{4} I_{\text{ср}}. \quad (5.18)$$

Ток через диоды мостовой схемы проходит в течение одного полупериода, а через вторичную обмотку трансформатора в оба. Так как средний выпрямительный ток:

$$I_{\text{ср}} = \frac{2I_m}{\pi}, \text{ а } I_m = \sqrt{2}I_2,$$

то произведя подстановку получим:

$$I_{\text{ср}} = \frac{2\sqrt{2}I_2}{\pi}.$$

Решая последнее выражение относительно действующего значения тока I_2 , протекающего во вторичной обмотке трансформатора, получим:

$$I_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_{\text{ср}} = 1,11 I_{\text{ср}}. \quad (5.19)$$

Лекция 6.

6.1. Сглаживающие фильтры

Они применяются для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения до уровня, требуемого для нормальной работы приемника.

Сглаживающее действие оценивается по величине коэффициента сглаживания:

$$K_c = \frac{K_{\text{п}}^*}{K_{\text{п}}}, \quad (6.1)$$

где $K_{\text{п}}^*$ - коэффициент пульсаций на выходе выпрямителя; $K_{\text{п}}$ - коэффициент пульсаций на входе нагрузки.

Коэффициентом пульсации по гармонике пульсаций называется отношение коэффициента пульсации на входе в фильтр к коэффициенту

пульсации на выходе из фильтра. Из рис. 6.1 нетрудно видеть, что это отношение коэффициента пульсации на выходе выпрямителя к коэффициенту пульсации на входе нагрузки.



Рис. 6.1. Блок-схема выпрямителя с фильтром

Коэффициентом пульсации называется отношение амплитуды первой гармоники к среднему значению выпрямленного напряжения, т. е.:

$$K_{\Pi}^* = \frac{U_{1m}^*}{U_{\text{ср}}^*}, \quad \text{а } K_{\Pi} = \frac{U_{1m}}{U_{\text{ср}}}, \quad \text{отсюда}$$

$$K_{\text{с}} = \frac{K_{\Pi}^*}{K_{\Pi}} = \frac{U_{1m}^*}{U_{1m}} \frac{U_{\text{ср}}}{U_{\text{ср}}^*} = \lambda K_{\Phi}, \quad (6.2)$$

где $\lambda = \frac{U_{\text{ср}}}{U_{\text{ср}}^*}$ - коэффициент передачи постоянной составляющей напряжения со входа фильтра на его выход. Он характеризует потерю напряжения в фильтре.

$K_{\Phi} = \frac{U_{1m}^*}{U_{1m}}$ - коэффициент фильтрации показывает - во сколько раз уменьшается амплитуда основной гармоники на выходе фильтра, по сравнению с его амплитудой на входе.

Обычно $\lambda=0,91-0,99$, поэтому в практике инженерных расчетов можно считать, что

$$K_{\text{с}} \approx K_{\Phi} = \frac{U_{1m}^*}{U_{1m}}. \quad (6.3)$$

Величина коэффициента пульсации определяется условиями эксплуатации и различна для разных потребителей. Коэффициент пульсаций на входе в фильтр зависит от схемы выпрямителя.

В общем случае коэффициент фильтрации определяют через допустимый коэффициент пульсаций потребителя и число пульсаций за период на входе в фильтр:

$$K_{\Phi} = \frac{K_{\Pi}^*}{K_{\Pi}} = \frac{2}{(m_{\Pi}^2 - 1)K_{\Pi}}, \quad (6.4)$$

где m_{Π} - число пульсаций за период.

Расчет фильтров ведется исходя из величины коэффициента фильтрации. В зависимости от того, из каких элементов фильтры выполнены, они

подразделяются на фильтры с пассивными R, L, C элементами и активные фильтры.

6.2. Фильтры с пассивными элементами

При расчете фильтра на его входе учитывают только постоянную составляющую выпрямленного напряжения и основную гармонику пульсаций с амплитудой U_{1m}^* . Согласно принципу суперпозиции, выпрямитель при анализе, по отношению к фильтру и нагрузке, можно заменить двумя источниками: с постоянной ЭДС - $U_{cp}^* = \text{const}$ и синусоидальной ЭДС, имеющей амплитуду U_{1m}^* и частоту:

$$\omega_{\Pi} = m_{\Pi} \omega, \quad (6.5)$$

где ω_{Π} - частота пульсаций; ω - частота сети; m_{Π} - число пульсаций за период.

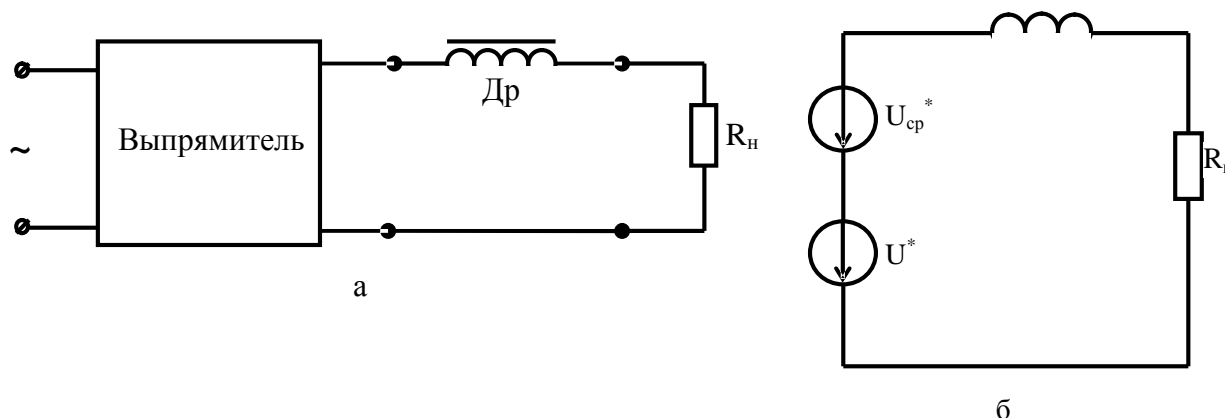


Рис. 6.2. Блок-схема выпрямителя с дросселем фильтра (а) и схема замещения (б), активное сопротивление дросселя фильтра на схеме не учтено

Простейшим фильтром для выпрямителей средней и большой мощностей является индуктивность (рис. 6.2).

Под действием синусоидальной ЭДС в цепи возникает синусоидальный ток, амплитуда которого может быть найдена по закону Ома:

$$I_{1m}^* = \frac{U_{1m}^*}{\sqrt{R_{\text{H}}^2 + (\omega_{\Pi} L)^2}}.$$

Напряжение на нагрузке найдем, используя закон Ома для участка цепи R_{H} :

$$U_{1m} = I_{1m}^* R_{\text{H}} = \frac{U_{1m}^* \cdot R_{\text{H}}}{\sqrt{R_{\text{H}}^2 + (\omega_{\Pi} L)^2}}.$$

Постоянная составляющая напряжения на нагрузке равна среднему значению напряжения на выходе выпрямителя U_{1cp}^* .

Коэффициент сглаживания:

$$K_c = \frac{U_{1m}^*}{U_{1m}} = U_{1m}^* \frac{U_{1m}^* \cdot R_H}{\sqrt{R_H^2 + (\omega_{\Pi} \cdot L)^2}} = \frac{\sqrt{R_H^2 + (\omega_{\Pi} \cdot L)^2}}{R_H},$$

т. е. чем больше индуктивность, тем больше коэффициент сглаживания. Решая последнее уравнение относительно L , получим индуктивность фильтра в зависимости от частоты пульсаций и коэффициента сглаживания:

$$L = \frac{R_H}{\omega_{\Pi}} \sqrt{K_c^2 - 1}. \quad (6.6)$$

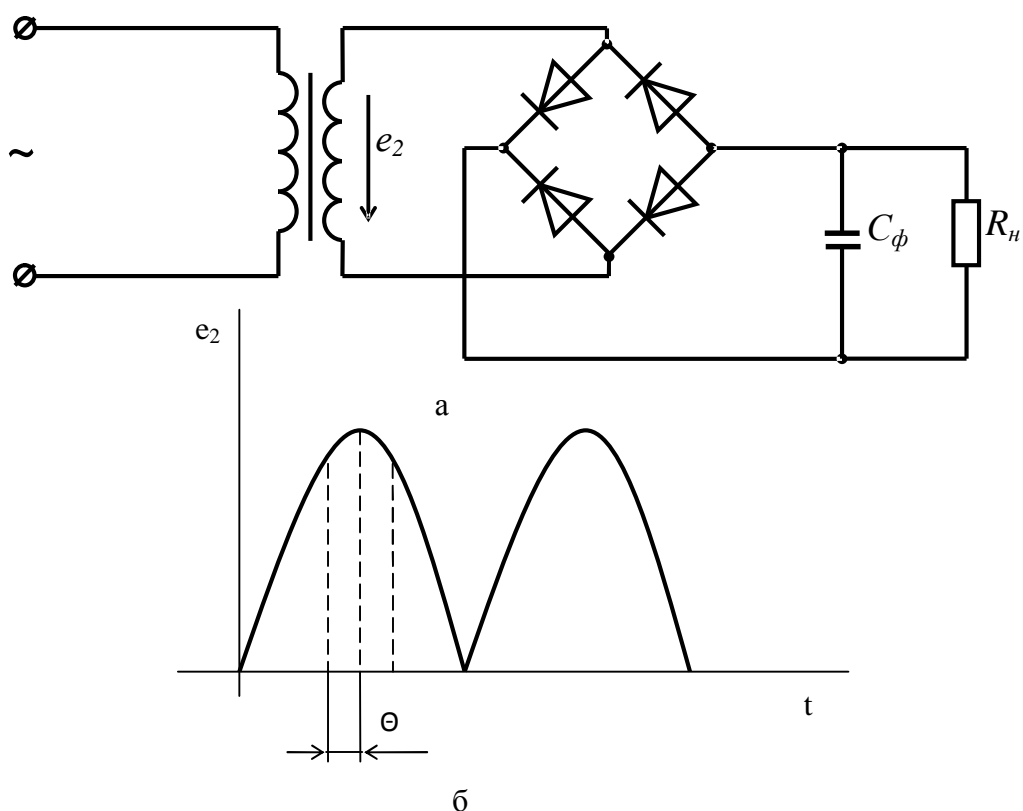


Рис.6.3. Мостовая схема выпрямителя с емкостным фильтром (а) и волновая диаграмма ЭДС e_2 (б)

Для маломощных выпрямителей простейшим фильтром является конденсатор, подключенный параллельно нагрузке (рис. 6.3а).

Работа выпрямителя в этом случае характеризуется двумя интервалами:

- 1) зарядка конденсатора, когда ЭДС e_2 вторичной обмотки трансформатора больше напряжения на конденсаторе, и диоды пропускают ток;
- 2) разрядка конденсатора, когда ЭДС e_2 меньше напряжения на конденсаторе, и диоды тока не пропускают.

Половина времени, в течение которого протекает ток в диоде, называется углом отсечки (рис. 6.3б). Все основные параметры фильтра выражаются в

зависимости от угла отсечки. Коэффициент пульсации выпрямленного напряжения описывается следующим соотношением:

$$K_{\text{п}} = \frac{H(\theta)}{rC}, \quad (6.7)$$

где $H(\theta)$ - некоторая функция от угла отсечки, она приводится в справочной литературе в виде графической зависимости от $\text{tg}\theta - \theta$ и числа пульсаций за период $m_{\text{п}}$. Численное значение $(\text{tg}\theta - \theta)$ можно рассчитать:

$$(\text{tg}\theta - \theta) = \frac{\pi r}{2R_{\text{н}}},$$

где $r = r_{\text{тр}} + 2r_{\text{пр. диода}}$; $R_{\text{н}}$ - сопротивление приемника; $r_{\text{тр}}$ - активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора; $r_{\text{пр. диода}}$ - сопротивление диода в прямом направлении.

Задаваясь необходимым коэффициентом пульсации, по формуле (6.7) можно определить емкость конденсатора фильтра.

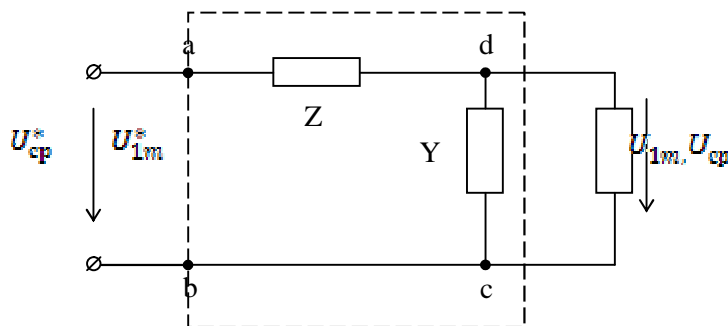


Рис.6.4. Блок-схема Г-образного фильтра

Пульсации выпрямленного напряжения сглаживаются эффективнее при помощи фильтров, составленных из повторяющихся «Г»- или «П»-образных звеньев. В качестве элементов в этих звеньях используют конденсаторы и дроссели.

В общем случае Г-образный фильтр можно изобразить в виде четырехполюсника с входными «ab» и выходными «dc» зажимами (рис. 6.4).

Коэффициент фильтрации Г-образного фильтра по определению равен амплитуде первой гармоники выпрямленного напряжения на входе в фильтр, отнесенной к ее амплитуде на выходе фильтра:

$$K_{\text{ф}} = \frac{U_{1m}^*}{U_{1m}}. \quad (6.8)$$

Воспользовавшись методом эквивалентного преобразования можно рассчитать U_{1m} , и тогда после подстановки в (6.8) получим:

$$K_{\Phi} = 1 + Z \left(Y + \frac{1}{R_H} \right). \quad (6.9)$$

Параметры элементов Г-образного фильтра выбирают такими, чтобы последовательно включенные с приемником элементы имели большое сопротивление для переменной составляющей тока, обычно $Z > 5R_H$. Для постоянной составляющей тока это сопротивление должно быть малым. Элементы фильтра, которые включаются параллельно приемнику, должны иметь высокую проводимость Y для переменной составляющей выпрямленного тока, обычно: $Y > \frac{1}{5R_H}$.

