

В.И. ГОРОШКО, И.О. ОРОБЕЙ, Д.А. ГРИНЮК

**ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ОСНОВЫ
ЭЛЕКТРОНИКИ И
ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ
ХИМИЧЕСКИХ ПРОИЗВОДСТВ**



Учреждение образования
«БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

В.И. ГОРОШКО, И.О. ОРОБЕЙ, Д.А. ГРИНЮК

**ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ОСНОВЫ
ЭЛЕКТРОНИКИ И
ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ
ХИМИЧЕСКИХ ПРОИЗВОДСТВ**

Минск 2006

1

В.И. Горошко, И.О. Оробей, Д.А. Гринюк
Белорусский государственный технологический университет
кафедра автоматизации производственных процессов и электротехники

ЧАСТЬ ПЕРВАЯ

1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ, ЭЛЕМЕНТЫ И ЗАКОНЫ ЦЕПЕЙ	4
2. АНАЛИЗ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ В РЕЖИМЕ ПОСТОЯННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ.....	18
3. АНАЛИЗ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА.....	31
4. ТРЕХФАЗНЫЕ ЦЕПИ	54
5. ПЕРИОДИЧЕСКИЕ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫЕ ТОКИ.....	66
6. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЯХ.....	73
7. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ...	81
8. ТРАНСФОРМАТОРЫ.....	92

ПРЕДИСЛОВИЕ

Современные технологии основаны на широком использовании средств автоматизации и электрооборудования, являющихся интегрированным комплексом электрических машин и устройств электроники. Инженер-технолог определяет техническую политику на производстве и поэтому должен обладать определенными знаниями по электротехнике, электроприводу, электронике.

Пособие предназначено для студентов химико-технологических специальностей и может использоваться слушателями курсов повышения квалификации, а также студентами и инженерами других неэлектротехнических специальностей. Начальные главы излагаются подробно. В дальнейшем изложении материал, включенный в пособие, тщательно взвешивался, и использовалась рациональная служебная лексика. Авторы стремились к краткому, но доступному изложению, сознавая, что стремление к простоте имеет пределы. Пособие содержит необходимые сведения по физике и математике. В книге не рассмотрены электроизмерительные приборы. Это объясняется ограниченным объемом пособия и тем, что в БГТУ данный раздел изучается в лабораторном практикуме. Пособие соответствует типовой программе «Электротехника, основы электроники и электрооборудование химических производств» для студентов химико-технологических специальностей. Охват материалов позволяет преподавателям выбрать разделы, наиболее соответствующие профилю конкретной специальности.

Работа по написанию пособия распределилась следующим образом: главы 2, 7, 8, 12 – 15 написаны В.И. Горошко; главы 5, 6, 9, 11 – И.О. Оробеем; глава 3 – совместно В.И. Горошко и Д.А. Гринюком, глава 10 – совместно И.О. Оробеем и Д.А. Гринюком, главы 1, 4, 16 – совместно В.И. Горошко и И.О. Оробеем, глава 15.1 – Л.М. Давидовичем, раздел 15.4 написан Д.А. Гринюком. Авторы выражают признательность рецензентам: коллективу кафедры автоматизации технологических процессов и производств МГУП (зав. кафедрой доц., к. т. н. И. Д. Иванова) и проф., д. т. н., Л. Ю. Шилину за ценные замечания, сделанные при рецензировании рукописи и учтенные при доработке пособия. Авторы благодарят Д.А. Гринюка за представленные материалы и помощь при оформлении, коллектив кафедры АППиЭ БГТУ за обсуждение пособия и высказанные замечания, а также студенток С.С. Лукьянович и О.С. Сергееву за помощь при оформлении книги.

1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ, ЭЛЕМЕНТЫ И ЗАКОНЫ ЦЕПЕЙ

1.1. Электрическая схема, ее элементы

Электрической цепью называют совокупность устройств, образующих путь для электрического тока, в которых процессы описывают с помощью понятий электродвижущая сила (ЭДС), ток, напряжение. Элементы электрической цепи можно разделить на источники электрической энергии (активные элементы) и приемники (пассивные элементы). Источниками являются гальванические элементы, аккумуляторы, электрогенераторы, солнечные батареи и т.д., в которых происходит процесс преобразования химической, тепловой, механической, солнечной и других видов энергии в электрическую. Приемниками или нагрузками являются электродвигатели, лампы накаливания, электронагревательные приборы, резисторы, конденсаторы и т.д., в которых электрическая энергия преобразуется в другие виды или запасается. Электрическая цепь, содержащая хотя бы один источник, называется активной. Цепь без источников называют пассивной.

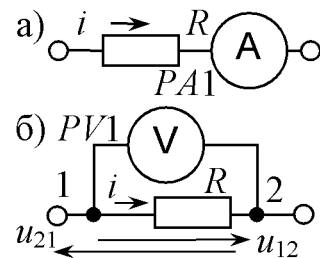
Электрический ток проводимости – явление направленного движения свободных носителей заряда. Ток в металлах образуется перемещением электронов, в электролитах и газах – перемещением как положительно, так и отрицательно заряженных частиц (ионов). За направление тока принято направление перемещения положительных зарядов. Ток $i(t)$ определяется как производная по времени от электрического заряда $q(t)$, проходящего через поперечное сечение проводника или через поверхность: $i(t) = dq(t)/dt$. Электрический ток может быть переменным во времени или постоянным. Переменный ток обозначают строчной буквой $i = i(t)$, его значение в произвольный момент времени t называют мгновенным. Постоянный ток обозначают прописной буквой $I = \text{const}$. Единица измерения тока - ампер (А), заряда – кулон (Кл). Направление тока (направление перемещения положительных зарядов) очевидно только в простых цепях. При неизвестном направлении тока i одно из двух направлений условно принимают за положительное и указывают его стрелкой (рис. 1.1, а).

Выбор положительных направлений для токов (напряжений) является исходным пунктом расчета цепи. Затем составляются уравнения электрического равновесия, решение которых дает для каждого тока числовое значение. Если полученное значение имеет знак «+», то истинное направление данного тока (направление перемещения положи-

тельных зарядов) соответствует условно принятому за положительное. При получении знака «←» истинное направление противоположно условно-положительному. Ток измеряют амперметром, включаемым последовательно с элементом R (рис. 1.1, а). Для исключения влияния амперметра на ток его внутреннее сопротивление должно быть минимальным (у идеального амперметра равно нулю).

Электрический потенциал φ_A некоторой точки A электрического поля определяется как работа, совершаемая силами этого поля при перемещении единичного положительного заряда из точки A в ∞ . Единица измерения потенциала – вольт (В). Потенциал вводится однозначно, если потенциал одной из точек цепи принять равным нулю, тогда потенциалы других точек принимают конкретные значения. Напряжением u_{12} между точками 1 и 2 цепи (рис. 1.1, б) называют разность потенциалов этих точек, т.е. $u_{12} = \varphi_1 - \varphi_2$. u_{12} численно равно энергии электрического поля w , затрачиваемой на перенос единичного положительного заряда из точки 1 в точку 2 или

$$u_{12} = \frac{dw}{dq}. \quad (1.1)$$



Единица измерения напряжения – вольт (В), энергия – джоуль (Дж). Для напряжения u , как и для тока, выбирают условно-положительное направление и указывают его стрелкой. Стрелку напряжения u_{12} направляют от точки 1 к точке 2. Для $u_{21} = \varphi_2 - \varphi_1 = -u_{12}$ направление стрелки показано на рис. 1.1, б. Для пассивных элементов и участков цепи согласовывают положительные направления тока и напряжения, т. е. сонаправляют их стрелки. На рис. 1.1, б согласованы ток i и напряжение u_{12} . Согласование стрелок позволяет упростить индексацию напряжения и указывать стрелку только тока или напряжения. Напряжение может быть переменным $u = u(t)$ или постоянным $U = \text{const}$. Напряжение измеряют вольтметрами, которые подключаются параллельно исследуемому участку и должны обладать большим (в идеале бесконечным) внутренним сопротивлением (рис. 1.1, б).

Электродвижущая сила (ЭДС). Если в проводнике с током действуют только электростатические (кулоновские) силы, то длительное протекание тока невозможно, т. к. произойдет выравнивание потенциалов всех сечений проводника. Для поддержания тока в цепи необходимы сторонние силы, т. е. силы неэлектромагнитного характера (при

макроскопическом рассмотрении). Сторонние силы развивают источники (активные элементы), характеризуемые ЭДС. ЭДС – работа сторонних сил, затрачиваемая на перенос единичного положительного заряда внутри источника от зажима с меньшим потенциалом к зажиму с большим. Переменную ЭДС обозначают $e = e(t)$, а постоянную – прописной буквой E . Направление ЭДС совпадает с направлением переноса положительных зарядов внутри источника, т. е. от зажима «–» к зажиму «+». Единица измерения ЭДС – вольт (В).

Мощность и энергия. Из (1.1) следует, что элементарная работа dw , совершаемая силами электрического поля на участке 1–2

$$dw = u_{12}dq = ui dt, \quad (1.2)$$

где $u_{12} = u$. Мгновенная мощность $p(t)$ участка цепи характеризует мгновенную скорость поступления энергии в данный участок:

$$p(t) = \frac{dw}{dt} = ui. \quad (1.3)$$

Если в момент времени $t = t_1$ направления тока и напряжения совпадают, то $p(t_1) > 0$, что означает поступление электрической энергии в участок цепи. Если при $t = t_2$ $p(t_2) < 0$, то в этот момент времени участок цепи отдает энергию во внешнюю цепь. Единица измерения мощности – ватт (Вт). Интегрируя (1.2), находим энергию $w(t)$, поступившую к моменту времени t в данный участок цепи:

$$w(t) = \int_{-\infty}^t p(t)dt = \int_{-\infty}^t ui dt. \quad (1.4)$$

Если момент времени задан ($t = t_1$), то формула (1.4) дает для энергии постоянное значение $w(t_1) = W_1 = \text{const}$.

1.2. Пассивные элементы цепи. Линейные и нелинейные цепи

В реальных пассивных элементах цепи (резистор, катушка индуктивности, конденсатор) одновременно происходят следующие явления: необратимое рассеяние электрической энергии (потери на тепло); создание магнитного поля и запасание в нем энергии; создание электрического поля и запасание в нем энергии. Степень проявления этих эффектов в каждом из пассивных элементов различна и зависит от многих факторов. Например, в резисторе помимо основного процесса

ограничения тока и выделения теплоты, могут наблюдаться побочные процессы создания полей (паразитные процессы).

В теории электрических цепей вводят три идеальных пассивных элемента, в каждом из которых наблюдается только основной энергетический процесс: а) сопротивление R (резистивный элемент, R -элемент), его свойство – необратимое рассеяние энергии; б) индуктивность L (индуктивный элемент, L -элемент), свойство – создание магнитного поля; в) емкость C (емкостный элемент, C -элемент), свойство – создание электрического поля.

Сопротивление (R -элемент) (рис. 1.2, а) характеризуется сопротивлением R и обладает способностью необратимо преобразовывать электрическую энергию в другие виды энергии, например в тепловую, лучистую или механическую. По свойствам к R -элементу наиболее близок реальный резистор. Связь напряжения и тока R -элемента устанавливается законом Ома:

$$i = \frac{u}{R}. \quad (1.5)$$

Единица измерения сопротивления - ом (Ом). Величину, обратную R , называют проводимостью и обозначают G , $G = 1/R$. Единица измерения проводимости – сименс (См). Зависимость напряжения на R -элементе от тока называют вольт-амперной характеристикой (ВАХ). Если сопротивление зависит от приложенного к R -элементу напряжения или тока, то элемент нелинейный, его ВАХ отличается от прямой (рис. 1.2, б). У линейного элемента сопротивление R не зависит от напряжения или тока, ВАХ – прямая (рис. 1.2, в). Вводят понятия статического $R_{ст}$ и дифференциального $R_{дф}$ сопротивления: $R_{ст} = u/i = m \operatorname{tg} \alpha$, $R_{дф} = du/di = m \operatorname{tg} \beta$, где m – масштабный коэффициент (рис. 1.2, б). Для нелинейного элемента $R_{ст} \neq R_{дф}$, и оба сопротивления изменяются с изменением рабочей точки A . У линейного элемента $R_{ст} = R_{дф}$ и не зависят от положения рабочей точки.