Для постоянной составляющей проводимость этих элементов должна быть низкой.

Практически почти всегда: $R_H \geq \frac{1}{Y}$, поэтому в (6.9) $\frac{1}{R_H}$ можно пренебречь, тогда:

$$K_{\Phi} = 1 + ZY. \quad (6.10)$$

Для индуктивно-емкостного фильтра:

$$Z = j\omega m_{\Pi} L, \quad Y = j\omega m_{\Pi} C, \quad \text{тогда}$$

$$K_{\Phi} = 1 + \omega^2 m_{\Pi}^2 CL. \quad (6.11)$$

То есть коэффициент фильтрации определяется произведением $C \cdot L$.

П-образный фильтр относится к многозвенным, которые представляют собой несколько однозвенных включенных последовательно. Многозвенные фильтры применяют для получения высокого коэффициента фильтрации. Элементы отдельных звеньев подбирают так, чтобы последующее звено не влияло на работу предыдущего. Например, если звенья представляют собой Г-образные фильтры, то необходимо, чтобы сопротивление дросселя последующего звена было существенно больше сопротивления конденсатора предыдущего звена.

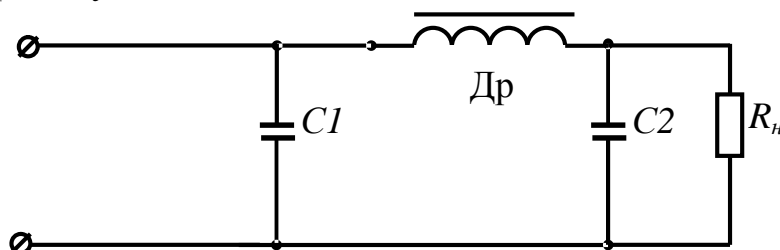


Рис.6.5. Двухзвенный П-образный фильтр. Первое звено $C1$, второе звено $ДрC2$

В примере (рис. 6.5) должно выполняться условие $X_L \gg X_{C1}$. Сопротивление нагрузки должно быть значительно больше сопротивления конденсатора, включенного параллельно

ей для основной гармоники пульсаций. В примере (рис. 6.5) должно выполняться условие $R_n \gg X_{C2}$. При выполнении этих условий коэффициент фильтрации фильтра:

$$K_{\Phi} = K_{\Phi 1} \cdot K_{\Phi 2} \cdot K_{\Phi 3} \cdot \dots \cdot K_{\Phi n},$$

где $K_{\Phi 1} \cdot \dots \cdot K_{\Phi n}$ - коэффициенты фильтрации звеньев.

Если многозвенный фильтр выполнен из элементов одного типа, то:

$$K_{\Phi} = K_{\Phi 1}^n,$$

где $K_{\Phi 1}^n$ – коэффициент фильтрации первого звена, n – число звеньев.

Лекция 7.

7.1. Тиристор. Классификация. Принцип действия

Тиристоры – полупроводниковые приборы с тремя и более p-n переходами, которые применяются для преобразования переменного тока в постоянный и как переключающие элементы.

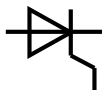
В зависимости от числа внешних электродов различают динисторы и тринисторы. В зависимости от способности пропускать ток в одном или двух направлениях они разделяются на однопроводящие и двухпроводящие (симисторы).

По мощности тиристоры подразделяются на маломощные, у которых средний ток $I_{cp} \leq 0,3$ А, средней мощности, у которых средний ток $0,3 \leq I_{cp} < 10$ А и силовые со средним током 10 и более ампер.

Маркировка тиристоров средней и малой мощности состоит из 6 элементов:

- Ø первый элемент – обозначает исходный материал, из которого изготовлен прибор (К или 2 – кремний);
- Ø второй элемент обозначает тип тиристора, Н-диодный, У-триодный;
- Ø третий элемент характеризует мощность тиристора: 1 – малой мощности, 2 – средней мощности;
- Ø четвертый и пятый элементы – порядковый номер разработки от 01 до 99;
- Ø шестой – буквенный, обозначает разновидность данной группы, отличающейся одним параметром, не являющимся классифицированным.
- Ø

На схемах динисторы обозначаются символом: 

Триодные тиристоры обозначают символом: 

Основой тиристора является кремниевая пластина, на которой формируется четырехслойная структура p1-n1-p2-n2 (рис. 7.1). Крайние области называются эмиттерами, а внутренние – базами. Внешний электрод, присоединяемый к эмиттеру p1, называется анодом, а к эмиттеру n2 – катодом. Базы тиристора отличаются толщиной и концентрацией примесей. К базе с высокой концентрацией примесей присоединяется управляющий электрод.

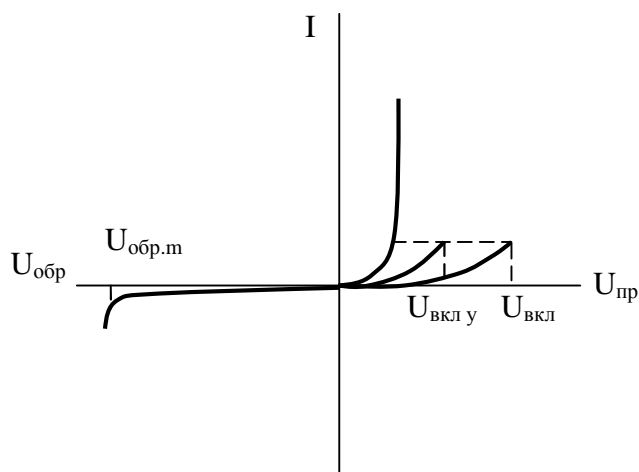
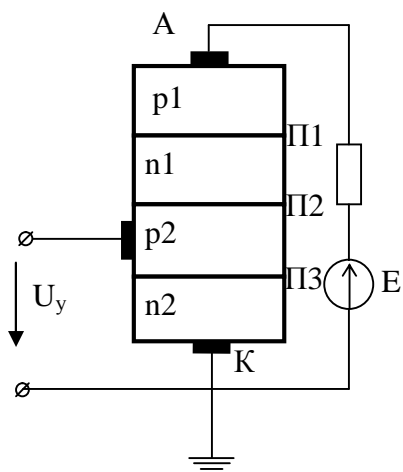


Рис 7.1. Структурная схема тиристора. Рис. 7.2. Вольт-амперная характеристика тиристора

Если между анодом и катодом подать напряжение плюсом на анод, то начнется инжекция дырок в базу n1 и электронов в базу p2. При этом переход П2 будет закрыт, а П1 и П3 открыты. Так как переход П2 закрыт, ток в цепи мал и обусловлен рекомбинацией зарядов в базах и термогенерацией носителей в объеме перехода П2. Основная часть носителей в объеме накапливается у границы перехода П2 и снижает его потенциальный барьер. При повышении внешнего напряжения E количество зарядов по обе стороны перехода П2 увеличивается и незначительно возрастает ток тиристора. При достижении напряжения, при котором потенциальный барьер перехода П2 исчезает, ток тиристора скачком возрастает, а напряжение падает почти до нуля (тиристор открыт) (рис. 7.2).

Напряжение, при котором тиристор из состояния закрыт переходит в состояние открыт, называется напряжением включения $U_{вкл}$. Напряжение включения можно снизить, если ввести неосновные носители в любую из областей, прилегающих к переходу П2, при этом его потенциальный барьер исчезает при меньшем внешнем напряжении. Добавочные носители вводятся в базу p2 от независимого источника U_y , а электрод, соединенный с базой p2, называется управляющим. Чем больше напряжение U_y , тем при меньшем внешнем напряжении тиристор переходит в состояние открыт. У тиристора, находящегося в состоянии открыт, ток практически не зависит от напряжения между анодом и катодом. Если на тиристор подать обратное напряжение (минус на анод), тиристор перейдет в состояние закрыт, при этом переходы П1

и ПЗ окажутся включенными в обратном направлении, и ток через тиристор будет мал, а его вольт-амперная характеристика станет подобной обратной ветви вольт-амперной характеристики диода. Во избежание пробоя тиристора необходимо, чтобы обратное напряжение было меньше максимально допустимого обратного напряжения $U_{обр. м}$.

7.2. Управляемые выпрямители

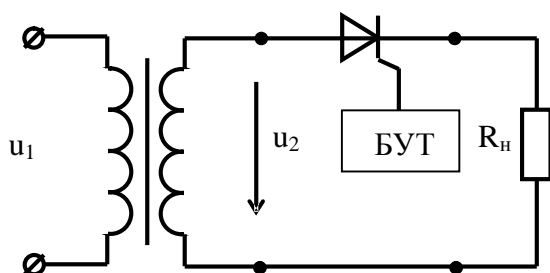


Рис. 7.3. Блок-схема однофазного однополупериодного управляемого выпрямителя. БУТ – блок управления тиристором

Они создаются на основе тиристоров по тем же схемам, что и на неуправляемых диодах (рис. 7.3). Регулирование выпрямленного напряжения осуществляется путем изменения момента открытия тиристора с помощью блока управления тиристором, который формирует управляющие импульсы, подаваемые на управляющий электрод. В момент прохождения импульса тиристор переходит в состояние открыт, а в момент смены полярности напряжения u_2 - в состояние закрыт (рис. 7.4).

Пусть напряжение u_2 изменяется по гармоническому закону:

$$u_2 = U_{2m} \sin \omega t$$

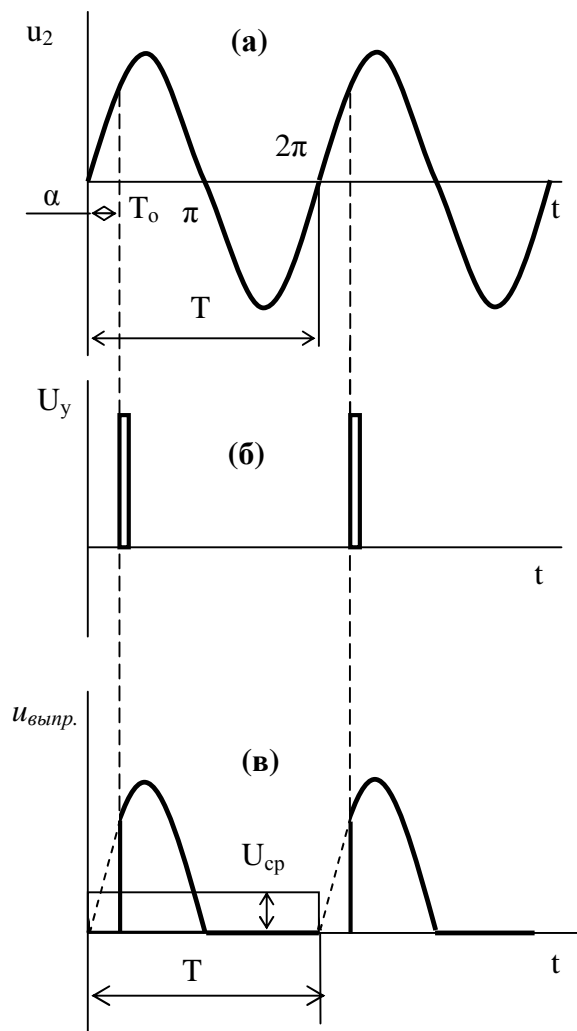


Рис. 7.4. Временные диаграммы напряжений на входе выпрямителя (а), управляющих импульсов (б), и на выходе выпрямителя (в); α – угол открытия тиристора

Среднее значение выпрямленного напряжения при угле открытия тиристора α будет:

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_{T_0}^{\frac{T}{2}} U_{2m} \sin \omega t dt = - \frac{U_{2m}}{T \cdot \omega} \left| \frac{T}{2} \cos \omega t \right|_{T_0} = - \frac{U_{2m}}{T \frac{2\pi}{T}} \left| \frac{T}{2} \cos \frac{2\pi}{T} t \right|_{T_0} =$$

$$= - \frac{U_{2m}}{2\pi} \left(\cos \pi - \cos \frac{2\pi \cdot T_0}{T} \right), \text{ где } \frac{2\pi \cdot T_0}{T} = \alpha, \text{ тогда}$$

$$U_{\text{ср}\alpha} = - \frac{U_{2m}}{2\pi} (-1 - \cos \alpha);$$

$$U_{\text{ср}\alpha} = \frac{U_{2m}}{2\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (7.1)$$

Если режим работы выпрямителя нерегулируемый, то угол открытия $\alpha=0$ и тогда

$$U_{\text{ср}0} = \frac{U_{2m}}{\pi} \quad \text{ИЛИ}$$

$$U_{2m} = \pi U_{\text{ср}0} \quad (7.2)$$

Решая совместно (7.1) и (7.2), получаем:

$$U_{\text{ср}\alpha} = \frac{U_{\text{ср}0} (1 + \cos \alpha)}{2}. \quad (7.3)$$

Выражение (7.3) называется регулировочной характеристикой выпрямителя.

Среднее значение выпрямленного тока и тока тиристора можно определить на основании закона Ома:

$$I_{\text{ср}\alpha} \frac{U_{\text{ср}\alpha}}{R_H} = \frac{U_{\text{ср}0} (1 + \cos \alpha)}{2R_H}. \quad (7.4)$$

7.3. Классификация транзисторов

Транзистор – полупроводниковый прибор, имеющий три внешних вывода и предназначенный для генерации или усиления электрических колебаний, а также для коммутации электрических цепей.

В зависимости от принципа действия они подразделяются на транзисторы с инжекцией и транзисторы без инжекции. В транзисторах с инжекцией управление током осуществляется инжектированием (вводом) в одну из областей неосновных носителей; в транзисторах без инжекции управление током осуществляется электрическим полем.