Мгновенная мощность R -элемента неотрицательна

$$p(t) = ui = Ri^2 = Gu^2. \quad (1.6)$$

Электрическая энергия, преобразованная R -элементом в тепло, начиная с момента $t = 0$ до текущего момента t

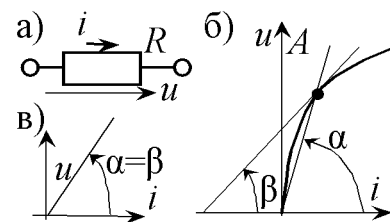


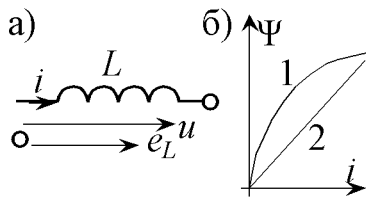
Рис. 1.2. Обозначение (а), ВАХ нелинейного (б) и линейного (в) R -элементов

$$w(t) = \int_0^t p(t)dt = \int_0^t R i^2 dt = \int_0^t G u^2 dt. \quad (1.7)$$

Если элемент линеен, напряжение и ток постоянны ($u = U, i = I$), то из (1.7) получаем закон Джоуля – Ленца:

$$w(t) = R I^2 t = G U^2 t. \quad (1.8)$$

Индуктивность (L -элемент) (рис. 1.3, а) обладает свойством создавать магнитное поле и накапливать в нем энергию. Наиболее близок к индуктивности такой реальный элемент, как катушка индуктивности. Параметром L -элемента является индуктивность L :



$$L = \frac{\Psi}{i}, \quad (1.9)$$

Рис. 1.3. L -элемент: а) обозначение; б) характеристики

где $\Psi = N\Phi$ – потокосцепление самоиндукции; Φ – создаваемый током i магнитный поток, пронизывающий витки индуктивности; N – число витков. Φ и Ψ измеряют в веберах (Вб), L – в генри (Гн). У нелинейной индуктивности L зависит от тока, характеристика $\Psi = f(i)$ нелинейна (кривая 1 на рис. 1.3, б). Для нелинейного L -элемента вводят понятия статической $L_{ст} = \Psi/i$ и дифференциальной индуктивности $L_{дф} = d\Psi/di$. У линейной индуктивности характеристика $\Psi = f(i)$ линейна и $L_{ст} = L_{дф} = L$, т.е. L не зависит от тока i . Если потокосцепление переменное, т.е. $\Psi = \Psi(t)$, то по закону электромагнитной индукции в катушке наводится ЭДС самоиндукции e_L

$$e_L = -\frac{d\Psi}{dt}. \quad (1.10)$$

Знак «-» в (1.10) учитывает тот факт, что ЭДС e_L противодействует изменению потокосцепления Ψ , а значит и изменению тока i . Положительное направление e_L выбрано совпадающим с положительным направлением тока i . Величину $u_L = -e_L = d\Psi/dt$ называют индуктивным напряжением. Для нелинейной индуктивности

$$u_L = \frac{d\Psi}{dt} = \frac{d\Psi}{di} \frac{di}{dt} = L_{дф} \frac{di}{dt}. \quad (1.11)$$

Для линейной индуктивности связь напряжения и тока:

$$u_L = L \frac{di}{dt}. \quad (1.12)$$

Мгновенная мощность индуктивности $p = u_L i = L i di/dt$ может быть как положительной, так и отрицательной. При $p > 0$ энергия запасается в магнитном поле, при $p < 0$ энергия поля отдается во внешнюю цепь. Энергия магнитного поля определяется формулой:

$$w_L(t) = \frac{L i^2}{2}. \quad (1.13)$$

При постоянном токе через индуктивность ($i = I = \text{const}$) из (1.12) получаем $u_L = 0$. Это означает, что на постоянном токе индуктивность ведет себя как проводник с нулевым сопротивлением.

Емкость (C -элемент) (рис. 1.4, а) способна создавать электрическое поле и накапливать в нем энергию. C -элемент является идеализацией реального элемента – конденсатора. Параметр C емкостного элемента называют емкостью и определяют по формуле:

$$C = \frac{q}{u_C}, \quad (1.14)$$

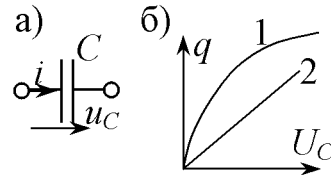


Рис. 1.4. C -элемент: а) обозначение; б) характеристики

элемент; б) характеристики значения; б) характеристики

где q , u_C – заряд и напряжение на емкостном элементе. Единица измерения емкости – фарад (Ф). Если емкость C зависит от напряжения u_C , то характеристика $q = f(u_C)$ нелинейна (кривая 1 на рис. 1.4, б). Нелинейная емкость характеризуется статической $C_{ст} = q/u_C$ и дифференциальной $C_{дф} = dq/du_C$ емкостями. Для линейной емкости (характеристика 2 на рис. 1.4, б) $C_{ст} = C_{дф} = C$.

Емкость плоского конденсатора при расстоянии между пластинами гораздо меньшем, чем размеры пластин, в фарадах можно рассчитать по формуле $C = \epsilon \epsilon_0 S/d$, где $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12}$ Ф/м; ϵ – диэлектрическая проницаемость среды между обкладками конденсатора; S – площадь пластин, m^2 ; d – расстояние между пластинами, м.

Связь между током и напряжением нелинейной емкости:

$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{dq}{du_C} \frac{du_C}{dt} = C_{дф} \frac{du_C}{dt}. \quad (1.15)$$

Для линейного емкостного элемента

$$i = C du_C / dt . \quad (1.16)$$

Из (1.16) видно, что при постоянном напряжении на емкости $u_C = U_C = \text{const}$ ток через нее не протекает, т.е. в статическом режиме она эквивалентна разрыву. Мгновенная мощность емкости $p = u_C i = C u_C du_C / dt$ может иметь разный знак. Энергия электрического поля

$$w_C = \int_0^t p dt = \frac{C u_C^2}{2}, \quad (1.17)$$

т.е. энергия поля растет при росте по модулю u_C , и уменьшается, если модуль u_C падает.

Реальные пассивные элементы. Схемы замещения. Каждый из рассмотренных идеальных элементов отражает только одно электромагнитное явление (процесс) и полностью игнорирует побочные (паразитные) процессы. Для учета паразитных явлений в реальном элементе строят его схему замещения, которая является комбинацией отдельных идеальных элементов. Вид схемы замещения и значения параметров ее элементов могут быть разными и зависят от рабочей частоты, конструкции и технологии изготовления элемента, а также от требуемой точности анализа. В каждом из этих случаев схема замещения будет разной. В схеме замещения резистора (рис. 1.5, а) элемент R основной, он учитывает сопротивление токопроводящего слоя, а элементы L_{Π} и C_{Π} - паразитные. L_{Π} учитывает магнитный поток, а C_{Π} - электрическое поле резистора. Часто (например, на низких частотах) L_{Π} и C_{Π} малы и ими можно пренебречь, т.е. вместо L_{Π} вводится перемычка, а вместо C_{Π} - разрыв, и резистор представляется одним R -элементом.

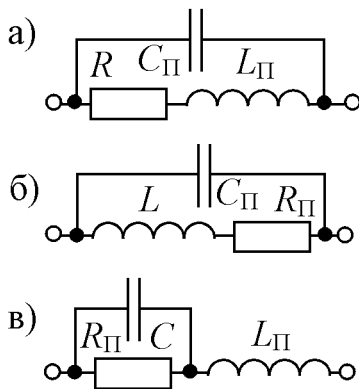


Рис. 1.5. Схемы замещения реальных: а) резистора; б) катушки индуктивности; в) конденсатора

В схеме замещения реальной катушки (рис. 1.5, б) L является основным параметром, а R_{Π} (сопротивление обмотки катушки) и C_{Π} (межвитковая емкость) - паразитные. На низких частотах C_{Π} обычно не учитывают.

В схеме замещения реального конденсатора (рис. 1.5, в) C - основной элемент; R_{Π} - сопротивление, учитывающее потери в диэлектрике; L_{Π} - индуктивность выводов (на низких частотах часто оставляют только C). Заменив реальные элементы цепи их схемами замещения, получим схему замещения цепи.

1.3. Идеальные активные элементы цепи

Идеальный источник ЭДС (источник напряжения, генератор напряжения) показан на рис. 1.6, а. Идеальность состоит в равенстве нулю внутреннего сопротивления R_i ($R_i = 0$), поэтому напряжение между зажимами источника всегда равно его ЭДС: $u(t) = e(t)$. Идеальность источника также означает, что напряжение $u(t)$ не зависит от тока i и является заданной функцией времени. Стрелка внутри кружка на рис. 1.6, а указывает положительное направление ЭДС, т. е. направление возрастания потенциала. При $e(t) = E = \text{const}$ стрелка ЭДС направлена от зажима «-» к зажиму «+». Для знакопеременной $e(t)$, например синусоидальной, стрелка ЭДС указывает направление возрастания потенциала при $e(t) > 0$. Стрелка напряжения $u(t)$ всегда направлена навстречу ЭДС, т.е. для источника постоянного напряжения $e(t) = u(t) = U = E = \text{const}$ она направлена от зажима «+» к зажиму «-». Если к источнику подключить сопротивление нагрузки R_n , то независимо от величины R_n к нагрузке будет приложено напряжение $u(t) = e(t)$. От R_n , согласно закону Ома, будет зависеть ток i :

$$i(t) = \frac{u(t)}{R_n} = \frac{e(t)}{R_n}, \quad (1.18)$$

причем в моменты времени, когда $e(t) > 0$, ток $i(t) > 0$; при $e(t) < 0$ $i(t) < 0$. Зависимость напряжения на внешних зажимах источника от тока называют его

внешней характеристикой. При $e(t) = E = \text{const}$ вид внешней характеристики показан на рис. 1.6, в. Для источника постоянной ЭДС E при $R_n \rightarrow 0$ ток I согласно (1.19) неограниченно возрастает, т.е. мощность источника $P_E = EI$ и равная ей мощность нагрузки P_n стремятся к бесконечности, что вытекает из допущения $R_i = 0$.

Идеальный источник тока (генератор тока) (рис. 1.7, а) способен генерировать ток заданной величины $i = j(t)$ независимо от величины сопротивления нагрузки R_n , т.е. ток $j(t)$ источника тока не зависит от напряжения на его зажимах и является заданной функцией времени. Этот ток может быть постоянным $j(t) = J = \text{const}$. Внутреннее сопротивление R_i идеального источника тока бесконечно велико ($R_i \rightarrow \infty$). Двойная стрелка внутри кружка показывает положительное направление тока внутри источника. Положительное направление напряжения

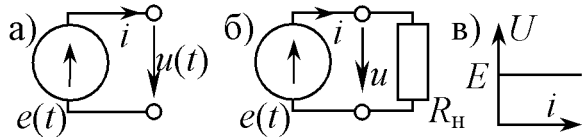
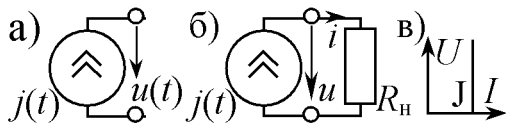


Рис. 1.6. Идеальный источник ЭДС: а) обозначение; б) подключение к нагрузке; в) ВАХ источника постоянной ЭДС



$u(t)$ на зажимах источника тока показано на рис. 1.7, а.

При подключении к источнику нагрузки R_n (рис. 1.7, б) через нее будет протекать задающий ток источника, т. е. $i = j(t)$, напряжение u на нагрузке по закону Ома: $u = j(t)R_n$.

Внешняя характеристика идеального источника постоянного тока J показана на рис. 1.7, в. Если $R_n \rightarrow \infty$, то при $j(t) = J = \text{const}$ напряжение $U = JR_n$ и мощность источника $P_J = UJ = R_n J^2$ неограниченно растут.

Внутреннее сопротивление реальных источников не принимает значений 0 или ∞ , они являются источниками конечной мощности.

1.4. Топологические понятия цепи. Законы Кирхгофа. Обобщенный закон Ома.

Топологические понятия описывают геометрическую структуру цепи. К ним относят ветвь, узел, путь, контур, двухполюсник, четырехполюсник, последовательное и параллельное соединения, звезда, треугольник. Схема замещения электрической цепи состоит из идеальных элементов и идеальных соединительных проводников.

Идеальный проводник имеет сопротивление $R_{\text{П}} = 0$ независимо от его длины l ($l < \infty$). При конечной величине тока I напряжение на зажимах идеального проводника, а также на любой части равно нулю, т.е. потенциалы всех точек проводника одинаковы. Идеальный проводник небольшой длины называют перемычкой. Сопротивление реальных проводников может быть значительным, особенно при большой протяженности (линии передачи энергии или информации). На схемах замещения сопротивление таких проводников учитывают в виде R -элемента, встроенного в идеальный проводник.

Узлом называют место соединения трех и более проводников и выделяют на схеме точкой. На рис. 1.8, а показана цепь с постоянными источниками E и J . Узлами в указанном смысле являются точки 3, 4, 5', 5". Узлы 5' и 5" соединены идеальным проводником и имеют одинаковый потенциал. Длина перемычки между узлами 5' и 5" не играет роли, поэтому если мысленно сократить ее до нуля, то 5' и 5" сольются в один узел 5. Потенциал «-» зажима источника E равен ϕ_5 , т.к. вдоль идеального проводника потенциал не изменяется.

На рис. 1.8, а точками также выделены устранимые узлы 1 и 2. Устранимый узел – точка, в которой соединяются только два элемента. Устранимые узлы вводят для выделения зажимов отдельных элементов (узел 1 выделяет зажим «+» E). Последовательным называют соединение элементов, при котором они образуют непрерывную цепочку без разветвлений (внутри цепочки имеются только устранимые узлы). На рис. 1.8, а последовательно включены следующие элементы: а) R_1 и R_2 ; б) E и R_1 ; в) E, R_1, R_2 ; г) R_3 и R_4 ; д) R_8 и J . Определяющее свойство последовательного соединения – одинаковость тока каждого элемента соединения.

Например, через элементы E, R_1 и R_2 протекает один и тот же ток I_1 , через элементы R_3 и R_4 протекает один и тот же ток I_2 .

Ветвь – подключенная к паре узлов полная группа последовательно соединенных элементов. Простейшая ветвь состоит из одного элемента. Примеры ветвей на рис. 1.8, а: 1) $E-R_1-R_2$; 2) R_3-R_4 ; 3) R_5 ; 4) R_6 ; 5) R_7 ; 6) R_8-J . Каждая ветвь характеризуется собственным током. Количество различных токов любой цепи равно числу ее ветвей. Активная ветвь содержит источники, пассивная - не содержит. Цепь на рис. 1.8, а включает шесть ветвей, из них две ветви активны. Ветви, присоединенные к одной и той же паре узлов, образуют параллельное соединение ветвей (элементов). Примеры параллельных ветвей на рис. 1.8, а: к узлам 4, 5' подключены три параллельных ветви: 1) R_6 ; 2) R_7 ; 3) R_8-J ; к узлам 3, 5'' примыкают две параллельных ветви: 1) $E-R_1-R_2$; 2) R_3-R_4 . Определяющее свойство параллельных ветвей – одинаковость напряжения на каждой из них. Оно равно разности потенциалов пары узлов, к которой примыкают ветви.