Классифицируются транзисторы по мощности и по предельной рабочей частоте. По мощности рассеяния она подразделяется на три группы:

- 1) малой мощности $P_{рас} < 0,3$ Вт;
- 2) средней мощности $0,3 \leq P_{рас} < 1,5$ Вт;
- 3) большой мощности $P_{рас} > 1,5$ Вт.

В зависимости от предельной рабочей частоты они подразделяются на 4 группы:

- ∅ низкочастотные $f_{пред.} \leq 3$ МГц;
- ∅ среднечастотные $3 < f_{пред.} < 30$ МГц;
- ∅ высокочастотные $30 < f_{пред.} < 300$ МГц;
- ∅ сверхвысокочастотные $f_{пред.} > 300$ МГц;

Маркировка транзисторов состоит из шести символов.

Первый символ, как у диодов, буква или цифра, обозначающие материал, из которого изготовлен транзистор.

Второй элемент маркировки – буква, характеризует принцип действия:

Т - с инжекцией, П – без инжекции.

Третий элемент маркировки цифровой – характеризует рассеиваемую мощность и диапазон рабочих частот.

Таблица 7.1

Значение третьего элемента маркировки в зависимости от рассеиваемой мощности и частоты

Частота до, МГц		3	30	Более 30
Мощность	Малая	1	2	3
	Средняя	4	5	6
	Большая	7	8	9

Четвертый и пятый элементы маркировки цифровые от 01 до 99- порядковый номер разработки.

Шестой элемент маркировки буквенный – разновидность данной группы приборов, отличающейся одним параметром, не являющимся классификационным.

На схемах транзисторы обозначаются следующими символами:

с инжекцией (биполярные):

без инжекции (полевые):



Тип p-n-p



Тип n-p-n



С каналом типа p



С каналом типа n

7.4. Биполярный транзистор. Принцип действия

Биполярный транзистор – полупроводниковый прибор с инжекцией, имеющий два р-п перехода и три внешних вывода. Основным элементом транзистора является пластинка полупроводникового материала, в которой созданы три области различной проводимости. Средняя область с электронным или дырочным типом проводимости называется **базой**. Ширина базы делается малой по сравнению с наружными областями, одна из которых называется **эмиттером**, а другая **коллектором**. Они обладают проводимостью одинакового типа, но противоположной и на несколько порядков выше проводимости базы. Если внешние области имеют проводимость р-типа, то прибор называется транзистором типа р-п-р.

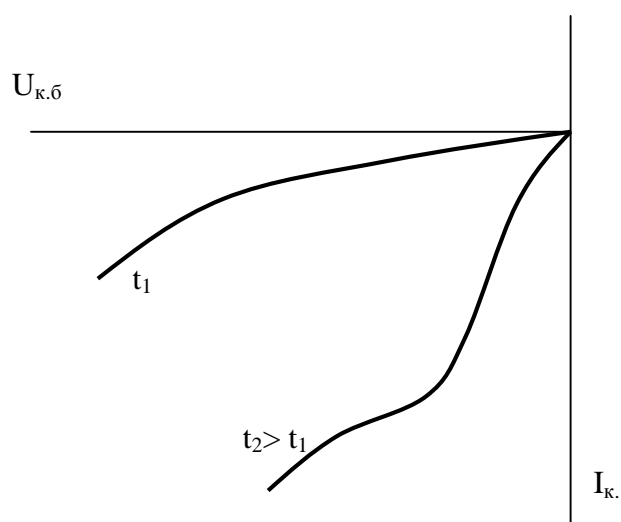


Рис. 7.5. Вольт-амперная характеристика коллекторно-базового перехода в зависимости от температуры

При включении источника энергии между базой и коллектором транзистора типа р-п-р плюсом на базу, потенциальный барьер коллекторно-базового перехода возрастает, что приводит к возникновению лишь очень небольшого тока, вызванного движением через переход неосновных носителей. Вольт-амперная характеристика коллекторного перехода в этом случае подобно ВАХ диода, включенного в обратном направлении. Обратный ток коллектора быстро растет с увеличением температуры (рис. 7.5), поэтому иногда его называют

тепловым током коллектора. При подключении источника энергии между эмиттером и базой плюсом на эмиттер, потенциальный барьер эмиттерного перехода уменьшается, и уже при очень низких напряжениях (доли вольта) через переход начинается инжекция носителей: дырок из эмиттера в базу и электронов из базы в эмиттер.

Дырки, инжектированные в базу, рекомбинируют с электронами базы, так же как электроны базы, инжектированные в эмиттер рекомбинируют с его дырками. Но так как проводимость эмиттера выше проводимости базы, число дырок, поступающих из эмиттера в базу, во много раз превышает число электронов, поступающих из базы в эмиттер. По этой причине концентрация дырок в базе будет расти. Для базы дырки являются неосновными носителями, полем коллекторного источника они втягиваются в коллектор и образуют обратный ток коллектора. Как следует из первого закона Кирхгофа (рис. 7.6), величина коллекторного тока определяется выражением:

$$I_K = I_E - I_B . \quad (7.5)$$

А так как ток базы очень мал, можно считать, что:

$$I_K \approx I_E . \quad (7.6)$$

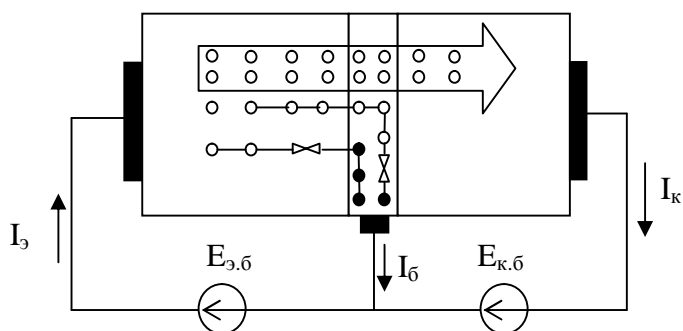


Рис. 7.6. Токораспределение в биполярном транзисторе

Изменяя напряжение, приложенное к эмиттерно-базовому переходу, можно менять количество дырок, поступающих из эмиттера в базу, и изменять ток коллектора.

Таким образом, принцип действия транзистора заключается в управлении потоком неосновных носителей базы, поступающих в коллектор.

Лекция 8.

8.1. Усилительные свойства транзистора

Усиление электрических колебаний с помощью транзистора (рис. 8.1) основано на зависимости коллекторного тока от величины напряжения между эмиттером и базой. Эмиттерно-базовый переход включается в прямом направлении, и его вольт-амперная характеристика подобна прямой ветви ВАХ диода (рис. 8.2).

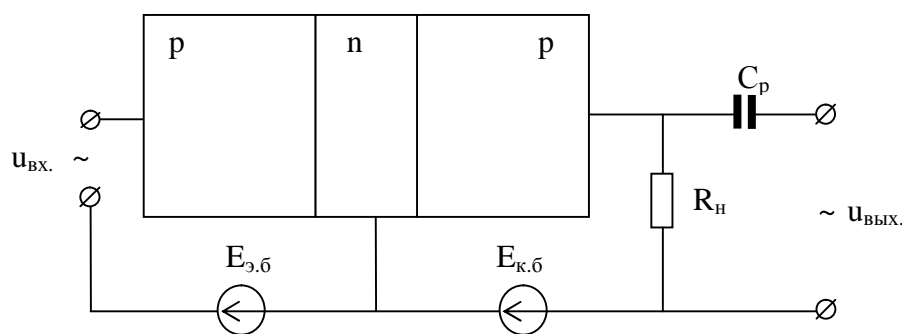


Рис. 8.1. Упрощенная блок-схема усилителя на транзисторе

Если между эмиттером и базой действует только напряжение источника $E_{э.б}$, которое не зависит от времени (рис. 8.3,а), то в цепи эмиттера будет протекать постоянный ток, не зависящий от времени I_{30} (ток покоя). Напряжение $u_{вх.}$, подлежащее усилению, включают последовательно с

источником $E_{э.б.}$. Для простоты будем считать его синусоидальным (рис. 8.3,б).

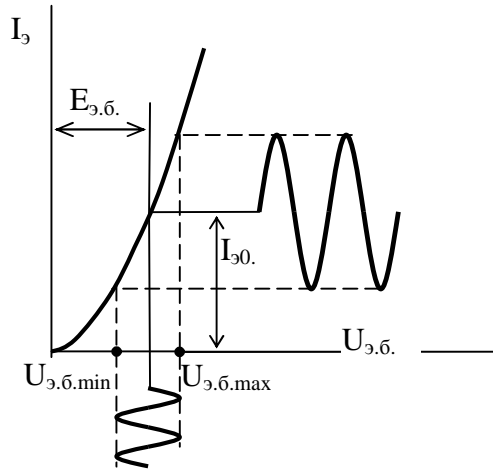


Рис. 8.2. Диаграмма усиления колебаний транзистором

Теперь напряжение между эмиттером и базой будет равно сумме $E_{э.б.}$ и $U_{вх}$ (рис. 8.3,в) и будет изменяться по закону изменения $u_{вх}$ в пределах от $U_{э.б.min} = E_{э.б.} - U_{м.вх}$ до $U_{э.б.max} = E_{э.б.} + U_{м.вх}$.

В соответствии с законом изменения $u_{э.б.}$ будет изменяться ток эмиттера.

Так как $I_{к} \approx I_{э}$, то коллекторный ток будет пульсировать так же, как эмиттерный. Постоянная составляющая коллекторного тока будет замыкаться через нагрузочный резистор $R_{н}$, а переменная будет протекать через разделительный конденсатор C_p и через

приемник, подключенный к клеммам $\sim u_{вых}$. Она создает в приемнике переменное падение напряжения по форме совпадающее с входным напряжением. Амплитуда напряжения может быть найдена по закону Ома:

$$U_{т.в.ых.} = I_{т.к.} R_{н}, \quad (8.1)$$

аналогично входное:

$$U_{т.в.х.} = I_{т.э.} R_{э.б.} \quad (8.2)$$

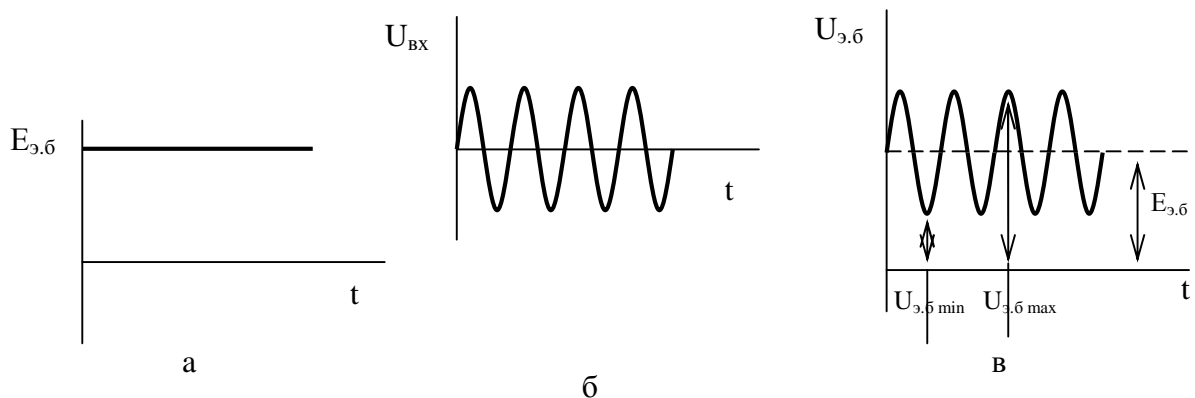


Рис.8.3. Временные диаграммы напряжения эмиттерного источника (а), входного напряжения (б), эмиттерно-базового напряжения (в)

Так как $R_{н} \gg R_{э.б.}$, а $I_{т.э.} \approx I_{т.к.}$, то в данной цепи имеет место усиление по напряжению. Отношение амплитуды выходного напряжения к амплитуде входного называется коэффициентом усиления по напряжению $K_{н}$:

$$K_H = \frac{U_{m \text{ Вых}}}{U_{m \text{ Вх}}} = \frac{I_{m \text{ К}} R_H}{I_{m \text{ Э}} R_{\text{Э.б}}} \approx \frac{R_H}{R_{\text{Э.б}}} \quad (8.3)$$

Аналогичные соотношения можно записать и для мощности:

$$P_{\text{ВЫХ}} = I_K^2 R_H, \quad P_{\text{ВХ}} = I_{\text{Э}}^2 R_{\text{Э.б}}; \quad (8.4)$$

$$K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{I_K^2 R_H}{I_{\text{Э}}^2 R_{\text{Э.б}}} = \frac{R_H}{R_{\text{Э.б}}}. \quad (8.5)$$

Дополнительная мощность, выделяющаяся на нагрузочном резисторе, получается за счет коллекторного источника $E_{\text{К.б}} \gg E_{\text{Э.б}}$. Транзистор управляет энергией этого источника, заставляя ее меняться по закону изменения входного напряжения. Очевидно, что усиление по напряжению и мощности будет тем больше, чем больше ток коллектора, т. е. чем большая доля дырок, инжектированных эмиттером в базу, будет поступать в коллектор. Эффективность этого процесса характеризуется коэффициентом передачи тока эмиттера α .

$$\alpha = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{\text{Э}}} | U_{\text{К.б.}} = \text{const}. \quad (8.6)$$

Ясно, что чем выше α , тем выше коэффициенты усиления по напряжению и мощности.

У современных биполярных транзисторов коэффициент передачи тока эмиттера достигает $0,950 \div 0,999$.