Контур – непрерывная замкнутая последовательность узлов и ветвей без их повторения. Если начать движение по контуру из некоторого узла, то после обхода всех элементов контура придем к исходному узлу. Контурные на схемах отмечают изогнутой стрелкой, показывающей направление обхода контура. На рис. 1.8, а показаны четыре контура

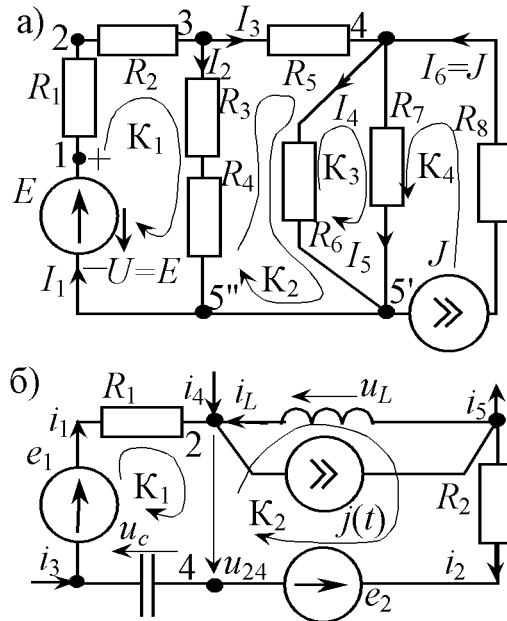


Рис. 1.8. Разветвленные цепи на постоянном (а) и переменном (б) токе

K_1, K_2, K_3, K_4 , каждый из которых не содержит внутри другие контуры. Такие контуры называют окнами (ячейками). Более сложный контур $E-R_1-R_2-R_3-R_7$ содержит внутри три ячейки.

Первый закон Кирхгофа (ПЗК) вытекает из закона сохранения заряда и формулируется так: в любой момент времени алгебраическая сумма токов всех ветвей, подключенных к узлу, равна нулю:

$$\sum_{k=1}^m i_k(t) = 0, \quad (1.19)$$

где m – количество ветвей, сходящихся в рассматриваемом узле. Токи, втекающие в узел, пишут со знаком «+»; вытекающие из узла – со знаком «-». Перенос в правую часть (1.19) вытекающие из узла токи, получаем другую форму ПЗК: для любого узла сумма втекающих токов равна сумме вытекающих. Перед составлением уравнений по ПЗК задают положительные направления токов ветвей.

В цепи на рис. 1.8, а уравнения ПЗК для узлов 3 и 4 имеют вид: узел 3: $I_1 - I_2 - I_3 = 0$; узел 4: $I_3 - I_4 - I_5 + J = 0$. Уравнения ПЗК называют уравнениями баланса токов в узле. ПЗК справедлив и для цепей переменного тока. Например, для узла 2 в цепи на рис. 1.8, б, согласно ПЗК получим уравнение $i_1 + i_L + i_4 - j(t) = 0$ (на рис. 1.8, б показан фрагмент цепи). ПЗК верен не только для узлов цепи, но и для так называемого обобщенного узла (сечения), под которым понимают произвольный участок цепи, ограниченный замкнутой линией. Например, если на рис. 1.8, б линию замкнуть так, чтобы она пересекала только внешние ветви с токами i_3, i_4, i_5 , то вся изображенная на рисунке цепь окажется обобщенным узлом, для которого токи i_3, i_4 – втекающие, а ток i_5 – вытекающий. Эти токи связаны уравнением $i_3 + i_4 - i_5 = 0$.

Второй закон Кирхгофа (ВЗК) является следствием закона сохранения энергии и формулируется следующим образом: для произвольного контура в любой момент времени алгебраическая сумма ЭДС всех источников напряжения равна алгебраической сумме напряжений всех остальных элементов контура:

$$\sum_{k=1}^s e_k(t) = \sum_{k=1}^l u_k(t), \quad (1.20)$$

где s – количество ЭДС в контуре, l – число остальных элементов контура. Перед составлением уравнения по ВЗК нужно для всех пассивных элементов контура выбрать положительные направления напряжений (согласованные с направлением токов). Затем задаются направлениями

обхода контура. Тогда ЭДС e_k в левой части уравнения (1.21) и напряжения u_k в правой пишут со знаком «+», если их положительные направления совпадают с направлением обхода контура, если же не совпадают – со знаком «-».

Для контура K_1 в схеме на рис. 1.8, а уравнение по ВЗК: $E = R_1 I_1 + R_2 I_1 + R_3 I_2 + R_4 I_2$, а для внешнего контура на рис. 1.8, б при обходе по часовой стрелке: $e_1 - e_2 = R_1 i_1 - u_L + R_2 i_2 + u_C$. Обобщим понятие контура. На рис. 1.8, б показано напряжение u_{24} между узлами 2 и 4. Можно считать, что 2 и 4 соединяет фиктивная ветвь с бесконечно большим сопротивлением, нулевым током и напряжением u_{24} . Контур, включающий фиктивную ветвь, называют обобщенным. Для обобщенных контуров K_1 и K_2 на рис. 1.8, б уравнения ВЗК: $e_1 = i_1 R_1 + u_{24} + u_C$; $-e_2 = i_2 R_2 - u_{24} - u_L$.

Законы Кирхгофа являются фундаментальными топологическими законами теории цепей, и их следует основательно изучить.

Обобщенный закон Ома устанавливает связь тока и напряжения активной ветви. Для активной ветви на рис. 1.9, а выделим обобщенный контур K , для которого уравнение ВЗК имеет вид: $e_2 - e_1 = u_{12} - i(R_1 + R_2 + R_3)$. Разрешив его относительно тока ветви, получим обобщенный закон Ома:

$$i = \frac{u_{12} + e_1 - e_2}{R_1 + R_2 + R_3}. \quad (1.21)$$

Ток активной ветви равен дроби, в числителе которой согласованное с током напряжение всей ветви и алгебраическая сумма ЭДС (ЭДС, направленные по току, пишут с «+», встречно току — с «-»), знаменатель равен сумме сопротивлений ветви.

Рассмотренные элементы (пассивные и активные) имеют два внешних зажима (полюса). Двухполюсник (четырёхполюсник) – участок цепи, имеющий два (четыре) внешних зажима (полюса), которыми он подключается к остальной цепи. На рис. 1.9, б изображены в виде прямоугольников активный двухполюсник A и пассивный четырехполюсник Π . ПЗК для обобщенного узла на рис. 1.9, б (выделен пунктирной линией) дает равенство токов $i_1 = i_2$.

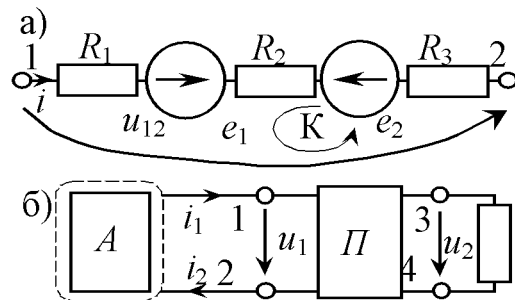
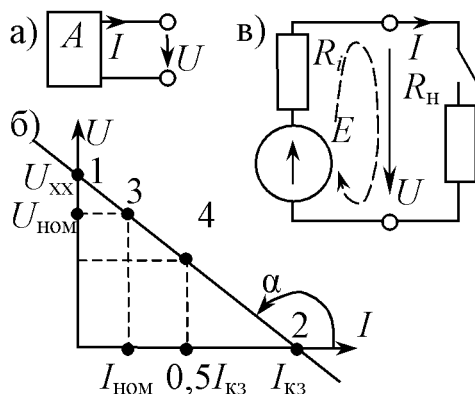


Рис. 1.9. Схемы двухполюсников: а) активная ветвь; б) соединение 2-хполюсника с 4-хполюсником

1.5. Схемы замещения и режимы работы реальных источников

Ограничимся рассмотрением источников постоянного напряжения и тока. Реальные источники обладают внутренним сопротивлением R_i , благодаря которому часть энергии теряется внутри источника. Реальный источник является активным двухполюсником A (рис. 1.10, а), его внешняя характеристика во многих случаях может быть представлена прямой линией (рис. 1.10, б). Точка 1 внешней характеристики соответствует режиму холостого хода, при котором зажимы источника разомкнуты. При этом ток $I = 0$, а напряжение равно напряжению холостого хода U_{xx} . Точка 2 внешней характеристики соответствует режиму короткого замыкания, при котором зажимы закорочены перемычкой, через нее идет ток короткого замыкания $I_{кз}$, а напряжение $U = 0$. Для большинства источников режим короткого замыкания является аварийным, поэтому источник защищают от короткого замыкания (предохранители, автоматические выключатели).

Прямая на рис. 1.10, б описывается линейным уравнением:



$$U = U_{xx} - U_{xx} \frac{I}{I_{кз}}, \quad (1.22)$$

где U_{xx} не зависит от тока, т.е. соответствует идеальной ЭДС $E = U_{xx}$, второе слагаемое пропорционально току и может рассматриваться как напряжение на внутреннем сопротивлении $R_i = U_{xx}/I_{кз}$. Исходный источник представляется последовательной схемой замещения (рис. 1.10, в), т.е. реальным источником ЭДС, характеризуемым E и R_i . ВЗК для обобщенного контура на рис. 1.10, в $U = E - R_i I$ соответствует (1.22). Разрешим (1.22) относительно тока I :

$$I = \frac{E - U}{R_i} = I_{кз} - \frac{U}{R_i}. \quad (1.23)$$

Уравнению (1.23) соответствует схема замещения из идеального источника тока с задающим током $J = I_{кз} = E/R_i$ и параллельно включенного внутреннего сопротивления R_i (рис. 1.11, а). Внешняя характе-

ристика этого источника соответствует зависимости на рис. 1.11, б.

Таким образом, реальный источник энергии представляется двумя эквивалентными схемами замещения: 1) источником ЭДС (рис. 1.10, в); 2) источником тока (рис. 1.11, а). Эти схемы можно преобразовывать друг в друга по формуле $E = R_i J$ с сохранением R_i . Схемы замещения эквивалентны только в отношении внешней цепи (нагрузки), у них разные потери внутри источников.

Кроме предельных режимов (холостой ход, короткое замыкание) источники могут работать в номинальном и согласованном режимах. Номинальным называют режим, на который рассчитан и изготовлен источник. В номинальном режиме источник работает длительное время с достаточно высоким коэффициентом полезного действия (КПД). Обычно $U_{ном} = (0,8 \div 0,9)E$. Номинальному режиму соответствует точка 3 на рис. 1.10, б.

Согласованным называют режим, при котором от источника в нагрузку R_n передается максимальная мощность P_{max} . Подключим к источнику ЭДС с внутренним сопротивлением R_i нагрузку R_n и запишем ВЗК: $E = R_i I + R_n I$. Умножим обе части уравнения на ток I : $E I = R_i I^2 + R_n I^2$. Это равенство выражает баланс мощностей в цепи: мощность источника $P_E = E I$ равна сумме мощности $P_i = R_i I^2$, теряемой внутри источника, и мощности нагрузки $P_n = R_n I^2$. При изменении R_n меняется ток I . Найдем ток I_{opt} , при котором мощность $P_n = E I - R_i I^2$ максимальна: $dP_n/dI = E - 2R_i I = 0 \Rightarrow I_{opt} = 0,5E/R_i = I_{кз}/2$. Выражая из уравнения по ВЗК ток I и приравнявая его к I_{opt} , получаем условие согласования и мощность в нагрузке для согласованного режима:

$$R_{n,opt} = R_i, P_{max} = R_{n,opt} I_{opt}^2 = \frac{E^2}{4R_i}. \quad (1.24)$$

В режиме согласования в источнике теряется половина мощности: $P_i = P_n = P_E/2$. Поэтому КПД $\eta = P_n/P_E$ составляет 50%. Согласованный режим востребован, главным образом, в маломощных цепях, где главным критерием обычно выступает получение P_{max} в нагрузке, а значение КПД не является определяющим. Для силовых цепей характерно условие $R_n \gg R_i$, дающее высокий КПД. Согласованному режиму соответствует точка 4 характеристики на рис. 1.10, б.

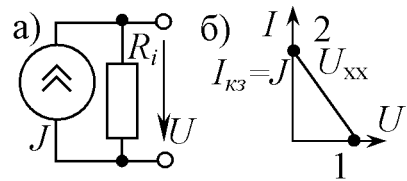


Рис. 1.11. Реальный источник тока: а) обозначение; б) внешняя характеристика

2. АНАЛИЗ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ В РЕЖИМЕ ПОСТОЯННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ

2.1. Элементы цепей постоянного тока

Многие отрасли промышленности связаны с технологическими процессами, использующими энергию постоянного тока. К таким процессам относится электролиз, применяемый в гальванотехнике при получении металлических копий объектов, а также при нанесении металлических покрытий на изделия из другого металла. Крупнейшим потребителем электроэнергии постоянного тока является электропривод. Электродвигатели постоянного тока используются на транспорте, в подъемно-транспортных машинах, приводе станков. В промышленной электронике, автоматике, электросвязи применяются вторичные источники, преобразующие переменное напряжение в постоянное.

Обозначения некоторых источников для электрических цепей постоянного тока приведены на рис. 2.1, приемников – на рис. 2.2.

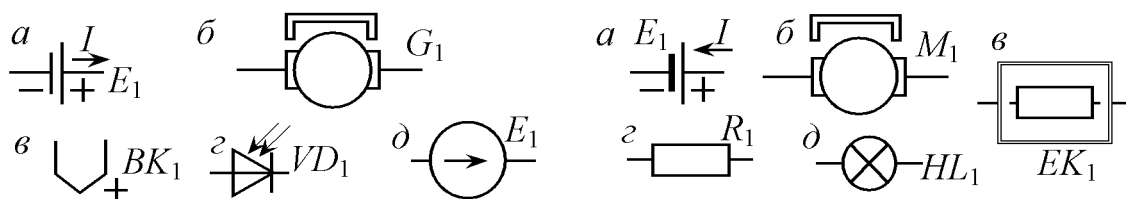


Рис. 2.1. Источники постоянного тока: *а* – гальванический элемент или аккумулятор на подзарядке; *б* – генератор постоянного тока; *в* – термопара; *г* – фотодиод; *д* – общее обозначение
Рис. 2.2. Приемники постоянного тока: *а* – аккумулятор на подзарядке; *б* – двигатель постоянного тока; *в* – электрическая печь; *г* – резистор; *д* – световой прибор

2.2. Расчет цепей методом эквивалентных преобразований

Если структура участка цепи преобразована так, чтобы токи всех внешних зажимов участка и напряжения между ними не изменились, то такое преобразование называют эквивалентным. Эквивалентным являлось преобразование реальных источников друг в друга (см. 1.5).