8.2. Схемы включения транзистора

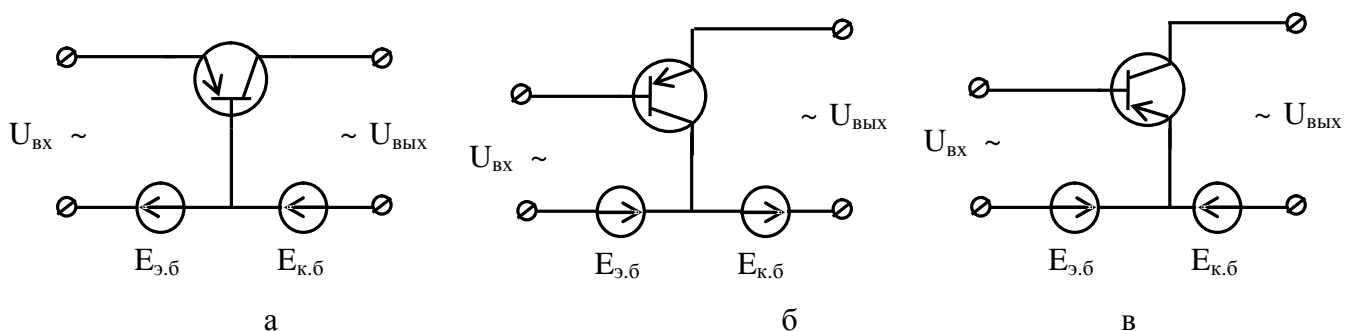


Рис. 8.4. Схемы включения транзистора. С общей базой (а), с общим коллектором (б), с общим эмиттером (в)

При наличии трех электродов транзистор можно включить в электрическую цепь только таким образом, чтобы один из электродов был

общим, т. е. принадлежал двум цепям – входной и выходной (рис. 8.4). Имеется три способа включения транзистора: с общей базой; общим эмиттером; общим коллектором.

Различные схемы включения транзистора имеют разные свойства, но принцип действия транзистора от способа включения не зависит. Схема с общей базой имеет малое входное сопротивление, что затрудняет создание многокаскадных устройств по этой схеме. Схема с общим эмиттером имеет высокое входное сопротивление, т. к. входным является очень малый ток базы. Ценным свойством схемы с общим эмиттером является большой коэффициент передачи тока, в данном случае это отношение приращения тока коллектора к приращению тока базы.

$$\beta = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E - \Delta I_K} = \frac{1}{\frac{\Delta I_E}{\Delta I_K} - 1} = \frac{1}{\frac{1}{\alpha} - 1} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (8.7)$$

Коэффициент β называется коэффициентом передачи тока базы. Он может достигать нескольких десятков, что позволяет получать очень высокие коэффициенты усиления по мощности. По этой причине схемы с общим эмиттером наиболее распространены в практике.

В схеме с общим коллектором входным током является ток базы, а выходным ток эмиттера, протекающий по нагрузочному устройству. Вследствие малости базового тока входное сопротивление схемы очень велико, а выходное, наоборот, очень мало. Поэтому коэффициент усиления по напряжению в соответствии с (8.3) будет меньше 1.

8.3. Система h-параметров транзистора.

h-параметры - это коэффициенты, связывающие в уравнениях переменные составляющие напряжений и токов на входе и выходе транзистора.

Вторичный ток образован дырками эмиттера и зависит от входного напряжения. Поэтому он является функцией двух переменных тока i_1 и напряжения u_2 :

$$i_2 = f(i_1, u_2). \quad (8.8)$$

Падение напряжения на входе транзистора зависит от тех же переменных:

$$u_1 = f(i_1, u_2). \quad (8.9)$$

Запишем полные дифференциалы выражений (8.8) и (8.9):

$$\begin{aligned} di_2 &= \left(\frac{\partial i_2}{\partial i_1}\right) di_1 + \left(\frac{\partial i_2}{\partial u_2}\right) du_2, \\ du_1 &= \left(\frac{\partial u_1}{\partial i_1}\right) di_1 + \left(\frac{\partial u_1}{\partial u_2}\right) du_2. \end{aligned}$$

Частные производные в уравнениях полных дифференциалов являются h-параметрами.

$h_{11} = \frac{\partial u_1}{\partial i_1} | U_2 = \text{const}$ – называется входным сопротивлением, как

показано ранее, желательно, чтобы оно было высоким.

$h_{12} = \frac{\partial u_1}{\partial u_2} | I_1 = \text{const}$ – называется коэффициентом обратной связи,

определяет степень влияния выходного напряжения на входное. Величина этого параметра обычно очень мала и в большинстве практических расчетов транзисторных устройств им пренебрегают.

$h_{21} = \frac{\partial i_2}{\partial i_1} | U_2 = \text{const}$ – называется коэффициентом передачи тока,

определяет зависимость выходного тока от входного. Чем больше этот параметр, тем больше коэффициент усиления по мощности.

$h_{22} = \frac{\partial i_1}{\partial u_2} | I_1 = \text{const}$ – называется выходной проводимостью,

определяет степень зависимости выходного тока от выходного напряжения. Величина, обратная этому параметру, определяет величину сопротивления нагрузочного резистора, который может быть включен в выходную цепь. h-параметры для различных схем включения имеют различные значения.

8.4. Статические характеристики транзистора

Статические характеристики дают графическую связь между токами и напряжениями на входе и выходе транзистора и позволяют определить параметры.

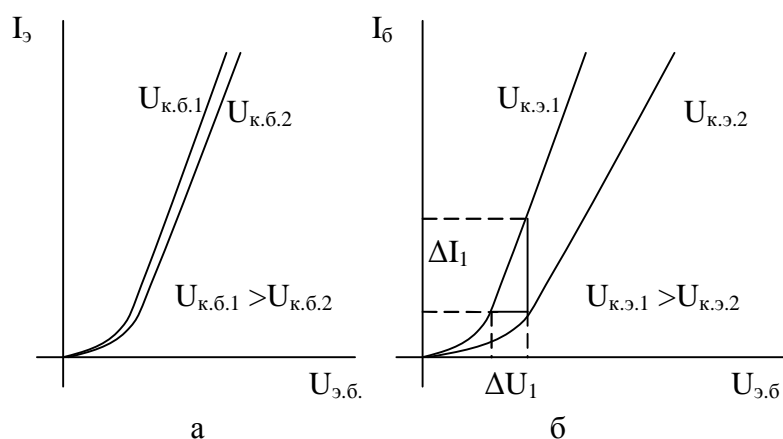


Рис. 8.5. Входные характеристики транзистора в схеме с общей базой (а) и в схеме с общим эмиттером (б)

Зависимость входного тока от входного напряжения при постоянном выходном напряжении называется входной характеристикой (рис. 8.5), т. е. $I_1 = f(U_1)$, $U_2 = \text{const}$. Для схемы с общей базой это $I_3 = f(U_{э,б})$, $U_{к,б} = \text{const}$, а для схемы с общим эмиттером $I_б = f(U_{э,б})$, $U_{к,э} = \text{const}$. В обеих схемах эмиттерно-базовый переход включается в прямом

направлении, и входная характеристика аналогична прямой ветви вольт-амперной характеристики диода.

Так как коллекторное напряжение на ток эмиттера влияет слабо, характеристики, снятые при различных коллекторных напряжениях, близки. По семейству входных характеристик рассчитываются параметры h_{11} и h_{12} .

$$h_{11} = \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1}, \quad h_{12} = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} = \frac{\Delta U_1}{U_{к.э.2} - U_{к.э.1}}.$$

Семейство выходных характеристик связывает выходные токи и напряжения при постоянном входном токе (рис. 8.6), т. е. $I_2 = f(U_2)$, $I_1 = \text{const}$. Для схемы с общей базой это $I_k = f(U_{к.б})$, $I_э = \text{const}$, а для схемы с общим эмиттером $I_k = f(U_{к.э})$, $I_б = \text{const}$. Так как коллекторно-базовый переход включен в обратном направлении, то его вольт-амперная характеристика будет аналогична обратной ветви вольт-амперной характеристики диода.

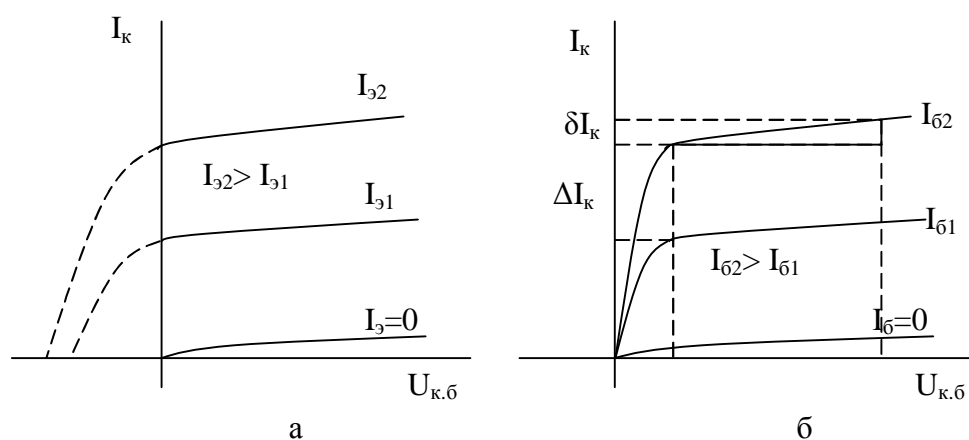


Рис. 8.6. Выходные характеристики транзистора в схеме с общей базой (а) и в схеме с общим эмиттером (б)

Так как коллекторный ток образован дырками эмиттера, то он мало зависит от коллекторного напряжения. В схеме с общей базой при смене полярности коллекторного напряжения ток коллектора быстро падает до нуля, т. к. коллекторный переход будет, в этом случае, включен в прямом направлении и напряжение $U_{к.б}$ будет противодействовать переходу неосновных носителей из эмиттера в коллектор. По данному семейству характеристик можно рассчитать параметры h_{21} и h_{22} :

$$h_{21} = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_э} = \frac{\Delta I_k}{I_{э2} - I_{э1}}; \quad h_{22} = \frac{\delta I_k}{U_{к.э.}}$$

8.5. Динамический режим работы транзистора

Режим работы транзистора, при котором в выходную цепь включена нагрузка называется **динамическим** (рис. 8.7).

Для выделенного контура на рис. 8.7 запишем уравнение второго закона Кирхгофа:

$$E_{к.б} = U_{к.б} + I_{к.} R_{н}, \text{ отсюда}$$

$$U_{к.б} = E_{к.б} - I_{к.} R_{н} \quad (8.10)$$

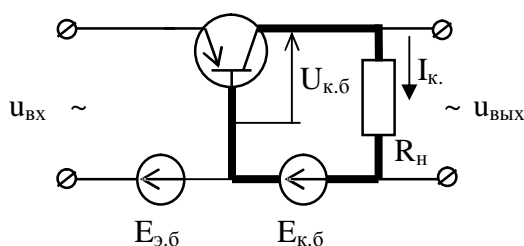


Рис. 8.7. Динамический режим работы транзистора

То есть в динамическом режиме напряжение между коллектором и базой меньше ЭДС коллекторного источника и зависит от тока коллектора. Уравнение (8.10) показывает, что динамическая выходная характеристика есть прямая. При $I_{к.} = 0$, $U_{к.б} = E_{к.б}$, а при $U_{к.б} = 0$, $I_{к.} = \frac{E_{к.б}}{R_{н}}$. Отрезок АВ

динамической характеристики называется линией нагрузки.

В динамическом режиме транзистор может работать в трех областях, которые зависят от полярности напряжений на переходах.

В области отсечки оба перехода закрыты, потенциалы эмиттера и коллектора относительно базы меньше нуля. В выходной цепи протекает обратный ток эмиттерного и коллекторного переходов. Граница

области соответствует точке А на динамической характеристике.

В области насыщения оба перехода открыты, потенциалы эмиттера и коллектора относительно базы положительны. В выходной цепи протекает ток, величина которого определяется сопротивлением нагрузки и напряжением источника $E_{к.б}$. Граница области соответствует точке В на динамической характеристике.

В активной области потенциал эмиттера относительно базы положительный, а коллектора отрицательный. В выходной цепи протекает ток, величина которого зависит от выходного напряжения $U_{к.б}$ и входного тока, который может меняться от $I_{э} = 0$ на границе области отсечки до $I_{э3}$ (рис. 8.8) на границе области насыщения. В этой области величина входного тока $I_{эп}$ (ток

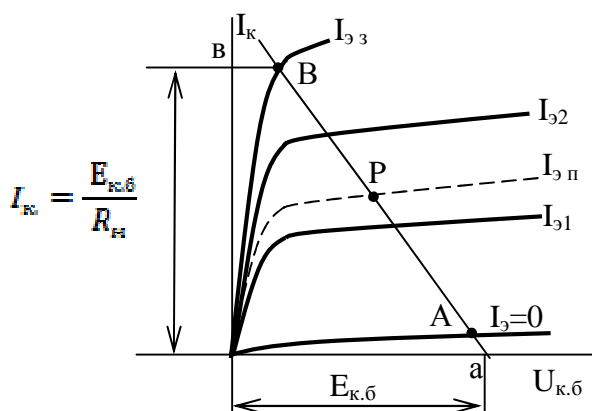


Рис. 8.8. Динамическая выходная характеристика (ав)

покоя) должна быть такой, чтобы искажение усиливаемого напряжения было минимальным. Точка пересечения статической выходной характеристики с заданным входным током должна приходиться на середину динамической характеристики. Эта точка называется **рабочей**, а входной ток, соответствующий этой точке, называется **током смещения**.

Лекция 9.

9.1. Полевые транзисторы

Полевые транзисторы, иначе называемые канальными или униполярными, относятся к приборам без инжекции. Они имеют один р-п переход и три внешних вывода для подключения в цепь. Основу транзистора образует полупроводниковый кристалл, например типа р или п, он включается в цепь выходного каскада, питающегося от источника E_2 . В эту же цепь включается нагрузка R_n . Под действием напряжения источника E_2 вдоль кристалла идет ток основных носителей.

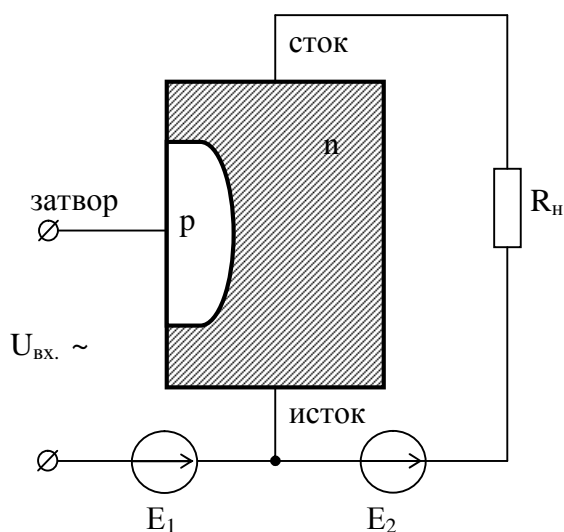


Рис. 9.1. Упрощенная блок-схема усилителя на полевом транзисторе

Входная, управляющая цепь образована областью с противоположным типом проводимости и р-п переходом. Источник E_1 создает на р-п переходе обратное напряжение. Последовательно с источником E_1 во входную цепь включается источник переменного напряжения $U_{вх.}$, которое подлежит усилению. При изменении входного напряжения будет меняться обратное напряжение на р-п переходе, а значит, будет меняться толщина запирающего слоя. Соответственно будет меняться площадь поперечного сечения области через которую проходит поток основных носителей.

На рис. 9.1 эта область заштрихована. Она называется каналом. Электрод, из которого в канал вытекают основные носители, называется **истоком**. Электрод, к которому носители приходят из канала, называется **стоком**. Электрод, который регулирует площадь поперечного сечения канала, называется **затвором**.

Если напряжение между затвором и истоком увеличивается, ширина запирающего слоя увеличивается, а ширина канала уменьшается. Сопротивление канала при этом станет больше, и выходной ток (ток стока) уменьшится. При большом напряжении между затвором и истоком площадь поперечного сечения канала станет равной нулю, и ток стока также станет равен нулю $i_c=0$, транзистор закроется. При $u_{зи}=0$ сечение канала будет

наибольшим, соответственно выходной ток (ток стока) также будет максимальным $i_c \rightarrow \max$.

Таким образом, ток стока определяется двумя напряжениями: между затвором и истоком и между стоком и истоком.

$$i_c = f(u_{зи}, u_{си}). \quad (9.1)$$

Запишем выражения полного дифференциала уравнения (9.1):

$$di_c = \left(\frac{\partial i_c}{\partial u_{зи}} \right) du_{зи} + \left(\frac{\partial i_c}{\partial u_{си}} \right) du_{си}.$$

Частные производные, входящие в выражение полного дифференциала называются параметрами транзистора.

$$S = \left. \frac{\partial i_c}{\partial u_{зи}} \right| du_{си} = \text{const} - \text{называется крутизной характеристики, она}$$

характеризует управляющее действие затвора и показывает, на сколько единиц изменится ток стока при изменении напряжения между затвором и истоком на 1 В.

$$R_i = \left. \frac{\partial u_{си}}{\partial i_c} \right| du_{зи} = \text{const} - \text{называется сопротивлением канала}$$

переменному току (выходное сопротивление), от его значения зависит величина сопротивления нагрузки, которая включается в выходную цепь. Входное сопротивление полевого транзистора определяют так же, как и для биполярного.

$$R_{вх} = \left. \frac{\partial u_{зи}}{\partial i_3} \right| U_{си} = \text{const}.$$

Так как ток затвора i_3 – обратный ток p-n перехода, он очень мал, входное сопротивление очень велико и может достигать нескольких миллионов или десятков миллионов ом. По этой причине коэффициент усиления по напряжению в каскаде на полевых транзисторах может достигать нескольких сотен или даже тысяч.

Иногда пользуются еще коэффициентом усиления μ , который определяют как произведение крутизны характеристики и входного сопротивления:

$$\mu = R_i S = \frac{\partial i_c}{\partial u_{зи}} \frac{\partial u_{си}}{\partial i_c} = \frac{\partial u_{си}}{\partial u_{зи}}.$$

Он показывает, во сколько раз изменение напряжения на 1 В между затвором и истоком действует на ток стока сильнее, чем такое же изменение напряжения между стоком и истоком.

Параметры униполярного транзистора можно определить, пользуясь семействами статических характеристик. Они бывают двух типов: управляющие (стоко-затворные) $I_c = f(U_{зи}) U_{си} = const$ (рис. 9.2) и выходные (стоковые) $I_c = f(U_{си}) U_{зи} = const$ (рис. 9.3).

По семейству стоко-затворных характеристик имеем:

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}}; \quad R_i = \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_c} = \frac{U_{си1} - U_{си2}}{\Delta I_c}.$$

Аналогично по семейству выходных стоковых характеристик:

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}} = \frac{I_{c3} - I_{c2}}{U_{зи3} - U_{зи2}}; \quad R_i = \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_c} = \frac{U_{си2} - U_{си1}}{I_{c4} - I_{c3}}.$$

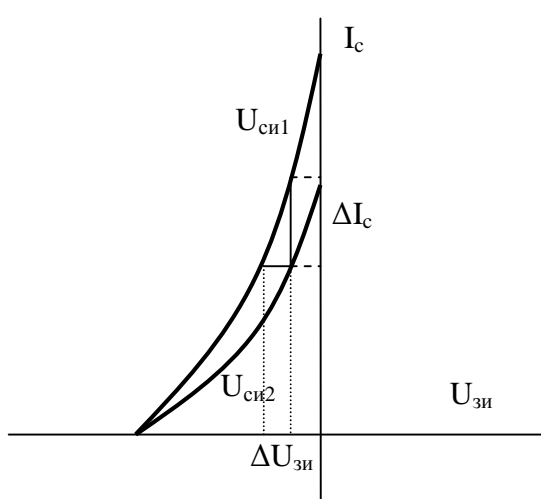


Рис. 9.2. Семейство стоко-затворных характеристик $U_{си1} > U_{си2}$

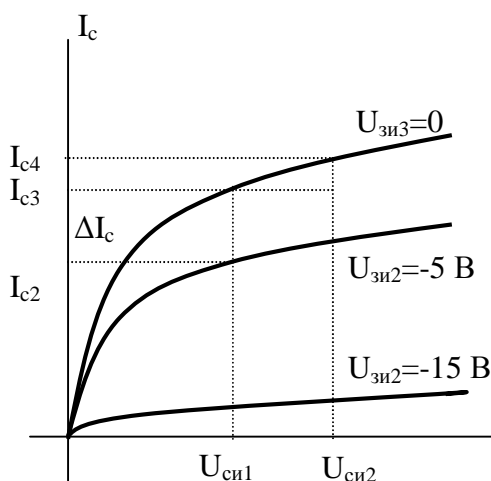


Рис. 9.3. Семейство выходных характеристик

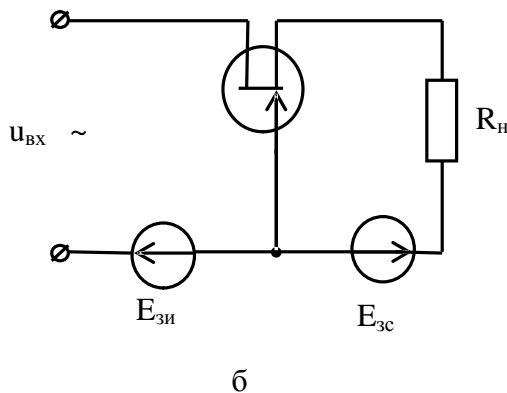
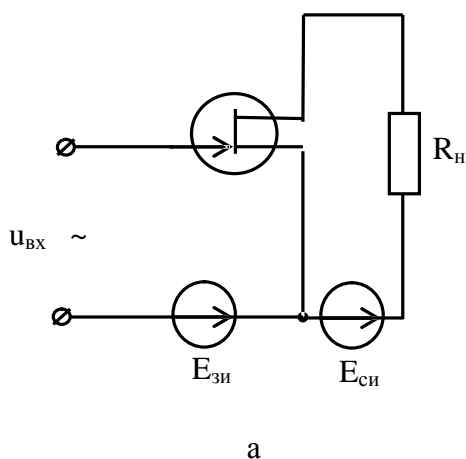


Рис. 9.4. Схемы включения полевого транзистора с общим истоком (а) и с общим затвором (б)

Включаются полевые транзисторы аналогично биполярным, один из электродов принадлежит сразу двум цепям – входной и выходной.

Наиболее распространенные схемы с общим истоком и общим затвором приведены на рис. 9.4.

Полевые транзисторы, по сравнению с биполярными, менее чувствительны к изменению температуры и малочувствительны к ионизирующим излучениям.

Лекция 10.

10.1. Классификация и основные параметры усилителей

Устройство, усиливающее мощность электрических сигналов, называется **электронным усилителем** (рис.10.1). Собирается усилитель из полупроводниковых приборов, обладающих управляющими свойствами. Представим усилитель структурной схемой с входным сопротивлением $R_{вх}$, имеющей два входных и два выходных зажима. Входное напряжение $u_{вх}$, подлежащее усилению, создается источником сигнала E_u с внутренним сопротивлением R_u и приложено к входным зажимам. В соответствии с законом Ома входной ток будет равен:

$$I_{вх} = \frac{E_u}{R_u + R_{вх}}, \text{ а входное напряжение } U_{вх} = I_{вх} R_{вх} = \frac{E_u R_{вх}}{R_u + R_{вх}} = \frac{E_u}{\frac{R_u}{R_{вх}} + 1},$$

следовательно, входное напряжение будет близко к ЭДС источника сигнала только, если входное сопротивление усилителя будет значительно больше сопротивления источника сигнала.

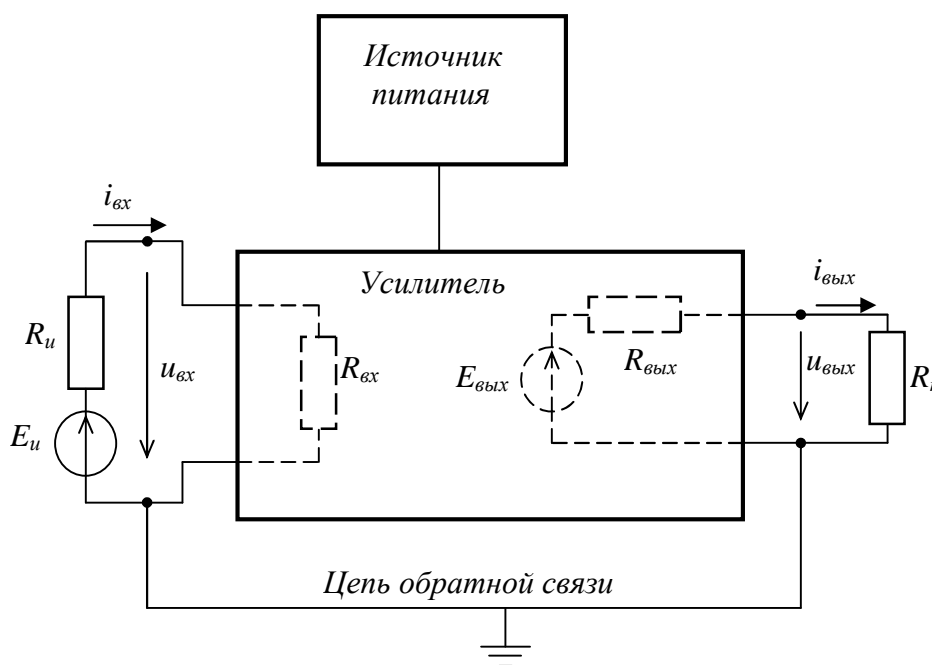


Рис. 10.1. Структурная схема усилителя

Входной сигнал управляет энергией источника питания усилителя, заставляя ее изменяться по закону изменения $u_{вх}$.

В выходной цепи усилителя условно считаем, что усиленное напряжение создается источником $E_{вых}$ с внутренним сопротивлением $R_{вых}$, к которому подключена нагрузка с сопротивлением $R_{н}$. Тогда в соответствии с законом Ома выходной ток будет равен:

$$I_{вых} = \frac{E_{вых}}{R_{н} + R_{вых}}, \text{ а выходное напряжение } U_{вых} = I_{вых} R_{н} = \frac{E_{вых} R_{н}}{R_{н} + R_{вых}} = \frac{E_{вых}}{\frac{R_{вых}}{R_{н}} + 1}$$

, т. е. выходное напряжение будет большим только в том случае, если сопротивление нагрузки будет значительно больше выходного сопротивления.

Для получения максимальной выходной мощности, как это известно из теории цепей, необходимо, чтобы соблюдалось равенство $R_{вых} = R_{н}$. Естественно, что источник сигнала должен также отдавать максимальную мощность, т. е. должно выполняться равенство $R_{вх} = R_{и}$. Особенности конкретной схемы усилителя зависят от диапазона усиливаемых частот входного сигнала, характера его изменения и назначения усилителя. По этим признакам они подразделяются на широкополосные и избирательные; усилители гармонических и импульсных сигналов; усилители напряжения, тока и мощности.

Широкополосные усилители усиливают широкий диапазон частот, в котором: $\frac{f_{в}}{f_{н}} > 1000$, где $f_{в}$ – верхняя частота диапазона, $f_{н}$ – нижняя частота диапазона.

Избирательные усилители усиливают либо сигнал фиксированной частоты, либо сигналы в очень узком диапазоне частот: $\frac{f_{в}}{f_{н}} > 1,1$.

К усилителям гармонических сигналов относятся усилители записи и воспроизведения сигналов, микрофонные, вещательные и т. д. Усилители импульсных сигналов усиливают периодические импульсы различной формы и величины с допустимым искажением формы.