2.2.1. Эквивалентное преобразование последовательного, параллельного и смешанного соединений R -элементов. Схема с последовательным соединением элементов приведена на рис. 2.3. Пусть источник ЭДС идеален, т. е. $U = E$. Найдем эквивалентное со-

противление R_3 , которым можно заменить все n последовательных элементов так, чтобы ток I сохранился. Из ВЗК для контура К: $U = U_1 + U_2 + \dots + U_n = R_1 I + R_2 I + \dots + R_n I$ получаем:

$$U = \sum_{k=1}^n R_k I. \quad (2.1)$$

Для эквивалентной схемы на рис. 2.3, б, согласно закону Ома:

$$U = R_3 I. \quad (2.2)$$

Из (2.1) и (2.2), получим

$$R_3 = R_1 + R_2 + \dots + R_n = \sum_{k=1}^n R_k. \quad (2.3)$$

Эквивалентное сопротивление последовательных R -элементов равно сумме их сопротивлений. Показание амперметра, измеряющего ток I в контуре $I = U/R_3$, а показание вольтметра, измеряющего напряжение U_1 , по закону Ома $U_1 = R_1 I = U R_1 / R_3$. При последовательном соединении напряжения на элементах распределяются пропорционально их сопротивлениям.

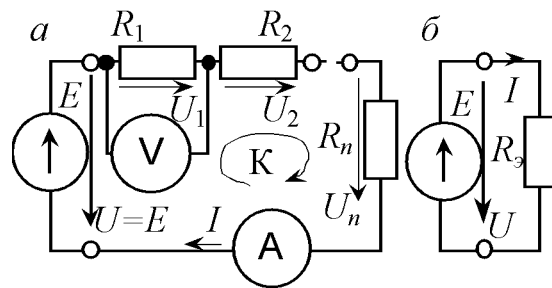


Рис. 2.3. Последовательное соединение: а – схема; б – эквивалентная схема

Схема с *параллельным соединением* элементов приведена на рис. 2.4. Схемы на рис. 2.4, а и 2.4, б эквивалентные, т. е. входное напряжение U и входной ток I у них одинаковы. В схеме на рис. 2.4, а все проводники идеальные, поэтому напряжение на каждом R -элементе одинаково и равно U . Показание вольтметра также равно U . По закону Ома токи элементов: $I_1 = U/R_1$; $I_2 = U/R_2$; ...; $I_n = U/R_n$ и по ПЗК входной ток I

$$I = \sum_{i=1}^n I_i = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} \right) U. \quad (2.4)$$

В эквивалентной цепи на рис. 2.4, б

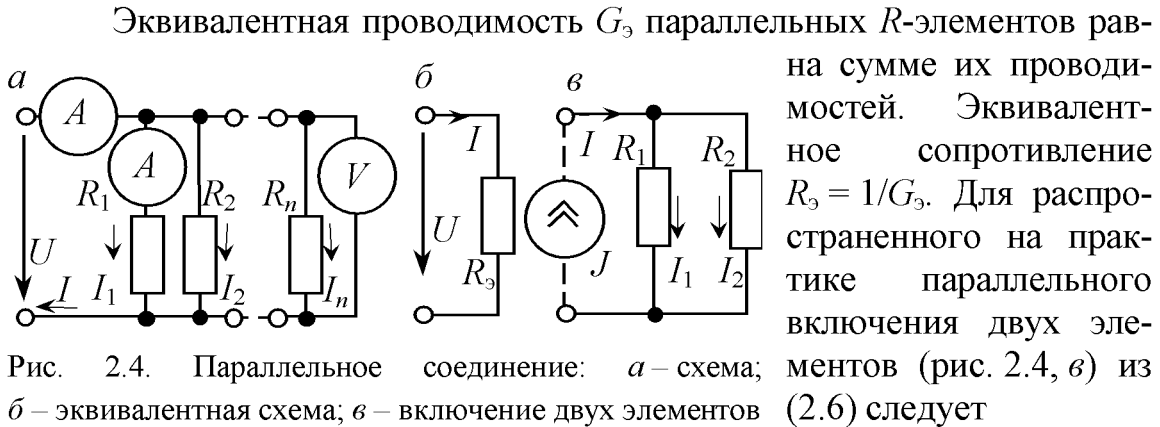
$$I = \frac{U}{R_3}. \quad (2.5)$$

Сопоставив (2.4) и (2.5), получим

$$\frac{1}{R_3} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}. \quad (2.6)$$

или через проводимости:

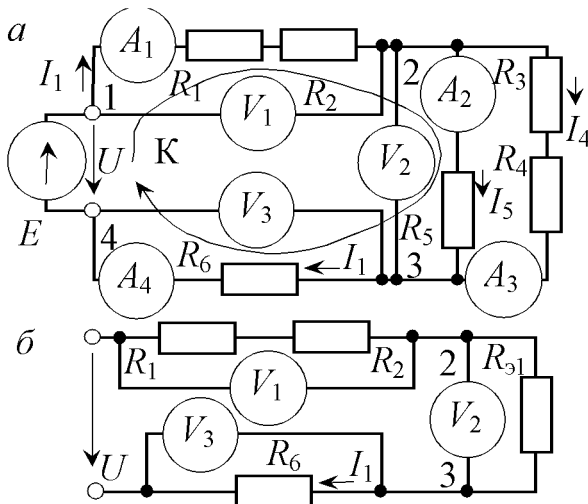
$$G_3 = G_1 + G_2 + \dots + G_n = \sum_{k=1}^n G_k. \quad (2.7)$$



$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (2.8)$$

Из $I_1 = U/R_1$; $I_2 = U/R_2$; $U = IR_3 = I R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ получаем

$$I_1 = I \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad I_2 = I \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (2.9)$$



Выражения (2.9) называют «правилом плеч». Они позволяют разбить известный ток I на два параллельных тока I_1, I_2 , причем в качестве тока I может выступать ток J источника тока (рис. 2.4, в).

Смешанным называют соединение, содержащее комбинацию последовательных и параллельных ветвей. Рассмотрим порядок расчета цепи на рис. 2.5, *a*, в которой заданы напряжение U источника ЭДС и

сопротивления элементов. Требуется рассчитать эквивалентное сопротивление цепи и показания приборов.

Схема на рис. 2.5, *а* содержит три ветви: 1) ветвь I с током I_1 , содержащую источник ЭДС и элементы R_1, R_2, R_6 ; 2) ветвь II с током I_2 , содержащую R_3 и R_4 ; ветвь III с током I_3 из одного элемента R_5 . Сопротивления ветвей: $R_I = R_1 + R_2 + R_6$; $R_{II} = R_3 + R_4$; $R_{III} = R_5$. Ветви II и III включены параллельно, и их можно заменить эквивалентной ветвью с сопротивлением R_{31} : $R_{31} = R_{II}R_{III}/(R_{II} + R_{III})$. Получим цепь на рис. 2.5, *б*, содержащую последовательное соединение элементов, для которой $R_3 = R_1 + R_2 + R_{31} + R_6$. Далее определяем ток $I_1 = U/R_3$. Амперметры A_1 и A_4 находятся в ветви I, они показывают I_1 . Токи I_2, I_3 , измеряемые амперметрами A_2, A_3 , определяем по «правилу плеч»: $I_2 = I_1R_{III}/(R_{II} + R_{III})$; $I_3 = I_1R_{II}/(R_{II} + R_{III})$. Если не использовать «правило плеч», то вначале находим напряжение U_{23} на R_{31} (его измеряет V_2) $U_{23} = I_1R_{31}$; затем ищем I_2, I_3 по закону Ома: $I_2 = U_{23}/R_{II}$; $I_3 = U_{23}/R_5$. Показания V_1, V_3 находим по закону Ома: $U_{V1} = U_{12} = I_1(R_1 + R_2)$; $U_{V3} = U_{34} = I_1R_6$. Для обобщенного контура К должен выполняться баланс напряжений, т. е. ВЗК: $U = U_{V1} + U_{V2} + U_{V3}$.

2.2.2. Взаимные преобразования соединений звезда и треугольник. Мостовая цепь. Соединения треугольник (рис. 2.6, *а*) и трехлучевая звезда (рис. 2.6, *б*) не относятся к смешанным. В сложных цепях, содержащих эти соединения, преобразование треугольника в звезду или наоборот приводит к упрощению схемы.

Преобразование треугольника в звезду. Пусть известны R_{ab}, R_{bc}, R_{ca} , а нужно найти R_a, R_b, R_c эквивалентной звезды. Эквивалентность требует, чтобы в схемах были одинаковые токи I_a, I_b, I_c внешних зажимов, а также напряжения U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} между ними. С

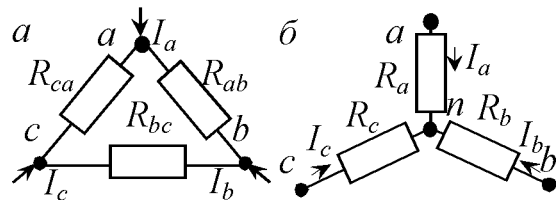


Рис. 2.6. Схемы соединения: *а* – треугольник; *б* – звезда

помощью законов Кирхгофа можно составить выражения для напряжений между узлами в обеих схемах и затем их приравнять. В результате получим формулы преобразования треугольника в звезду:

$$R_a = \frac{R_{ab}R_{ca}}{\sum R_{\Delta}}; R_b = \frac{R_{bc}R_{ab}}{\sum R_{\Delta}}; R_c = \frac{R_{ca}R_{bc}}{\sum R_{\Delta}}, \quad (2.10)$$

где $\sum R_{\Delta} = R_{ab} + R_{bc} + R_{ca}$ – сумма сопротивлений треугольника.

Преобразование звезды в треугольник. Известны сопротивле-

ния R_a, R_b, R_c лучей звезды, нужно рассчитать сопротивления R_{ab}, R_{bc}, R_{ca} эквивалентного треугольника. Уравнения (2.10) можно рассматривать как систему, разрешая которую относительно R_{ab}, R_{bc}, R_{ca} , получаем формулы для преобразования звезды в треугольник:

$$R_{ab} = R_a + R_b + \frac{R_a R_b}{R_c}; R_{bc} = R_b + R_c + \frac{R_b R_c}{R_a}; R_{ca} = R_c + R_a + \frac{R_c R_a}{R_b}. \quad (2.11)$$

Эффективность преобразований рассмотрим на мостовой цепи.

Электрическая **мостовая цепь** (рис. 2.7, *a*) содержит четыре плеча R_1, R_2, R_3, R_4 и две диагонали. В измерительной технике к одной из диагоналей подключается источник (между т. a и d), а вторая диагональ содержит измерительный прибор. Цепь не содержит последовательных или параллельных соединений элементов, но имеет два пассивных треугольника и четыре звезды. Пусть заданы ЭДС E и сопротивления всех элементов. Рассмотрим порядок расчета токов всех ветвей моста при использовании преобразования треугольник – звезда. Треугольник сопротивлений R_1, R_2, R_5 заменим эквивалентной звездой R_a, R_b, R_c , подключенной к узлам a, b, c (рис. 2.7, *б*). Сопротивления R_a, R_b, R_c находятся по формулам (2.10): $R_a = R_1 R_2 / \Sigma R_{\Delta}$; $R_b = R_2 R_5 / \Sigma R_{\Delta}$; $R_c = R_1 R_5 / \Sigma R_{\Delta}$, где $\Sigma R_{\Delta} = R_1 + R_2 + R_5$. В итоге мостовая схема преобразуется в цепь со смешанным соединением (рис. 2.7, *б*). По методике, которая рассмотрена для схемы на рис. 2.5, *a*,

найдем токи I_0, I_3, I_4 в схеме на рис. 2.7, *б*. Ветви с этими токами не преобразовывались, т. е. токи имеют те же значения, что и токи I_0, I_3, I_4 в исходной цепи. Неизвестны только токи I_1, I_2, I_5 треугольника. Для их расчета нужно найти напряжения сторон этого треугольника U_{ab}, U_{bc}, U_{ac} . Рассмотрим расчет U_{ac} . По принципу эквивалентности, U_{ac} в схеме на рис. 2.7, *б* такое же, как и U_{ac} в схеме на рис. 2.7, *a*. В цепи на рис. 2.7, *б* выделяем обобщенный контур с элементами R_a, R_c и стрелкой напряжения U_{ac} , для которого ВЗК дает

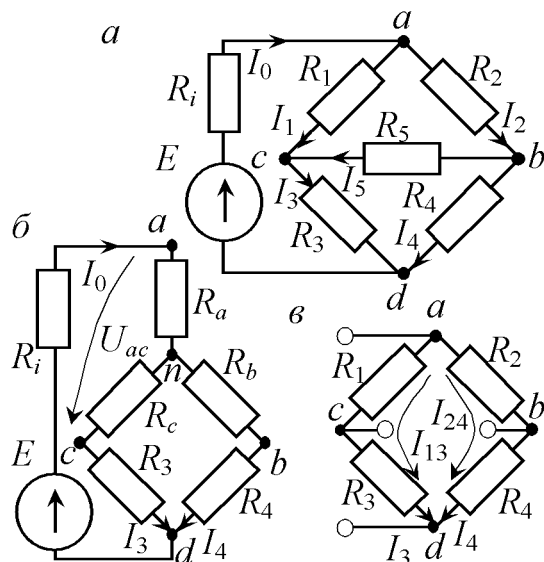


Рис. 2.7. Мостовая схема (*a*), эквивалентная схема при замене треугольника звездой (*б*), преобразованная эквивалентная схема (*в*)

$U_{ac} = R_a I_0 + R_c I_3$. «Переносим» это напряжение в схему рис. 2.7, а и по закону Ома получаем $I_1 = U_{ac}/R_1$. Токи I_2, I_5 находятся аналогично.