Усилители напряжения обеспечивают заданную величину выходного напряжения на нагрузочных устройствах. В таком режиме, как уже отмечалось, усилитель работает, когда $R_{вх} \gg R_{и}$ и $R_{н} \gg R_{вых}$. В режиме усиления тока усилитель работает, когда $R_{вх} \ll R_{и}$, а $R_{н} \ll R_{вых}$. В этом случае протекание тока заданной величины в нагрузочном устройстве обеспечивается при малых значениях напряжений мощностей в выходных и входных цепях.

По характеру изменения во времени усиливаемых сигналов усилители подразделяются на усилители постоянного тока и усилители переменного тока. Первые предназначены для усиления сигналов в пределах от низшей частоты $f_{н} \approx 0$ до заданной верхней частоты $f_{в}$. Усилители переменного тока в зависимости от диапазона усиливаемых частот подразделяются на усилители низкой частоты (УНЧ) и усилители высокой частоты (УВЧ). Свойства усилителей оцениваются количественными параметрами (входным

сопротивлением, коэффициентом усиления, коэффициентом линейных искажений, выходным сопротивлением) и характеристиками (амплитудной, амплитудно-частотной и фазовой). Основным параметром всех усилителей является коэффициент усиления: отношение амплитуды усиливаемой величины на выходе к ее амплитуде на входе:

$$K = \frac{A_{т.вых}}{A_{т.вх}} \quad (10.1)$$

В зависимости от усиливаемой величины различают коэффициенты усиления по напряжению, току, мощности.

Если усилитель содержит несколько каскадов, то коэффициент усиления усилителя в цепи равен произведению коэффициентов усиления каскадов, т. е.:

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n, \quad (10.2)$$

где K_1, K_2, K_n - коэффициенты усиления каскадов.

В паспортах усилителей коэффициент усиления приводят не в безразмерных единицах, а в децибелах:

$$K_{дб} = 20 \lg K. \quad (10.3)$$

Тогда для многокаскадного усилителя:

$$K_{дб} = K_{дб1} + K_{дб2} + \dots + K_{дбn}. \quad (10.4)$$

10.2. Характеристики усилителей

Эксплуатационные свойства усилителей оцениваются качественными характеристиками: амплитудно-частотной, фазовой и амплитудной.

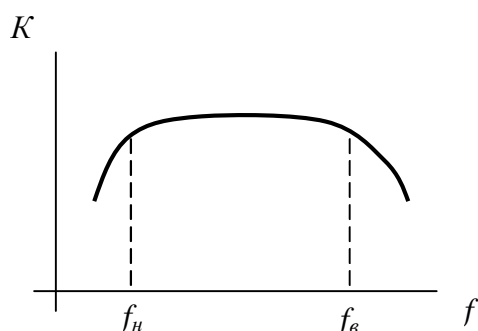


Рис. 10.2. Амплитудно-частотная характеристика

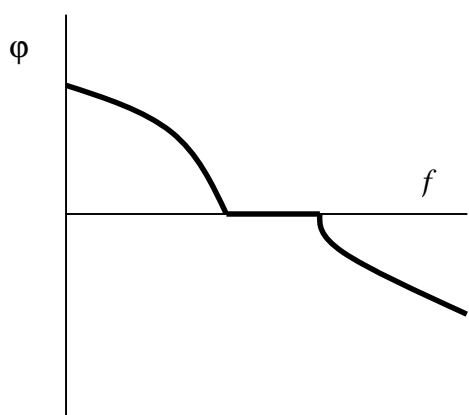
Амплитудно-частотная характеристика показывает зависимость коэффициента усиления усилителя от частоты. Как видно из рис. 10.2, коэффициент усиления различен на разных частотах, т. е. гармонические составляющие входного сигнала усиливаются по-разному. В результате форма сложного сигнала на выходе усилителя будет отличаться от входного, т. е. усилитель вносит в усиливаемый сигнал частотные искажения,

которые обусловлены наличием в схеме усилителя реактивных элементов, сопротивления которых зависят от частоты.

Частотные искажения характеризуются коэффициентом частотных искажений, который равен отношению модуля коэффициента усиления на средних частотах к модулю коэффициента усиления на той частоте, для которой оцениваются искажения:

$$M = \frac{K_0}{K_f} \text{ или } M_{дБ} = 20 \lg M, \quad (10.5)$$

где K_0 - коэффициент искажения на средних частотах; K_f - коэффициент усиления на частоте f .



Частоты $f_в$ и $f_н$, на которых искажения достигают гранично допустимую для данного усилителя величину, называются **граничными** ($f_в$ - верхняя и $f_н$ - нижняя), а диапазон частот Δf , равный разности граничных, называется полосой пропускания усилителя:

$$\Delta f = f_в - f_н. \quad (10.6)$$

Рис. 10.3. Фазовая характеристика

Уменьшение коэффициента усиления при частотах меньше нижней граничной и больше верхней граничной называется завалами характеристики.

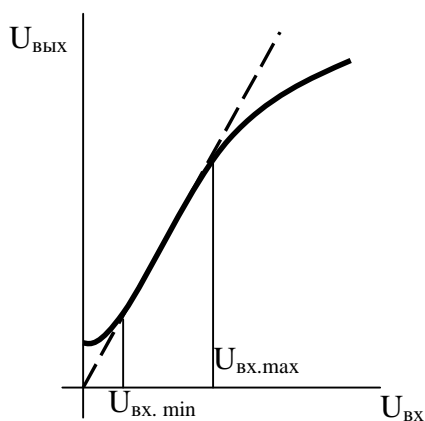


Рис. 10.4. Амплитудная характеристика

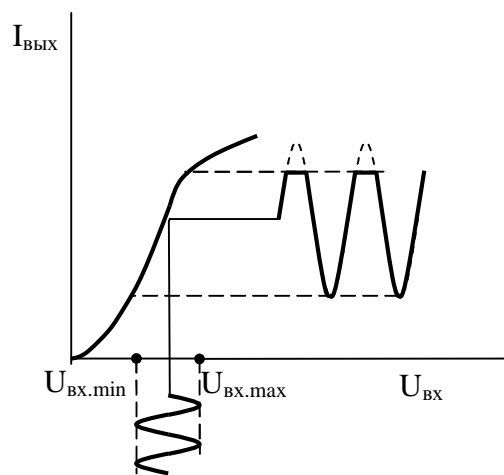


Рис. 10.5. Возникновение нелинейных искажений (верхняя часть синусоиды выходного тока отсутствует)

Фазовая характеристика описывает зависимость угла сдвига фаз между входным и выходным напряжением от частоты. Как видно из рис. 10.3, реальная фазовая характеристика нелинейна, что говорит о нарушении фазовых соотношений между отдельными составляющими сложного сигнала. Эти нарушения проявляются в изменении формы сигнала на выходе усилителя по сравнению с входным.

Сравнение амплитудно-частотной и фазовой характеристик показывает, что наличие частотных искажений всегда сопровождается возникновением фазового сдвига. Следовательно, фазовые и частотные искажения имеют одну причину – наличие реактивных элементов в схеме усилителя.

Амплитудной характеристикой называется зависимость выходного напряжения усилителя от входного при фиксированной частоте (рис. 10.4).

В идеальном усилителе при отсутствии напряжения на входе выходное напряжение равно нулю. В реальных усилителях при отсутствии входного сигнала напряжение на выходе усилителя $U_{\text{вх}} \neq 0$ и определяется уровнем собственных шумов усилителя и помехами. Поэтому характеристика не выходит из начала координат. Причиной шумов могут быть пульсации напряжения источника питания, неоднородность структуры материала активных элементов схемы и др. Напряжение помех возникают из-за воздействия на входные цепи усилителей электромагнитных полей, возникающих при работе промышленных электротехнических установок.

При больших входных сигналах, когда $U_{\text{м.вх}} > U_{\text{м.вх.макс}}$, уменьшение коэффициента усиления обусловлено нелинейностью характеристики транзистора. Искажения, вызванные нелинейностью характеристики транзистора, называются нелинейными (рис 10.5). Диапазон входных сигналов от $U_{\text{вх.мин}}$ до $U_{\text{вх.макс}}$, в пределах которого усиление происходит без искажений называется **динамическим диапазоном усилителя**. Он выражается соотношением:

$$D = \frac{U_{\text{вх.макс}}}{U_{\text{вх.мин}}} \quad (10.7)$$

В паспортах усилителей динамический диапазон приводится в децибелах.

Нелинейные искажения оцениваются коэффициентом нелинейных искажений:

$$\gamma = \sqrt{\frac{R_{\text{н}} \sum_{n=2}^{\infty} I_{\text{к.н}}^2}{R_{\text{н}} I_{1.н}^2}}, \quad (10.8)$$

где $I_{1.н}$ - амплитуда тока основной гармоники;

$I_{\text{к.н}}$ - амплитуда токов высших гармоник;

$R_{\text{н}}$ - сопротивление нагрузки, подключенной к усилителю.

Лекция 11.

11.1. Усилительный каскад на транзисторе

Любой усилитель состоит из набора элементарных ячеек, называемых усилительными каскадами (рис. 11.1). Способ соединения каскадов определяется диапазоном усиливаемых частот. При работе в диапазоне очень низких частот (доли герца) применяют непосредственную связь, при работе в диапазоне звуковых частот применяют емкостную или трансформаторную связь. Наиболее часто используются каскады с общим эмиттером (в усилителях на биполярных транзисторах) или с общим истоком (в усилителях на полевых транзисторах).

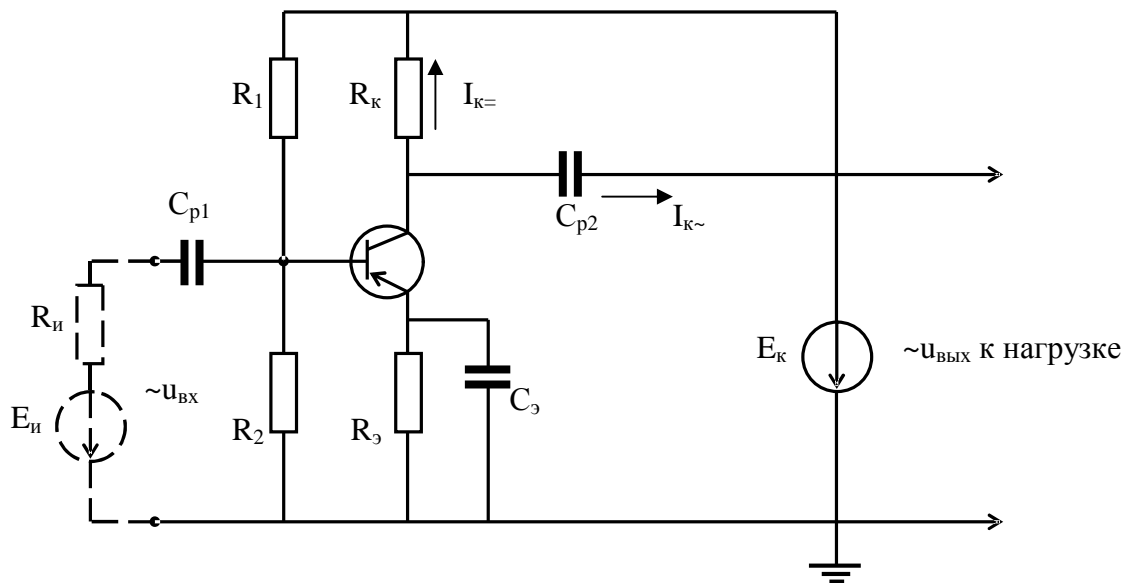


Рис.11.1. Усилительный каскад на биполярном транзисторе

Усилительный каскад содержит транзистор с резистором коллекторной нагрузки R_k , делитель напряжения на резисторах R_1 и R_2 для создания постоянных напряжений на p-n переходах транзистора, цепь температурной стабилизации коллекторного тока $R_3 - C_3$ и две переходные цепи $R_{вх} - C_{p1}$ и $R_{н} - C_{p2}$. Напряжение источника E_k в зависимости от типа транзистора выбирается в пределах от нескольких вольт до нескольких десятков вольт. Источник сигнала с ЭДС $E_{и}$ подключается к входу усилителя через разделительный конденсатор C_{p1} , который предотвращает протекание постоянного тока через источник сигнала из-за действия постоянного напряжения на резисторе R_2 . Нагрузка подключается к выходу усилителя, через разделительный конденсатор C_{p2} , поэтому через нагрузку будет протекать только переменный ток $I_{к\sim}$. Напряжение входного сигнала с амплитудой $U_{м.вх}$ изменяет потенциал базы относительно заземленного эмиттера, что приводит к изменению тока базы.

При постоянной величине тока эмиттера изменение тока базы приводит к пропорциональному изменению тока и напряжения в коллекторной цепи, т. к.

$$I_k = I_3 - I_3.$$

Переменная составляющая коллекторного тока $I_{к\sim}$, протекая по нагрузке, создает на нем падение напряжения. Коэффициент усиления по напряжению:

$$K = \frac{U_{m\text{ Вых}}}{U_{m\text{ Вх}}} \quad (11.1)$$

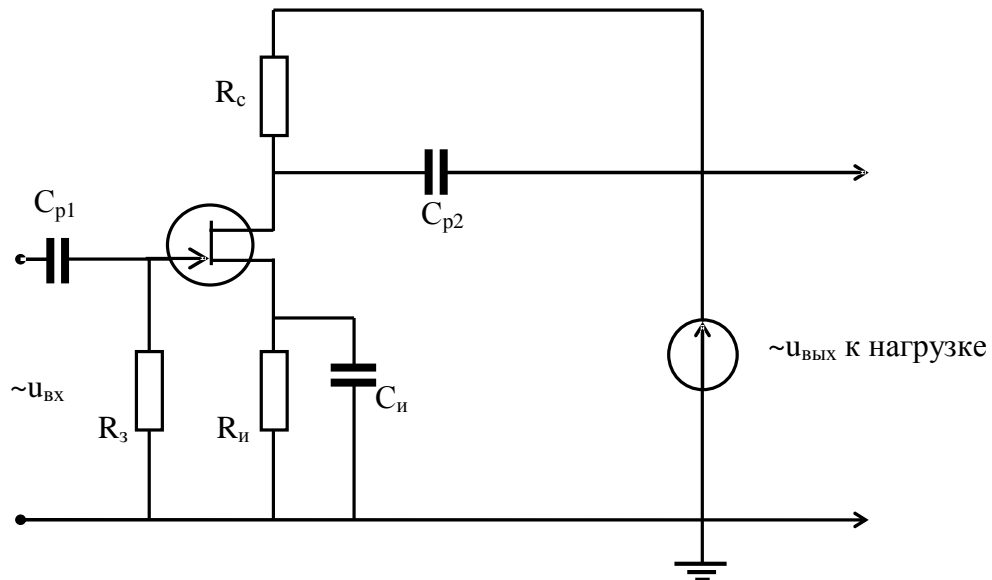


Рис.11.2. Усилительный каскад с общим истоком

Каскад на полевом транзисторе обладает большим сопротивлением по сравнению с каскадом на биполярном, поэтому коэффициент усиления по напряжению в этом случае будет значительно выше. Каскад на полевом транзисторе показан на рис. 11.2. Он содержит транзистор с резистором стоковой нагрузки R_c , резистор R_u в цепи истока, постоянное отрицательное напряжение с которого через резистор R_3 подается на затвор. Переменное напряжение $u_{вх}$, подлежащее усилению, через разделительный конденсатор подается на затвор и меняет его потенциал относительно истока. Изменение потенциала затвора приводит к изменению ширины канала и тока стока. Постоянная составляющая тока замыкается через резистор R_c , а переменная через разделительный конденсатор C_{p2} и сопротивление нагрузки.

11.2. Усилители постоянного тока

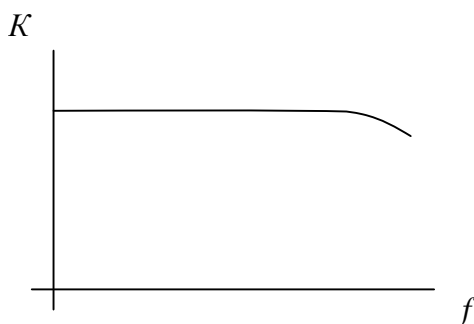


Рис. 11.3. Амплитудно-частотная характеристика УПТ

При автоматизации производственных процессов применяются преобразовательные элементы, выходным параметром которых является ЭДС постоянного тока малой мощности. Для усиления постоянного тока используют усилители постоянного тока (УПТ), у которых нижняя граница полосы пропускания соответствует нулевой

частоте, а верхняя – определяется назначением усилителя (рис. 11.3). В УПТ каскады нельзя связывать емкостными цепями. Связь между ними может быть только непосредственной. Однако из-за отсутствия в схемах УПТ реактивных элементов одновременно с полезным сигналом через усилитель проходят помехи. В результате чего на выходе усилителя проявляются сигналы не отличимые от полезных.

Непостоянство выходного напряжения при неизменном напряжении на входе, обусловленное влиянием помех, называется **дрейфом нуля усилителя**. Для качественной оценки усилителей по нестабильности выходного напряжения, пользуются понятием дрейфа, приведенного к входу:

$$d = \frac{U_{др. max} - U_{др. min}}{K_U},$$

где $U_{др. max}$ - максимальное напряжение на выходе при отсутствии напряжения на входе;

$U_{др. min}$ - минимальное напряжение на выходе при отсутствии напряжения на входе;

K_U - коэффициент усиления по напряжению.

Для уменьшения дрейфа нуля в усилителях применяется стабилизация источников питания, использование отрицательных обратных связей, применяются балансные и компенсационные схемы.

Принцип действия балансовой схемы аналогичен принципу действия четырехплечевой моста (рис. 11.4). Если при работе моста выполняется условие: $R_1 \cdot R_3 = R_2 \cdot R_4$, то мост сбалансирован, и ток в нагрузочном резисторе R_n равен нулю.

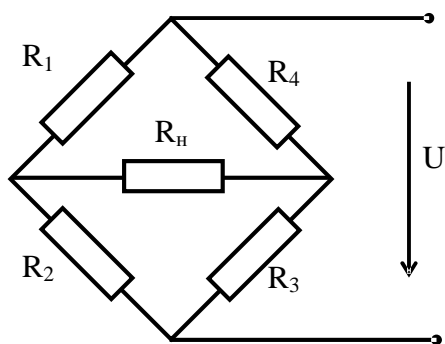


Рис. 11.4. Четырехплечевой мост

Балансовый усилительный каскад аналогичен четырехплечевому мосту; в нем резисторы R_2 и R_3 заменены транзисторами T1 и T2, а резисторы R_1 и R_4 резисторами коллекторной нагрузки транзисторов $R_{к1}$ и $R_{к2}$. Причем $R_{к1}$ и $R_{к2}$ берут равными, а транзисторы T1 и T2 с одинаковыми параметрами (рис. 11.5). Только в этом случае схема будет сбалансированной.

Резисторы R_1^* и R_2^* , а также R_1^{**} и R_2^{**} образуют делители напряжения, с которых постоянное напряжение подается на переходы транзисторов. Нагрузка R_n подключена в одну диагональ моста, а источник E_k в другую. При полной симметрии плеч и отсутствии внешнего сигнала коллекторные токи обоих транзисторов будут равны, потенциалы коллекторов будут также равны и ток в нагрузке отсутствует, а напряжение дрейфа равно нулю. При наличии входного сигнала потенциалы коллекторов получают одинаковые по величине, но

противоположные по знаку приращения, а в нагрузке потечет ток усиленного сигнала.

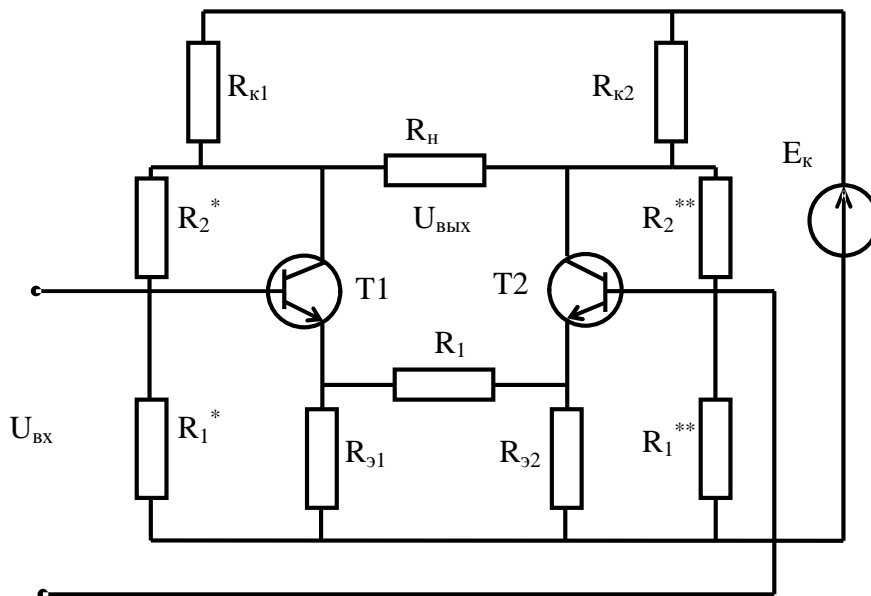


Рис. 11.5. Балансовый каскад УПТ

11.3. Операционные усилители

Операционные усилители - это усилители постоянного тока с параллельно балансовыми каскадами, коэффициентом усиления от 1000 до 100000 и полосой пропускания от 10 Гц до 100 МГц, высоким входным сопротивлением $R_{вх} > 10$ кОм, малым выходным $R_{вых} < 10$ Ом и малым дрейфом нуля.

Он имеет два входа – один прямой, а другой инвертирующий. Сигналы на прямых входе и выходе имеют одинаковую полярность, а на инвертирующих - противоположную.

Часто сигнал подают на прямой вход, а через инвертирующий – усилитель охватывают глубокой обратной связью. В этом случае в зависимости от параметров цепи обратной связи можно получать устройства с различными свойствами. С помощью такого усилителя можно осуществлять математические операции (умножение, деление, дифференцирование, сравнение и пр.). Операционные усилители являются универсальными устройствами интегральных микросхем.

11.4. Триггер

Триггер это устройство, которое имеет два устойчивых состояния и может из одного из них скачком переходить в другое под действием внешнего управляющего сигнала. При отсутствии управляющего сигнала триггер может

находиться сколь угодно долго в состоянии устойчивого равновесия. Предназначены триггеры для формирования прямоугольных импульсов, деления частоты, счета импульсов, запоминания информации. Триггеры могут быть симметричными и несимметричными. В симметричном триггере (рис.11.6) оба плеча выполнены из идентичных элементов. Связь между каскадами осуществляется резисторами R_1 и R_2 , которые включены между коллектором одного транзистора и базой другого. Конденсаторы C_1 и C_2 служат только для ускорения переходных процессов, триггер будет работать и без них. Для надежного запираения закрытого транзистора, базы транзисторов через резисторы $R_{б1}$ и $R_{б2}$ подключены к положительному полюсу источника $E_б$.

При подключении триггера к источникам питания $E_б$ и $E_к$ из-за разброса параметров через один из транзисторов, например T_1 , будет проходить несколько больший ток, чем через T_2 . Падение напряжения на резисторе $R_{к1}$ увеличивается, потенциал его коллектора возрастает. Через резистор R_1 он попадает на базу транзистора T_2 . Ее высокий положительный потенциал способствует уменьшению тока и потенциала коллектора. Так как коллектор T_2 резистором R_2 соединен с базой транзистора T_1 , их потенциалы станут равными, что приведет к еще большему росту тока коллектора T_1 . Этот процесс развивается лавинообразно, в результате чего транзистор T_1 будет в состоянии насыщения, а второй – закрыт.

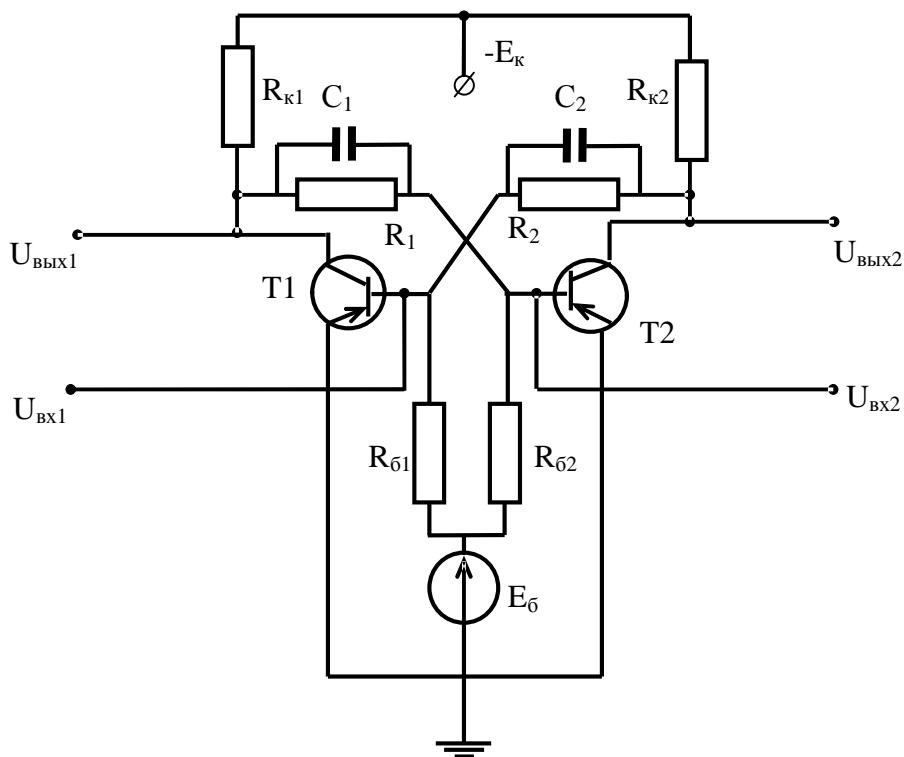


Рис. 11.6. Симметричный триггер

При отсутствии внешних воздействий триггер находится в статическом режиме: один транзистор насыщен, а другой - закрыт.

Управляющие сигналы могут подаваться на триггер по схеме отдельного или общего запуска. При отдельном запуске на входе $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ поочередно подаются импульсы одной полярности. Допустим, что транзистор Т1 насыщен и на его базу подан импульс положительной полярности. Так как коллектор транзистора Т1 соединен с базой транзистора Т2, ее потенциал также станет равным $-E_k$ и транзистор Т2 откроется. Триггер скачком меняет состояние и оказывается в новом устойчивом состоянии: транзистор Т1 закрыт, а Т2 насыщен.

11.5. Генераторы прямоугольных импульсов

В качестве таких генераторов используются мультивибраторы – генераторы релаксационного типа, у которых период колебаний зависит от параметров реактивных элементов схемы.

Используются мультивибраторы в качестве задающих генераторов различных устройств промышленной электроники. От триггеров мультивибраторы отличаются тем, что содержат времязадающие элементы RC. Мультивибраторы могут работать в трех режимах: автоколебательном, ждущем, синхронизации.

В автоколебательном режиме мультивибратор обладает двумя состояниями квазиравновесия, во время которых в схеме происходят изменения токов и напряжений, которые заканчиваются скачком. В этом режиме мультивибратор без внешних воздействий переходит из одного состояния в другое.

В ждущем режиме одно состояние равновесия является устойчивым, а другое квазиустойчивым. Переход схемы из одного состояния в другое осуществляется внешним импульсом, а возврат в исходное происходит в результате протекания внутренних процессов. Ждущий режим используется для формирования импульсов заданной длительности.