Уравновешивание моста. В измерительных устройствах сопротивление одного из плеч (или нескольких) изменяют так, чтобы получить нулевой ток в измерительной диагонали ($I_5 = 0$ на рис. 2.7, а). Такой режим работы моста называют режимом равновесия. Отсутствие тока эквивалентно разрыву диагонали (рис. 2.7, б), при этом через R_1 и R_3 , а также через R_2 и R_4 протекают сквозные токи $I_{13} = U_{ad}/(R_1 + R_3)$; $I_{24} = U_{ad}/(R_2 + R_4)$. Поскольку при $I_5 = 0$ $U_{bc} = 0$, т. е. $\varphi_b = \varphi_c$, то $U_{ac} = U_{ab}$ или $I_{13}R_1 = I_{24}R_2$, откуда следует условие равновесия моста:

$$R_1 R_4 = R_2 R_3. \quad (2.12)$$

2.3. Методы расчета сложных электрических цепей

2.3.1. Метод прямого применения законов Кирхгофа. Сложными называют разветвленные цепи с несколькими источниками.

Метод состоит в составлении системы уравнений по ПЗК и ВЗК, решение которой позволяет определить токи всех ветвей цепи. Пусть Y – количество узлов цепи; B – число ветвей с неизвестными токами (в число B не входят ветви с источниками тока J , т. к. токи этих ветвей известны). По ПЗК составляют $Y - 1$ уравнений для всех узлов, кроме одного. Поскольку число неизвестных токов равно B , то по ВЗК нужно составить недостающее до B число уравнений, т. е. $B - (Y - 1) = B - Y + 1$ уравнений. Контур для ВЗК нужно выбирать так, чтобы они были независимы. Независимость можно обеспечить следующим образом: первый контур выбираем произвольно, а каждый последующий должен включать хотя бы одну новую ветвь. Контур для ВЗК не должны проходить по источникам тока.

Составим систему уравнений по законам Кирхгофа для цепи на рис. 2.8, а. В этой цепи $Y = 4$ – число узлов; $B = 5$ – число ветвей с неизвестными токами I_1, \dots, I_5 . По ПЗК составим уравнения для узлов 1, 2, 3:

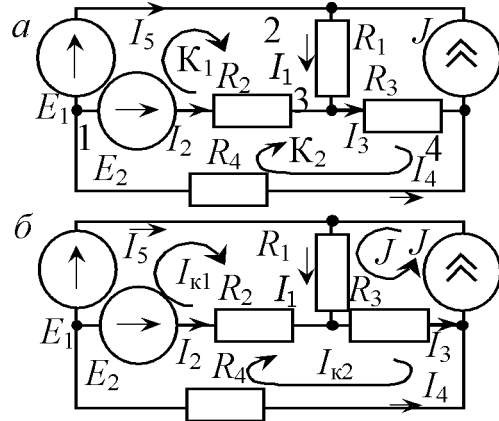


Рис. 2.8. Схемы для расчета сложных цепей методами: а – прямого применения законов Кирхгофа; б – контурных токов

$$-I_2 - I_4 - I_5 = 0; \quad -I_1 + I_5 + J = 0; \quad I_1 + I_2 - I_3 = 0. \quad (2.13)$$

Количество уравнений по ВЗК равно $B - Y + 1 = 5 - 4 + 1 = 2$. Выбираем контуры K_1, K_2 , для которых уравнения ВЗК имеют вид

$$E_1 - E_2 = R_1 I_1 - R_2 I_2; \quad E_2 = R_2 I_2 + R_3 I_3 - R_4 I_4. \quad (2.14)$$

Решение системы из пяти уравнений (2.13), (2.14) с пятью неизвестными дает значения токов всех ветвей.

Метод законов Кирхгофа не относится к числу самых эффективных расчетных методов, но он удобен при теоретическом анализе цепей, анализе переходных процессов и т. д.

2.3.2. Метод контурных токов. Метод основан на введении нового понятия – *контурного тока*. Принимается, что в каждом независимом контуре замыкается собственный контурный ток I_k , одинаковый во всех ветвях контура.

Рассмотрим цепь на рис. 2.8, а. В данной цепи имеется два независимых контура K_1 и K_2 . Для них вводим контурные токи I_{k1}, I_{k2} , направление которых задается произвольно, например так, как показано на рис. 2.8, б. Если в цепи имеется источник тока J , то нужно образовать дополнительный контур, содержащий этот источник, и принять, что контурный ток дополнительного контура равен J . При наличии нескольких источников тока дополнительные контуры вводят для каждого из них, следя за тем, чтобы через каждый источник тока протекал только его собственный контурный ток. Затем для независимых контуров K_1, K_2 нужно записать уравнения по ВЗК, оперируя только контурными токами. Для K_1 с током I_{k1} уравнение имеет вид

$$E_1 - E_2 = I_{k1}(R_1 + R_2) - I_{k2}R_2 + JR_1. \quad (2.15)$$

Поясним принцип составления уравнения (2.15). Контур обходится по направлению собственного контурного тока I_{k1} , ЭДС учитываются, как обычно, по ВЗК. Слагаемое $I_{k1}(R_1 + R_2) = I_{k1}R_{k1}$ учитывает сумму напряжений, образуемых в контуре K_1 собственным током I_{k1} . Эта сумма всегда имеет знак «+», т. к. обход идет по направлению I_{k1} . Сопротивление R_{k1} равно сумме сопротивлений всех элементов контура K_1 , его называют собственным сопротивлением контура. Остается учесть напряжения, создаваемые в контуре K_1 соседними контурными токами. В K_1 на элементе R_2 током I_{k2} создается напряжение $R_2 I_{k2}$, кото-

рое встречно обходу контура и поэтому пишется со знаком «-». Контурный ток J также вносит напряжение $R_1 J$ в K_1 . Это напряжение сонаправлено обходу K_1 , поэтому пишется с «+». Других напряжений, создаваемых контурными токами в контуре K_1 , нет.

Аналогично записывают уравнение по ВЗК для контура K_2 :

$$E_2 = I_{k2}(R_2 + R_3 + R_4) - I_{k1}R_2 + JR_3. \quad (2.16)$$

Для дополнительного контура уравнение не составляют, т. к. контурный ток этого контура известен и равен J .

Уравнения (2.15), (2.16) образуют систему с двумя неизвестными I_{k1} , I_{k2} , решив которую (найдя I_{k1} , I_{k2}), вычисляем токи ветвей. Ток ветви находится как алгебраическая сумма всех контурных токов, протекающих по этой ветви. Через ветвь источника E_1 протекает один контурный ток I_{k1} по направлению тока I_5 . Значит, $I_5 = I_{k1}$. Через R_1 протекают контурные токи I_{k1} и J , сонаправленные с током I_1 . Значит $I_1 = I_{k1} + J$. Ток I_2 формируется сонаправленным током I_{k2} и встречным током I_{k1} . Поэтому $I_2 = I_{k2} - I_{k1}$. Аналогично находим I_3 и I_4 : $I_3 = I_{k2} + J$; $I_4 = -I_{k2}$.

Сравнив для цепи на рис. 2.8 трудоемкости метода контурных токов (2 уравнения) и метода законов Кирхгофа (5 уравнений), убеждаемся в преимуществе первого. Метод контурных токов – один из основных методов ручного расчета цепей.

2.3.3. Метод наложения (суперпозиции). Можно показать, что для тока I_k одной из ветвей линейной цепи, содержащей m ЭДС и n источников тока, справедливо соотношение

$$I_k = a_1 E_1 + a_2 E_2 + \dots + a_m E_m + b_1 J_1 + \dots + b_n J_n, \quad (2.17)$$

где коэффициенты a_k , $k \in |1, m|$, b_k , $k \in |1, n|$ содержат только сопротивления R -элементов цепи. (2.17) выражает важное свойство линейных цепей – **принцип наложения (суперпозиции): в линейных цепях все источники энергии работают независимо друг от друга и создаваемые ими совместно токи ветвей равны алгебраической сумме токов, создаваемых каждым из источников в отдельности.**

На основе принципа суперпозиции разработан расчетный метод суперпозиции (наложения): поочередно оставляют в цепи только один источник, рассчитывают частичные токи, вызываемые этим источником, и затем для каждой из ветвей алгебраически суммируют все частичные токи. Из (2.17) следует, что для расчета частичного тока $I_{k(1)}$,

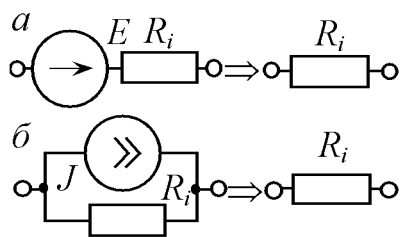


Рис. 2.9. Нейтрализация источников: *a* – ЭДС; *б* – тока

вызываемого только источником ЭДС E_1 , нужно временно принять $E_2 = \dots = E_m = J_1 = \dots = J_n = 0$, т. е. на первом этапе нужно оставить в цепи только E_1 , а все остальные источники следует нейтрализовать.

Нейтрализация источников означает, что вместо источников остаются включенными их внутренние сопротивления R_i (рис. 2.9).

При наличии в цепи идеальных источников их нейтрализация в соответствии с рис. 2.9 состоит в **замене идеального источника ЭДС перемычкой**, а **идеального источника тока – разрывом**. В полученной цепи вычисляют все необходимые токи и напряжения. На втором этапе оставляют E_2 , а остальные источники нейтрализуют. Эти действия повторяют для остальных источников.

Рассмотрим применение метода наложения для цепи (см. рис. 2.8, *a*). Пусть нужно рассчитать ток I_4 . Приведем этапы расчета.

Этап 1. Оставляем E_1 , а остальные источники нейтрализуем, т. е. E_2 заменяем перемычкой, а J – разрывом. Получим цепь на рис. 2.10, *a*, в которой R_3 и R_4 соединены последовательно. Их эквиваленты $R_{31} = R_3 + R_4$ и R_2 образуют параллельное соединение: $R_{32} = R_{31}R_2/(R_{31} + R_2)$. Эквивалентное относительно E_1 сопротивление всей цепи равно $R_3 = R_1 + R_{32}$. Ток $I_{1(1)}$ находим по закону Ома: $I_{1(1)} = E_1/R_3$. Ток $I_{4(1)}$ проще всего найти по «правилу плеч»: $I_{4(1)} = I_{1(1)}R_2/(R_2 + R_{31})$.

Этап 2. Оставляем источник E_2 , а остальные источники нейтрализуем. Получаем цепь на рис. 2.10, *б*. Элементы R_3, R_4 включены последовательно, т. е. $R_{31} = R_3 + R_4$. Эквивалент R_{31} и R_1 подключены к узлам 1 и 3, т. е. параллельно. Значит, $R_{32} = R_1R_{31}/(R_1 + R_{31})$. Эквивалентное (относительно источника E_2) сопротивление всей цепи $R_3 = R_2 + R_{32}$. Дальнейший расчет: $I_{2(2)} = E_2/R_3$; $I_{4(2)} = I_{2(2)}R_1/(R_1 + R_{31})$.

Этап 3. В цепи оставляем источник J , а остальные нейтрализуем. Получим цепь на рис. 2.10, *в*. В этой цепи R_1 и R_2 включены параллельно: $R_{31} =$

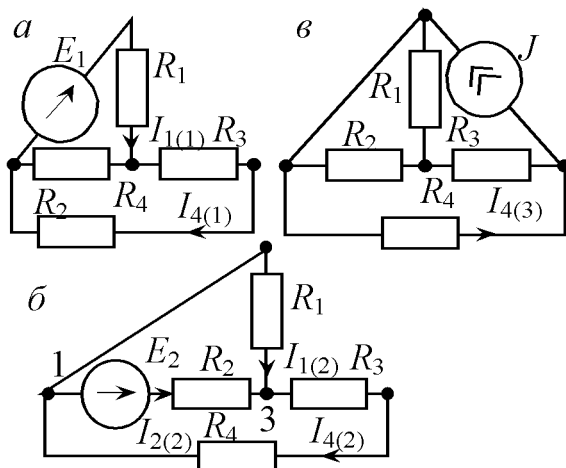


Рис. 2.10. Схемы для частичных токов, созданных: *a* – E_1 ; *б* – E_2 ; *в* – J

$= R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$. Эквивалент R_{31} и R_3 соединены последовательно и образуют первое плечо: $R_{32} = R_3 + R_{31}$, вторым плечом является R_4 . Тогда по «правилу плеч» находим $I_{4(3)} = JR_{32} / (R_4 + R_{32})$.

Этап 4. На этом этапе нужно выполнить алгебраическое суммирование частичных токов $I_{4(1)}$, $I_{4(2)}$, $I_{4(3)}$. На исходной схеме (рис. 2.8, а) ток I_4 направлен слева направо. Этому направлению соответствует ток $I_{4(3)}$, а токи $I_{4(1)}$, $I_{4(2)}$ направлены встречно. Поэтому окончательный результат для тока I_4 имеет следующий вид: $I_4 = I_{4(3)} - I_{4(1)} - I_{4(2)}$.

Трудоемкость метода наложения определяется количеством источников в цепи, и при их числе большем 3 обычно применяют другие методы. У метода наложения есть и определенные преимущества: он хорошо выявляет условия работы каждого источника и показывает, что тип соединения элементов цепи может быть разным в зависимости от того, относительно зажимов которого из источников ищется эквивалентное сопротивление. Метод наложения применяется при анализе цепей с несинусоидальными источниками, расчете переходных процессов, при анализе электронных цепей.