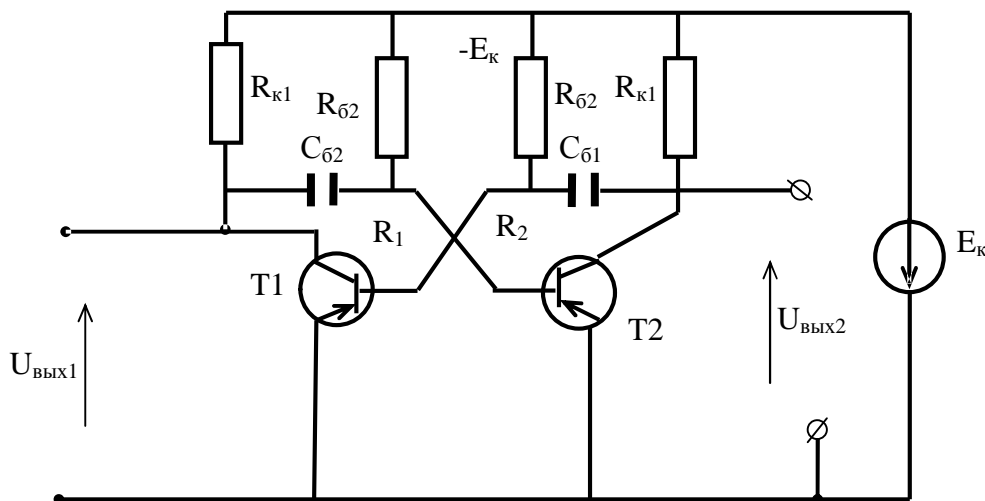


Рис. 11.7. Мультивибратор

В режиме синхронизации на автоколебательный мультивибратор подается внешнее синхронизирующее напряжение, и частота следования импульсов мультивибратора становится кратной частоте синхронизации напряжения.

Мультивибратор состоит из двух широкополосных усилителей, вход каждого из которых через конденсатор связан с выходом другого (рис. 11.7).

Пусть транзистор Т1 насыщен, а транзистор Т2 закрыт; положительный потенциал коллектора транзистора Т1 через конденсатор C_{62} подается на транзистор Т2 и поддерживает его в закрытом состоянии. С этого момента начинается разряд конденсатора C_{62} и заряд C_{61} . Когда конденсатор C_{62} разрядится до нуля транзистор Т2 откроется, а на его коллекторе возникнет скачек потенциала, который через конденсатор C_{61} передается на базу транзистора Т1 и закрывает его. Потенциал коллектора транзистора Т1 уменьшается и, попадая на базу транзистора Т2, еще больше его открывает и переводит в состояние насыщения. Таким образом, почти прямоугольные импульсы можно снимать с коллектора любого из двух транзисторов. Период повторения выходных импульсов можно рассчитать:

$$T = 0,1R_{61}C_{61} + 0,1R_{62}C_{62}$$

Лекция 12.

12.1. Формирование и генерирование импульсов.

Параметры импульсов

Устройства, работающие в дискретном режиме, в котором время воздействия сигнала соизмеримо с длительностью переходных процессов, называются импульсными. Импульсы формируются линейными и нелинейными цепями с пассивными и активными элементами. На вход таких цепей подают сигналы синусоидальной или иной формы, а на выходе получают импульсы с заданными параметрами. Различают два вида импульсов: видео и радио.

Видеоимпульс – кратковременные изменения напряжения или тока в цепи постоянного тока, который имеет постоянную составляющую, отличную от нуля. Видеоимпульсы могут иметь прямоугольную, трапецеидальную, пилообразную или иную форму. Они могут иметь положительную или отрицательную полярность.

Радиоимпульс – кратковременный пакет высокочастотных колебаний напряжения или тока, огибающая которых имеет форму видеоимпульса. Радиоимпульс не имеет постоянной составляющей, а частота переменных напряжений или токов называется частотой заполнения или несущей.

Для количественной оценки формы импульса используют следующие параметры:

- ∅ амплитуда импульса – максимальное значение напряжения или тока импульса данной формы;
- ∅ длительность импульса – промежуток времени между моментами возникновения и исчезновения импульса;
- ∅ длительность фронтов импульса – время нарастания t_f для переднего фронта и время спада t_c для заднего фронта. Длительность t_f и t_c обычно 5-20% от длительности импульса;
- ∅ спад вершины импульса – отношение изменения амплитуды импульса к амплитуде – $\Delta U_m/U_m$. Вершина прямоугольного импульса является его рабочей частью, уровень которой должен быть постоянным. Однако из-за несовершенства оборудования наблюдается спад вершины, который не должен превышать $(0,010-0,05)U_m$;
- ∅ период повторения импульсов – промежуток времени T между началами двух однополярных импульсов. Величина, обратная периоду повторения, называется частотой следования импульсов. Она лежит в пределах от долей герц до десятков и сотен мега герц;
- ∅ скважность импульсов – отношение периода повторения импульсов к его длительности. Скважность всегда больше 1:

$$\theta = \frac{T}{\tau_n}$$

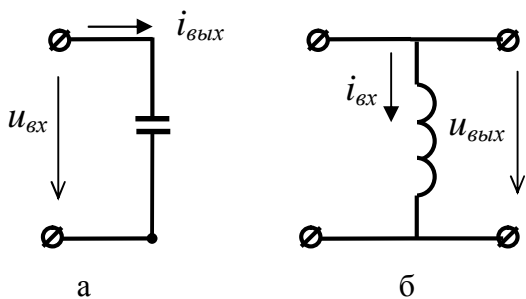


Рис.12.1. Простейшие дифференцирующие цепи

Простейшими линейными формирующими импульсы цепями являются дифференцирующие (рис. 12.1) и интегрирующие цепи (рис. 12.2), а как нелинейным формирующим цепям относятся электронные ключи.

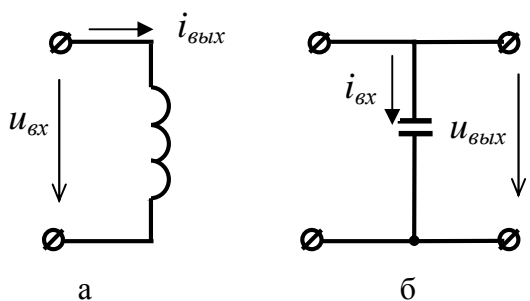


Рис.12.2. Простейшие интегрирующие цепи

Дифференцирующая цепь - это цепь у которой электрическая величина на выходе пропорциональна производной от входной электрической величины.

$$(а) i_{\text{ВЫХ}} = C \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt},$$

$$(б) u_{\text{ВЫХ}} = L \frac{di_{\text{ВХ}}}{dt}.$$

Интегрирующей цепью является цепь, у которой выходная электрическая величина пропорциональна интегралу по

времени от входной электрической величины.

$$(a) i_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{L} \int_0^T u dt;$$

$$(б) u_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{C} \int_0^T i dt.$$

Дифференцирующие цепи применяются для операции дифференцирования в ЭВМ, для формирования прямоугольных импульсов, формирования остроконечных импульсов, запуска различных устройств.

Интегрирующие цепи применяются для получения линейно изменяющихся (пилообразных) импульсов напряжения и тока для фильтрации переменной составляющей напряжения.

12.2. Понятие о микроэлектронике. Элементы интегральных схем

Термин микроэлектроника отражает тенденцию создания электронной аппаратуры: уплотнение монтажа за счет объединения функций элементов и узлов в одном твердом теле. Микроминиатюризация достигается за счет уменьшения размеров элементов электронных устройств. Она подразделяется на дискретную и интегральную. Дискретная микроминиатюризация заключается в предельном уменьшении габаритов элементов электронных устройств и не решает проблемы уменьшения количества составляющих устройство элементов.

Интегральной схемой называется устройство, которое создается одним технологическим циклом, состоящее из электрически связанных компонентов, выполняющих функции транзисторов, диодов, резисторов, конденсаторов, объединенных на общей подложке и заключенных в общий корпус. Интегральные схемы делятся на тонкопленочные и совмещенные.

В тонкопленочных схемах активные и пассивные элементы изготавливают путем нанесения тонких диэлектрических и резистивных пленок на одной подложке. Такие схемы обладают наивысшей интеграцией, однако широкого распространения они не получили из-за сложной технологии.

В совмещенных схемах активные элементы создаются на основе монокристаллического полупроводника, а пассивные напыляются в виде тонких пленок на ту же пластину.

По типу подложки интегральные схемы делятся на схемы с активной подложкой и схемы с пассивной подложкой. Активные подложки выполняются из полупроводникового материала, а все компоненты схемы формируются внутри нее. Полупроводниковые интегральные схемы могут быть выполнены на одной или нескольких монокристаллических пластинах. Если схема выполнена на одной пластине, она называется монолитной, а если на нескольких – многокристалльной.

Пассивные подложки интегральных схем выполняются из диэлектрика, на поверхности которого располагаются все элементы схемы. Интегральные

схемы на пассивных подложках называются гибридно-пленочными, т. к. в качестве активных элементов используют кристаллы монокристаллических интегральных схем, а пассивные напыляют. Технология изготовления таких схем относительно проста, но степень интеграции низкая.

По степени интеграции интегральные схемы подразделяются на схемы с малой (МИС), средней (СИС), большой (БИС) и сверхбольшой (СБИС) степенью интеграции. Степень интеграции K это:

$$K = \lg N,$$

где N – число элементов, входящих в схему.

В схемах с малой интеграцией $K \leq 1$, а в схемах со сверхбольшой интеграцией $K \geq 4$.

По характеру выполняемых функций интегральные схемы делятся на цифровые и аналоговые. Цифровые используются для выполнения различных логических операций, в устройствах обработки, хранения и передачи информации. Аналоговые схемы выполняют функции усиления сигналов, применяются в качестве генераторов, фильтров, детекторов.

Интегральные схемы составляют основу электронной базы современной электроники. Развитие технологии интегральных схем идет по пути уменьшения размеров содержащихся в них элементов.

Содержание

Лекция 1. Магнитные цепи	
1.1. Основные характеристики магнитного поля	3
1.2. Намагничивание ферромагнитных материалов	4
1.3. Основные ферромагнитные материалы	6
1.4. Закон полного тока	7
1.5. Расчет неразветвленной магнитной цепи с одним источником намагничивающей силы	9
1.6. Катушка со стальным сердечником при синусоидальном напряжении	12
Лекция 2. Трансформатор	
2.1. Назначение. Области применения. Принцип действия. Номинальные величины	13
2.2. Холостой ход трансформатора	15
2.3. Опыт холостого хода трансформатора	18
2.4. Намагничивающие силы в трансформаторе	19
2.5. Короткое замыкание трансформатора	20
2.6. Опыт короткого замыкания трансформатора	21
2.7. Работа трансформатора под нагрузкой	22
2.8. Потери и КПД трансформатора	23
Лекция 3. Электрические машины	
3.1. Принцип действия Генераторный режим	24
3.2. Двигательный режим	26
3.3. Машины постоянного тока. Устройство	27
3.4. Двигатели постоянного тока	28
3.5. Двигатель параллельного возбуждения	29
3.6. Двигатель последовательного возбуждения	31
Лекция 4. Асинхронный двигатель	
4.1. Устройство и принцип действия асинхронного двигателя	32
4.2. Энергетический баланс асинхронного двигателя	35
4.3. Механическая характеристика асинхронного двигателя	37
4.4. Регулирование частоты вращения асинхронного двигателя	39
Реверсирование асинхронного двигателя	
4.5. Пуск асинхронных двигателей	39
4.6. Общие принципы снабжения предприятий электрической энергией	41
Лекция 5. Основы промышленной электроники	
5.1. p-n Переход и его свойства	43
5.2. Классификация диодов	45
5.3. Выпрямительные диоды	46
5.4. Однополупериодный выпрямитель	49
5.5. Мостовая двухполупериодная схема выпрямления	51

Лекция 6	
6.1.Сглаживающие фильтры	53
6.2.Фильтры с пассивными элементами	55
Лекция 7	
7.1.Тиристор. Классификация. Принцип действия	59
7.2.Управляемые выпрямители	61
7.3.Классификация транзисторов	62
7.4.Биполярный транзистор. Принцип действия	64
Лекция 8	
8.1.Усилительные свойства транзистора	65
8.2.Схемы включения транзистора	67
8.3.Система h-параметров транзистора	68
8.4.Статические характеристики транзистора	69
8.5.Динамический режим работы транзистора	71
Лекция 9	
9.1.Полевые транзисторы	72
Лекция 10	
10.1.Классификация и основные параметры усилителей	75
10.2.Характеристики усилителей	77
Лекция 11	
11.1.Усилительный каскад на транзисторе	80
11.2.Усилители постоянного тока	81
11.3.Операционные усилители	83
11.4.Триггер	83
11.5.Генераторы прямоугольных импульсов	85
Лекция 12	
12.1.Формирование и генерирование импульсов	86
12.2.Понятие о микроэлектронике. Элементы интегральных схем	88
Список литературы	91

Список литературы

- 1.Немцов М.В., Касаткин А.С. Курс электротехники. М.:Высш. шк, 2005.
- 2.Жаворонков М.А. Электротехника и электроника. М.:Академия, 2005.
- 3.Основы промышленной электроники; Под. ред. проф. В.Г.Герасимова. М.:Высш. шк, 1978.
- 4.Исаков Ю.А. и др. Основы промышленной электроники. Изд-во. Техніка. Киев,1976.

Котов Валерий Леонидович

Донцов Максим Геннадьевич

Электротехника и электроника

Электрические машины и аппараты. Основы промышленной электроники

Конспект лекций для студентов специальности 200503
«Стандартизация и сертификация»

Редактор О.А.Соловьева

Подписано в печать 29.01.2009. Формат 60×84 1/16.
Бумага писчая. Усл. печ. л. 5,93. Тираж ... экз. Заказ

ГОУ ВПО Ивановский государственный
химико-технологический университет

Отпечатано на полиграфическом оборудовании
кафедры экономики и финансов ГОУ ВПО «ИГХТУ»
153000, г. Иваново, пр. Ф.Энгельса,7