2.3.4. Метод эквивалентного генератора. Пусть имеется некоторая электрическая цепь, содержащая несколько источников и в ней имеется один приоритетный элемент R_H (нагрузка), ток которого нужно рассчитать. Выделим R_H в виде отдельной ветви, а остальную цепь представим как активный двухполюсник (рис. 2.11, а). Предположим, что внутренняя структура двухполюсника A нам неизвестна («черный ящик»). Тогда нельзя ответить на вопрос о том, являются ли внешние зажимы m , n выводами реального источника или сложной активной цепи, и никакие эксперименты с зажимами не внесут ясности в этот вопрос. Поэтому активный двухполюсник A на рис. 2.11, а можно оценивать как реальный источник ЭДС с неизвестными параметрами E_3 , R_3 (рис. 2.11, б) или реальный источник тока с параметрами J_3 , R_3 (рис. 2.11, в). Эти источники называют эквивалентными генераторами напряжения и тока.

E_3 эквивалентного генератора ЭДС можно рассчитать как напряжение холостого хода U_{xx} между зажимами m , n при оборванной нагрузке R_H (см. 1.5) $E_3 = U_{xx}$ или измерить вольтметром (рис. 2.11, г). Внутреннее сопротивление R_3 эквивалентного генератора рассчитывают как входное сопротивление $R_{вх}$ пассивного двухполюсника Π (рис. 2.11, е). Для перехода от двухполюсника A к Π нужно нейтрализовать все источники активного двухполюсника.

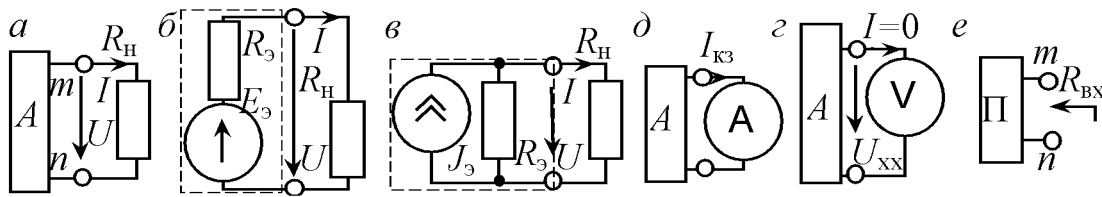


Рис. 2.11. Схемы для метода эквивалентного генератора: *a* – активного двухполюсника; *б* – эквивалентного источника ЭДС; *в* – эквивалентного источника тока; *г* – для определения ЭДС эквивалентного генератора; *д* – для определения тока эквивалентного источника тока; *е* – для определения внутреннего сопротивления

Для эквивалентного генератора тока (рис. 2.11, *в*) задающий ток J_3 можно найти пересчетом источника напряжения в источник тока $J_3 = E_3/R_3 = U_{XX}/R_3$. Поскольку $J_3 = I_{K3}$, то ток J_3 можно измерить амперметром (рис. 2.11, *д*) как ток короткого замыкания. После расчета параметров эквивалентного генератора ЭДС $E_3 = U_{XX}$, $R_3 = R_{BX}$ ток нагрузки R_H находим по закону Ома для цепи на рис. 2.11, *б*:

$$I = \frac{E_3}{R_3 + R_H}. \quad (2.18)$$

Для источника тока ток в R_H находим по «правилу плеч»:

$$I = J_3 \frac{R_3}{R_3 + R_H}. \quad (2.19)$$

Метод эквивалентного генератора эффективен для расчета тока только одной ветви, и особенно, если нужен расчет тока I для серии значений R_H . Метод применим и в случае нелинейной нагрузки R_H . В

качестве примера рассмотрим расчет тока I_4 методом эквивалентного генератора для цепи на рис. 2.8, *a*.

Этап 1. Образует режим холостого хода, т. е. обрываем R_4 . Получаем схему (рис. 2.12, *a*), в которой нужно найти напряжение холостого хода U_{XX} . Методом контурных токов найдем контурный ток I_{K1} . Для контура с током I_{K1} уравнение имеет вид: $I_{K1}(R_1 + R_2) + JR_1 = E_1 - E_2$. Отсюда $I_{K1} = (E_1 - E_2 - JR_1)/(R_1 + R_2)$. По R_2 протекает ток

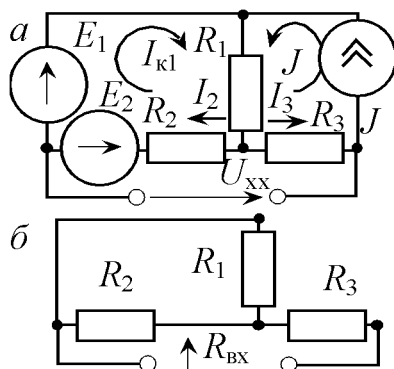


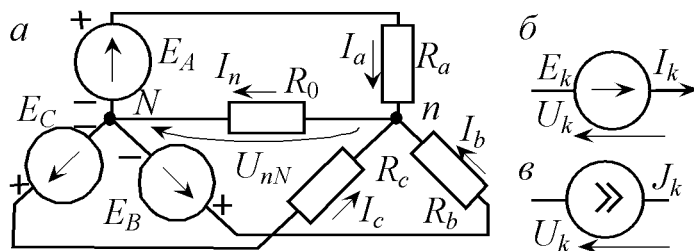
Рис. 2.12. Схемы преобразования: *a* – E_3 ; *б* – R_{BX}

$I_2 = I_{k1}$. Ток через R_3 : $I_3 = J$. Для расчета U_{xx} выбираем обобщенный контур $R_2 - E_2 - U_{xx} - R_3$ и записываем для него уравнение по ВЗК: $U_{xx} - R_3 I_3 + R_2 I_2 = -E_2$. Тогда $U_{xx} = R_3 J - R_2 I_{k1} - E_2 \equiv E_3$.

Этап 2. Для определения внутреннего сопротивления R_3 генератора в схеме на рис. 2.12, *а* нейтрализуем источники (закорачиваем E_1 , E_2 и обрываем J). Получаем схему на рис. 2.12, *б*, для которой $R_{вх} = R_3 + R_1 R_2 / (R_1 + R_2) \equiv R_3$.

Этап 3. Ток нагрузки I_4 рассчитываем по рабочей формуле метода (2.18): $I_4 = E_3 / (R_3 + R_4)$.

2.3.5. Метод узловых напряжений (метод двух узлов).



Рассмотрим частный вариант метода, называемый методом двух узлов. Анализируемая схема на рис. 2.13, *а* содержит только два узла. Получим междуузловое напряжение U_{nN} . Применим обобщенный закон Ома для активных ветвей:

Рис. 2.13. Схемы для метода узловых напряжений (*а*); согласованные направления E_k и I_k (*б*), встречные направления J_k и U_k (*в*)

$$\begin{aligned} I_a &= (E_A - U_{nN}) / R_a \\ I_b &= (E_B - U_{nN}) / R_b \\ I_c &= (E_C - U_{nN}) / R_c \end{aligned} \quad (2.20)$$

Запишем закон Ома $I_n = U_{nN} / R_0$, а также баланс токов в узле n $I_a + I_b + I_c = I_n$. Если в уравнение баланса токов подставить значения токов из (2.20), то для U_{nN} получим:

$$U_{nN} = \left(\frac{E_A}{R_a} + \frac{E_B}{R_b} + \frac{E_C}{R_c} \right) / \left(\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_0} \right). \quad (2.21)$$

После определения U_{nN} токи ветвей находим по (2.20).

2.3.1. Баланс мощностей. Потенциальная диаграмма. Для электрических цепей из закона сохранения энергии следует баланс мощностей: алгебраическая сумма мощностей, развиваемых всеми источниками цепи, равна сумме мощностей всех приемников.

Баланс мощностей выражается равенством

$$\sum E_k I_k + \sum U_k J_k = \sum R_k I_k^2. \quad (2.22)$$

Произведения $E_k I_k$, $U_k J_k$ в левой части (2.22) берут со знаком «+», если положительные направления напряжения и тока источника встречны (E_k и I_k сонаправлены) и со знаком «-», если направления напряжения и тока источника согласованы (E_k и I_k встречны). Для цепи на рис. 2.14, а $E_1 I - E_2 I + E_3 I = R_1 I^2 + R_2 I^2 + R_3 I^2$.

Потенциальная диаграмма. Рассмотрим неразветвленную цепь на рис. 2.14, а. Составив для контура уравнение по ВЗК и выразив из него ток I , получаем $I = (E_1 + E_3 - E_2)/(R_1 + R_2 + R_3)$. Пусть $E_1 + E_3 > E_2$. Тогда $I > 0$. Примем потенциал одной из точек контура, например т. 3, равным нулю ($\varphi_3 = 0$). Обходя контур по часовой стрелке, найдем потенциалы всех остальных точек. Напряжение $U_{34} = \varphi_3 - \varphi_4$ находим по закону Ома: $U_{34} = R_2 I$. Поскольку $\varphi_3 = 0$, то $\varphi_4 = -U_{34} = -R_2 I$. Так как источник ЭДС E_3 идеален, то $E_3 = \varphi_5 - \varphi_4$ и $\varphi_5 = E_3 + \varphi_4 = E_3 - R_2 I$. Аналогично найдем потенциалы т. 6, 1, 2.

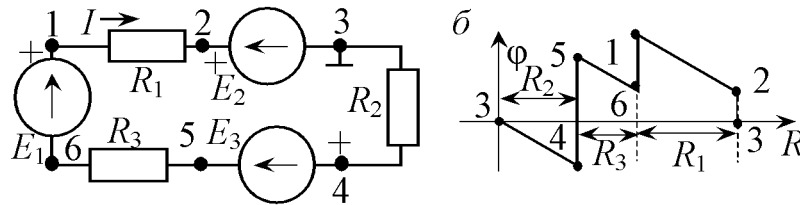


Рис. 2.14. Потенциальная диаграмма: а – схема контура; б – диаграмма

В системе координат (R, φ) заземленную точку 3 ($\varphi_3 = 0$) помещаем в начале координат (рис. 2.14, б). Затем, отложив в выбранном масштабе по оси R сопротивление R_2 , получаем точку, из которой по вертикали откладываем значение φ_4 . Поскольку $\varphi_4 < 0$, то т. 4 оказывается ниже горизонтальной оси. Соединяем прямой линией т. 3 и 4. Двигаясь далее по контуру из т. 4 в т. 5, на диаграмме получаем вертикальный скачок потенциала вверх. Точки 4 и 5 находятся на одной вертикали, т. к. сопротивление между ними равно внутреннему сопротивлению E_3 , т. е. нулю. Продолжив движение по контуру, получим полную диаграмму на рис. 2.14, б. Построенную диаграмму называют потенциальной. Она показывает изменение потенциала при обходе контура, причем вдоль сопротивления потенциал изменяется линейно, а при переходе через идеальную ЭДС – скачком. После обхода контура диаграмма должна заканчиваться на горизонтальной оси R , т. е. на нулевом потенциале.

3. АНАЛИЗ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

3.1. Параметры синусоидальных напряжений и токов

Синусоидальный ток имеет ряд преимуществ по сравнению с постоянным, поэтому в электроэнергетике распространены цепи переменного тока (в энергетике синусоидальный ток часто называют переменным). Синусоидальный ток экономичнее при производстве, передаче и использовании электроэнергии. С помощью простого устройства (трансформатора) можно осуществить дробление электроэнергии. Устройства синусоидального тока применяются в различных отраслях промышленности, в электроприводе, промышленной электронике, электротехнологии, радиоэлектронике, бытовой технике. В промышленности основным источником переменного напряжения является синхронный генератор. В радиоэлектронике синусоидальные колебания получают с помощью электронных схем – генераторов.

Рассмотрим основные понятия, характеризующие синусоидальную функцию, например напряжение $u(t)$

$$u(t) = U_m \sin(\omega t + \psi), \quad (3.1)$$

график которой (временная диаграмма) показан на рис. 3.1, *а*. Наибольшее значение U_m синусоидальной функции называют амплитудой. Наименьший отрезок времени T , через который значение функции повторяется, называют периодом. Частоту $f = 1/T$, дающую количество периодов в секунду, измеряют в герцах (Гц). Для промышленной сети она составляет 50 Гц. Аргумент синусоидальной функции $\alpha = \omega t + \psi$ называют фазой. Величина ψ равна фазе при $t = 0$, т. е. ψ – начальная фаза. Фазу и начальную фазу измеряют в радианах. Угловой частотой ω называют скорость изменения аргумента функции, т. е. $\omega = da/dt$. Измеряют ω в рад/с. Частоты ω и f связаны соотношением

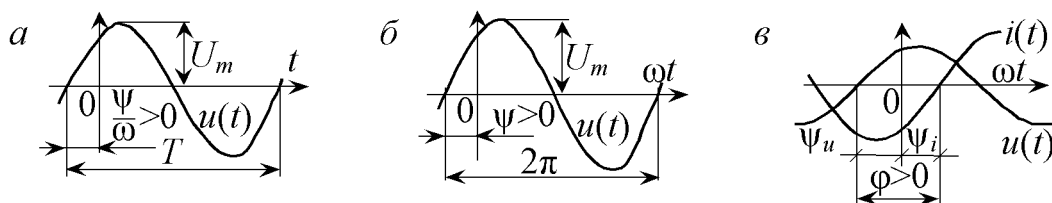


Рис. 3.1. Временные диаграммы синусоидальных функций

$$\omega = 2\pi f = 2\pi/T. \quad (3.2)$$

При изображении синусоидальных функций на временных диаграммах удобно по горизонтальной оси откладывать не время t , а величину ωt в радианах (рис. 3.1, б). Начальная фаза ψ определяется смещением синусоиды по горизонтали относительно начала координат. При смещении синусоиды влево $\psi > 0$; вправо – $\psi < 0$. Величину $u(t)$, зависящую от текущего времени t , называют мгновенным значением и обозначают строчной (малой) буквой. Аналогично обозначают мгновенное значение тока $i(t)$ и ЭДС $e(t)$.

Из (3.1) следует, что синусоидальная функция имеет три параметра: амплитуду U_m ; угловую частоту ω ; начальную фазу ψ . В электротехнике используется четвертый параметр синусоидальной функции – действующее значение U . Действующим значением периодической функции называют ее среднеквадратичное значение за период

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}. \quad (3.3)$$

Если в (3.3) подставить (3.1), то получим

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \approx 0,707U_m, \quad (3.4)$$

т. е. действующее значение синусоидальной функции меньше ее амплитуды в $\sqrt{2}$ раз. Действующее значение напряжения бытовой однофазной сети составляет 220 В. Аналогично определяются действующие значения других синусоидальных величин, например тока $I = I_m/\sqrt{2}$ и ЭДС $E = E_m/\sqrt{2}$. Действующие значения в отличие от амплитуды обозначаются прописной буквой без индекса m , например U, I, E, Φ .

Сдвигом фаз ϕ называют разность начальных фаз двух синусоидальных колебаний одинаковой частоты ω . Если сравниваются фазы напряжения $u(t)$ и тока $i(t)$, то для ϕ условились: $\phi = \psi_u - \psi_i$. На рис. 3.1, в $\psi_u > 0$; $\psi_i < 0$; $\phi > 0$.

3.2. Способы представления синусоидальных напряжений и токов

При подключении источника к электрической цепи, содержащей R -, L -, C -элементы, некоторое время длится переходный процесс, который завершается установившимся режимом. Если источник является синусоидальной функцией с частотой ω , элементы цепи линейны и

стационарны, то установившиеся напряжения и токи всех элементов также синусоидальны, причем их частота равна частоте ω источника. Тогда в установившемся режиме для всех синусоидальных напряжений и токов один параметр (ω) известен и требуется рассчитать для каждой функции только два: 1) амплитуду; 2) начальную фазу.

Аналитическое описание синусоидальных величин. Синусоидальную функцию можно задать формулой (3.1). Например, для токов $i_1(t)$, $i_2(t)$ на рис. 3.2, *а* известны их значения: $i_1(t) = I_{m1} \sin(\omega t + \psi_1)$, $i_2(t) = I_{m2} \sin(\omega t + \psi_2)$. Требуется рассчитать ток $i_3(t)$. Поскольку законы Кирхгофа верны для мгновенных значений токов и напряжений, то, согласно ПЗК, $i_3(t) = i_1(t) + i_2(t) = I_{m3} \sin(\omega t + \psi_3)$, где I_{m3} и ψ_3 находятся с помощью громоздких тригонометрических преобразований.

Представление синусоиды проекцией вращающегося вектора. Синусоидальный ток $i_1(t)$ можно представить проекцией на ось ординат вектора, равномерно вращающегося против часовой стрелки с угловой скоростью ω (рис. 3.2, *б*). Длина его равна амплитуде I_{m1} , а угол наклона к оси абсцисс – фазе, т. е. $\omega t + \psi_1$.

Для электротехники типична обратная задача: по положению вектора определить параметры синусоиды, т. е. I_{m1} , ψ_1 , ω . Для этого достаточно указать положение вектора при $t = 0$, тогда длина вектора даст амплитуду I_{m1} , угол наклона вектора к оси абсцисс будет равен начальной фазе ψ_1 , а угловая частота ω известна и равна угловой частоте источника. На рис. 3.2, *в* изображены векторы \bar{I}_{m1} , \bar{I}_{m2} , соответствующие синусоидам $i_1(t)$, $i_2(t)$ при $t = 0$. Если учесть, что ПЗК справедлив для мгновенных значений, т. е. для проекций векторов в любой момент времени, то ПЗК можно применять непосредственно к векторам \bar{I}_{m1} , \bar{I}_{m2} , т. е. $\bar{I}_{m3} = \bar{I}_{m1} + \bar{I}_{m2}$ – *векторная форма ПЗК*. На рис. 3.2, *в* \bar{I}_{m3} ищется по правилу параллелограмма. Амплитуду I_{m3} можно определить по теореме косинусов. Аналогично можно показать справедливость *векторной формы ВЗК*. Законы Кирхгофа в векторной форме:

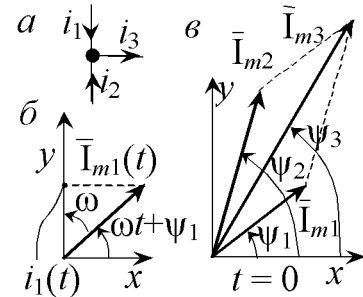


Рис. 3.2. Представление синусоиды на декартовой плоскости: *а* – токи в узле; *б* – вращающийся вектор; *в* – суммирование векторов

$$\sum \bar{I}_{mk} = 0, \quad \sum \bar{U}_{mk} = \sum \bar{E}_{mk}, \quad (3.5)$$

где ПЗК справедлив для любого узла цепи, а ВЗК – для любого контура

ра. Совокупность нескольких векторов токов, напряжений, ЭДС, изображенных в единой системе координат, называют векторной диаграммой (рис. 3.2, в). Законы (3.5) эффективны при анализе достаточно простых электрических цепей.

Применение комплексных чисел. Векторы напряжений, токов, ЭДС в 3.5 можно описать комплексными числами, что соответствует переносу векторных диаграмм на комплексную плоскость, действительную ось которой обозначают $+1$ или Re (рис. 3.3, а), мнимую ось $+j$ или Im , где $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица. Синусоидальному напряжению (3.1) (вектору \dot{U}) на комплексной плоскости соответствует вектор \dot{U}_m (рис. 3.3, а), называемый *комплексной амплитудой*. Его длина равна амплитуде U_m , а угол наклона к действительной оси – начальной фазе

ψ_u . Если длина вектора равна действующему значению $U = U_m / \sqrt{2}$, то его обозначают \dot{U} и называют *комплексным напряжением* (рис. 3.3, б). Эти векторы описываются комплексными числами

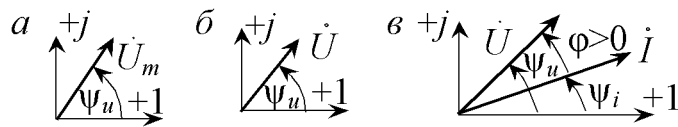


Рис. 3.3. Векторные диаграммы: а – комплексная амплитуда; б – комплексное напряжение; в – комплексные напряжение и ток

$$\dot{U}_m = U_m e^{j\psi_u}, \quad \dot{U} = U e^{j\psi_u}, \quad (3.6)$$

где величину U_m , U называют модулями: $U_m = \text{mod } \dot{U}_m$, $U = \text{mod } \dot{U}$, а начальную фазу ψ_u – аргументом, $\psi_u = \arg \dot{U}_m = \arg \dot{U}$. Аналогично вводятся понятия комплексных амплитуд для токов и ЭДС, а также комплексного тока и комплексной ЭДС:

$$\dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i}, \quad \dot{E}_m = E_m e^{j\psi_e}, \quad \dot{I} = I e^{j\psi_i}, \quad \dot{E} = E e^{j\psi_e}. \quad (3.7)$$

На рис. 3.3, в показана векторная диаграмма с векторами напряжения \dot{U} и тока \dot{I} . Поскольку вращение векторов происходит против часовой стрелки, то говорят, что ток отстает по фазе от напряжения на угол $\phi = \psi_u - \psi_i$. ϕ отсчитывают от вектора тока к вектору напряжения и, если стрелка угла ϕ направлена против часовой стрелки, то $\phi > 0$, если по часовой, то $\phi < 0$.

Пример. Задано синусоидальное напряжение $u(t) = 311 \sin(\omega t + \pi/3)$ В. Найти комплексное напряжение \dot{U} . *Решение.* Поскольку $U_m = 311$ В, то действующее значение $U = U_m / \sqrt{2} \approx 220$ В. $\dot{U} = U e^{j\psi_u} =$

$$= 220e^{j\pi/3} = 220e^{j60} \text{ В.}$$

Комплексные векторы \dot{U}_m, \dot{I}_m соответствуют \bar{U}_m, \bar{I}_m декартовой плоскости. Поэтому из (3.5) следует справедливость *законов Кирхгофа в комплексной форме*:

$$\sum \dot{I}_{mk} = 0, \sum \dot{U}_{mk} = \sum \dot{E}_{mk}, \sum \dot{I}_k = 0, \sum \dot{U}_k = \sum \dot{E}_k. \quad (3.8)$$

3.3. Свойства комплексных чисел и правила действий с ними

Пусть комплексное число задано в виде

$$\bar{A} = me^{j\alpha}. \quad (3.9)$$

\bar{A} изображают на комплексной плоскости вектором с длиной, равной модулю m , и углом наклона к действительной оси, равным аргументу α (рис. 3.4, а).

При $\alpha > 0$ угол отсчитывается от положительного направления действительной оси против часовой стрелки. Эту форму записи комплексного числа называют *показательной*. Проекции \bar{A} на оси координат дают *алгебраическую форму* числа:

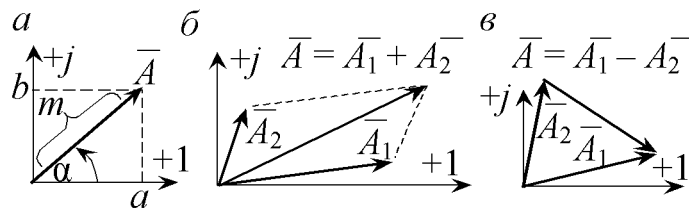


Рис. 3.4. Векторы на комплексной плоскости: а – изображение комплексного числа в виде вектора; б – суммирование векторов; в – вычитание векторов

$$\bar{A} = a + jb, \quad (3.10)$$

где $a = m \cos \alpha$, $b = m \sin \alpha$ – действительная и мнимая части \bar{A} . Иногда обозначают: $a = \text{Re}(\bar{A})$, $b = \text{Im}(\bar{A})$. Число (3.10) изображают также точкой, соответствующей вершине \bar{A} . Подставив a и b в (3.10), имеем *тригонометрическую форму*

$$\bar{A} = m(\cos \alpha + j \sin \alpha), \quad (3.11)$$

которую можно получить из показательной, применив формулы Эйлера:

$$e^{j\alpha} = \cos \alpha + j \sin \alpha, \quad e^{-j\alpha} = \cos \alpha - j \sin \alpha. \quad (3.12)$$

Из рис. 3.4, а следует

$$m = \sqrt{a^2 + b^2}; \alpha = \operatorname{arctg}\left(\frac{b}{a}\right). \quad (3.13)$$

Все три формы комплексного числа эквивалентны. Переход от показательной формы (3.9) к алгебраической (3.10) выполняют по следующим формулам:

$$a = m \cos \alpha; b = m \sin \alpha, \quad (3.14)$$

а обратный переход – по формулам (3.13).

От α зависит угол наклона вектора \bar{A} , поэтому $e^{j\alpha}$ называют оператором поворота на угол α . Умножение вектора \bar{A}_1 на $e^{j\alpha}$ приведет к его повороту на угол $|\alpha|$ против часовой стрелки для $\alpha > 0$, и к повороту на $|\alpha|$ по часовой стрелке при $\alpha < 0$ (длина вектора не изменяется). Из (3.12) следует $e^{\pm j90^\circ} = \pm j$, т. е. умножение вектора на j приводит к его повороту на 90° против часовой стрелки, а умножение на $-j$ дает поворот на 90° по часовой стрелке. Если $\alpha = \pm 180^\circ$, то из (3.12) получим $e^{\pm j180^\circ} = -1$. Так как $j^2 = -1$; то $j = 1/(-j)$, т. е. j можно переносить из знаменателя в числитель и обратно, изменяя знак при j на обратный. Изменение у комплексного числа $\bar{A} = me^{j\alpha} = a + jb$ знака угла α на обратный дает сопряженное комплексное число $\bar{A}^* = a - jb = me^{-j\alpha}$. Справедливо равенство $\bar{A} \bar{A}^* = m^2$.

Рассмотрим основные алгебраические действия с комплексными числами. Пусть имеются два комплексных числа $\bar{A}_1 = a_1 + jb_1 = m_1 e^{j\alpha_1}$ и $\bar{A}_2 = a_2 + jb_2 = m_2 e^{j\alpha_2}$. Из равенства этих чисел, т. е. из $\bar{A}_1 = \bar{A}_2$, следуют равенства: 1) $m_1 = m_2$; 2) $\alpha_1 = \alpha_2$; 3) $a_1 = a_2$; 4) $b_1 = b_2$. Для комплексных чисел нет операции сравнения (больше, меньше).

Сложение и вычитание комплексных чисел производится по формуле $\bar{A} = \bar{A}_1 \pm \bar{A}_2 = a \pm jb$, где $a = a_1 \pm a_2$, $b = b_1 \pm b_2$. Сложение векторов \bar{A}_1 , \bar{A}_2 показано на рис. 3.4, б, а их вычитание – на рис. 3.4, в. **Умножение** чисел может выполняться в показательной форме, тогда $\bar{A} = \bar{A}_1 \bar{A}_2 = me^{j\alpha}$, где $\alpha = \alpha_1 + \alpha_2$, $m = m_1 m_2$. При **умножении** чисел в алгебраической форме двучлены перемножаются по обычным правилам алгебры с учетом $j^2 = -1$. Тогда $\bar{A} = \bar{A}_1 \bar{A}_2 = a + jb$, где $a = a_1 a_2 - b_1 b_2$, $b = b_1 a_2 + a_1 b_2$. Если числа **делят** в показательной форме, то $\bar{A} = \bar{A}_1 / \bar{A}_2 = me^{j\alpha}$, где $m = m_1 / m_2$, $\alpha = \alpha_1 - \alpha_2$. При **делении** в алгебраической форме числитель и знаменатель дроби умножают на число, сопряженное знаменателю:

$$\bar{A} = \frac{\bar{A}_1}{A_2} = \frac{\bar{A}_1 A_2^*}{A_2 A_2^*} = \frac{(a_1 + jb_1)(a_2 - jb_2)}{m_2^2} = \frac{a_1 a_2 + b_1 b_2 + j(a_2 b_1 - a_1 b_2)}{m_2^2},$$

где $m_2^2 = a_2^2 + b_2^2$. Возможен и комбинированный подход к делению комплексных чисел, при котором числа, заданные в алгебраической форме, предварительно переводятся в показательную:

$$\bar{A} = \frac{\bar{A}_1}{A_2} = \frac{a_1 + jb_1}{a_2 + jb_2} = \sqrt{\frac{a_1^2 + b_1^2}{a_2^2 + b_2^2}} e^{j\left(\arctg\left(\frac{b_1}{a_1}\right) - \arctg\left(\frac{b_2}{a_2}\right)\right)}.$$

3.4. Комплексные сопротивление и проводимость пассивного двухполюсника и R -, C -, L -элементов

Рассмотрим пассивный двухполюсник (рис. 3.5, а) с согласованными входными напряжением и током: $u(t) = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$; $i(t) = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$. Представим эти синусоиды в виде их комплексных амплитуд (комплексных значений): $\dot{U}_m = U_m e^{j\psi_u} = \sqrt{2} U e^{j\psi_u} = \sqrt{2} \dot{U}$ и $\dot{I}_m = I_m e^{j\psi_i} = \sqrt{2} I e^{j\psi_i} = \sqrt{2} \dot{I}$. По определению комплексное сопротивление двухполюсника

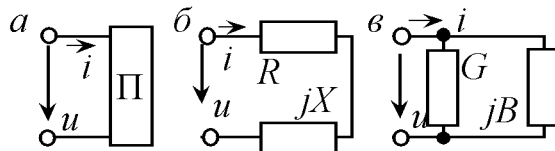


Рис. 3.5. Двухполюсник: а – схема; б – последовательная схема замещения; в – параллельная схема замещения

$$\underline{Z} = \dot{U}_m / \dot{I}_m = \dot{U} / \dot{I} = Z e^{j\varphi}, \quad (3.15)$$

где модуль $Z = U_m / I_m = U / I$ называют полным сопротивлением двухполюсника, а аргумент φ равен сдвигу фаз $\varphi = \psi_u - \psi_i$.

Алгебраическая форма \underline{Z} соответствует

$$\underline{Z} = Z \cos \varphi + j Z \sin \varphi = R + j X, \quad (3.16)$$

где $R = Z \cos \varphi$, $X = Z \sin \varphi$ – активная и реактивная составляющие \underline{Z} . Комплексная проводимость \underline{Y} двухполюсника

$$\underline{Y} = \dot{I}_m / \dot{U}_m = \dot{I} / \dot{U} = 1 / \underline{Z} = Y e^{-j\varphi}, \quad (3.17)$$

где модуль $Y = I/U = 1/Z$ называют полной проводимостью, а аргумент \underline{Y} равен сдвигу фаз со знаком «-», т. е. $-\varphi$. В алгебраической форме \underline{Y}

$$\underline{Y} = Y \cos \varphi - jY \sin \varphi = G - jB, \quad (3.18)$$

где $G = Y \cos \varphi$, $-B = -Y \sin \varphi$ – активная и реактивная составляющие \underline{Y} .

Резистивный элемент. Пусть к R -элементу приложено напряже-

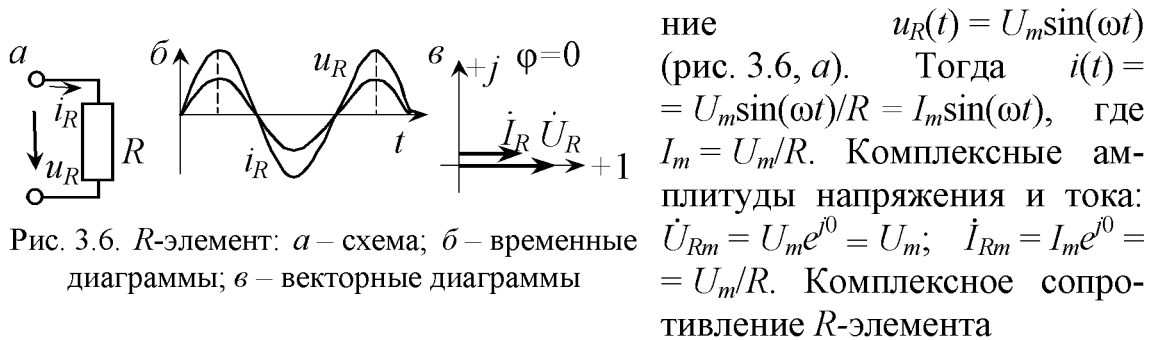


Рис. 3.6. R -элемент: a – схема; b – временные диаграммы; c – векторные диаграммы

ние $u_R(t) = U_m \sin(\omega t)$ (рис. 3.6, a). Тогда $i(t) = U_m \sin(\omega t)/R = I_m \sin(\omega t)$, где $I_m = U_m/R$. Комплексные амплитуды напряжения и тока: $\dot{U}_{Rm} = U_m e^{j0} = U_m$; $\dot{I}_{Rm} = I_m e^{j0} = U_m/R$. Комплексное сопротивление R -элемента

$$\underline{Z}_R = \frac{\dot{U}_{Rm}}{\dot{I}_{Rm}} = \frac{\dot{U}_R}{\dot{I}_R} = R \quad (3.19)$$

содержит только активную составляющую R , которую на переменном токе называют активным сопротивлением. Сдвиг фаз $\varphi = \psi_u - \psi_i = 0$, т. е. ток и напряжение R -элемента совпадают по фазе, что отражают временные и векторная диаграммы (рис. 3.6, b , c). Комплексная проводимость R -элемента содержит только активную составляющую:

$$\underline{Y}_R = \frac{1}{Z_R} = \frac{1}{R} = G. \quad (3.20)$$

Индуктивный элемент. Пусть для L -элемента задан ток



Рис. 3.7. L -элемент: a – схема; b – временные диаграммы; c – векторные диаграммы

$i_L(t) = I_m \sin(\omega t)$ (рис. 3.7, a). Поскольку $u_L = L di_L/dt$, то $u_L = \omega L I_m \cos(\omega t) = U_m \sin(\omega t + 90^\circ)$, где $U_m = \omega L I_m$. Сдвиг фаз φ для индуктивности равен $\varphi = \psi_u - \psi_i = 90^\circ$, т. е. индуктивный ток отстает по фазе от напряжения индуктивности на 90° или на $\pi/2$ радиан (рис. 3.7, b , c). Комплексные амплитуды напряжения и тока индуктивности:

$$\dot{U}_{Lm} = U_m e^{j90^\circ} = \omega L I_m e^{j90^\circ}; \dot{I}_{Lm} = I_m e^{j0} = I_m.$$

Тогда комплексное сопротивление индуктивности

$$\underline{Z}_L = \frac{\dot{U}_{Lm}}{\dot{I}_{Lm}} = \frac{\dot{U}_L}{\dot{I}_L} = \omega L e^{j90^\circ} = j\omega L, \quad (3.21)$$

т. е. \underline{Z}_L содержит только реактивную составляющую, которую называют индуктивным сопротивлением и обозначают

$$X_L = \omega L. \quad (3.22)$$

Комплексная проводимость индуктивности

$$\underline{Y}_L = \frac{1}{\underline{Z}_L} = -\frac{j}{\omega L} = -jB_L, \quad (3.23)$$

где $B_L = 1/(\omega L) = 1/X_L$ – индуктивная проводимость.

Емкостный элемент. Пусть, $u_C = U_m \sin(\omega t)$. Тогда $i_C = C du_C/dt = \omega C U_m \cos(\omega t) = I_m \sin(\omega t + 90^\circ)$, где $I_m = \omega C U_m$. Сдвиг фаз φ для емкости равен $\varphi = \psi_u - \psi_i = -90^\circ$,

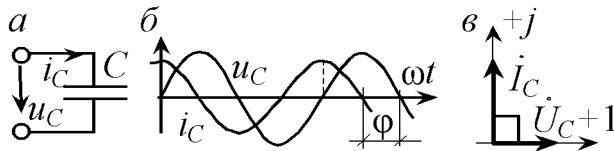


Рис. 3.8. C-элемент: а – схема; б – временные диаграммы; в – векторные диаграммы

т. е. емкостный ток опережает по фазе напряжение емкости на 90° , или на $\pi/2$ радиан (рис. 3.8, б, в). Комплексные амплитуды для напряжения и тока емкости $\dot{U}_{Cm} = U_m e^{j0} = U_m$; $\dot{I}_{Cm} = I_m e^{j90^\circ} = \omega C U_m e^{j90^\circ}$. Откуда

$$\underline{Z}_C = \frac{\dot{U}_{Cm}}{\dot{I}_{Cm}} = \frac{\dot{U}_C}{\dot{I}_C} = \frac{1}{\omega C e^{j90^\circ}} = \frac{-j}{\omega C}. \quad (3.24)$$

Комплексное сопротивление \underline{Z}_C емкости содержит только реактивную составляющую $X = -1/(\omega C)$ (рис. 3.8, а). Величину $1/(\omega C)$ называют емкостным сопротивлением и обозначают X_C

$$X_C = \frac{1}{\omega C}. \quad (3.25)$$

Комплексная проводимость \underline{Y}_C емкости

$$\underline{Y}_C = \frac{1}{\underline{Z}_C} = j\omega C = jB_C, \quad (3.26)$$

где $B_C = \omega C$ – емкостная проводимость.

Вернемся к комплексному сопротивлению (3.16) двухполосника

на рис. 3.5, а. Суммированию сопротивлений R и jX соответствует последовательная схема замещения двухполюсника (рис. 3.5, б), где R можно трактовать как активное сопротивление эквивалентного R -элемента, а jX можно рассматривать как комплексное сопротивление L -или C -элемента (при $X > 0$ имеем L -элемент, для $X < 0$ – C -элемент). Аналогично (3.18) дает для двухполюсника параллельную схему замещения на рис. 3.5, в. В схемах на рис. 3.5, б, в $G \neq 1/R$; $B \neq 1/X$.

3.5. Комплексный метод анализа цепей синусоидального тока

Формулы (3.15), (3.19), (3.21), (3.24) определяют закон Ома в комплексной форме для элементов и двухполюсника в целом. Наличие закона Ома позволяет ВЗК в форме (3.8) придать вид

$$\sum \underline{Z}_K \dot{I}_K = \sum \dot{E}_K, \quad (3.27)$$

полностью идентичный ВЗК для цепей постоянного тока.

Комплексный (символический) метод расчета цепей синусоидального тока основан на применении комплексных ЭДС, напряжений, токов, сопротивлений и проводимостей. Из идентичности комплексных законов Кирхгофа и законов Кирхгофа для постоянного тока следует правомерность применения в комплексном виде для цепей синусоидального тока всех свойств, методов и приемов установленных в гл. 2. Например, при последовательном соединении элементов суммируются их комплексные сопротивления, при параллельном – комплексные проводимости. В комплексном виде верны обобщенный закон Ома, «правило плеч», методы контурных токов, наложения и т. д.

Проанализируем энергетические процессы в пассивном двухполюснике на рис. 3.5, а. Мгновенным напряжению $u(t)$ и току $i(t)$ соответствуют их комплексные значения $\dot{U} = Ue^{j\psi_U}$ и $\dot{I} = Ie^{j\psi_I}$. Комплексной мощностью \underline{S} пассивного двухполюсника называют величину

$$\underline{S} = \dot{U} \dot{I}^*, \quad (3.28)$$

где $\dot{I}^* = Ie^{-j\psi_I}$ – сопряженный комплексный ток. Используя закон Ома $\dot{U} = \underline{Z}\dot{I}$, для \underline{S} получим другие формы записи:

$$\underline{S} = \underline{Z}\dot{I}\dot{I}^* = \underline{Z}I^2 = (R + jX)I^2 = RI^2 + jXI^2. \quad (3.29)$$

Действительную часть \underline{S} называют активной мощностью P :

$$P = RI^2 = ZI^2 \cos \varphi = UI \cos \varphi, \quad (3.30)$$

где U, I – действующие значения напряжения и тока на входе цепи; φ – сдвиг фаз между напряжением и током. Активная мощность цепи равна средней за период мгновенной мощности $p(t) = u(t)i(t)$, т. е.

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt = UI \cos \varphi. \quad (3.31)$$

Активная мощность характеризует интенсивность необратимого потребления электроэнергии в цепи (тепло, механическая работа, излучение) и измеряется в ваттах (Вт). В пассивной цепи средняя за период мощность $P \geq 0$. Если это учесть в (3.30), то получим, что сдвиг фаз пассивного двухполюсника находится в пределах $\varphi \in [-90^\circ, 90^\circ]$. Поскольку $R = Z \cos \varphi$, то активная составляющая R комплексного сопротивления \underline{Z} неотрицательна, что следует и из (3.29). Формула (3.30) установлена для произвольного пассивного двухполюсника, т. е. она верна и для R -, C -, L -элементов.

Поскольку для R -элемента сдвиг фаз $\varphi = 0$, то $P_R = U_R I_R \cos 0^\circ = U_R I_R = R I_R^2 = U_R^2 / R$. Для L -элемента $\varphi = 90^\circ$, т. е. $P_L = U_L I_L \cos 90^\circ = 0$. Для C -элемента $\varphi = -90^\circ$ и $P_C = U_C I_C \cos(-90^\circ) = 0$. Идеальные реактивные элементы L и C не потребляют электроэнергии. Активная мощность цепи равна сумме активных мощностей всех R -элементов:

$$P = UI \cos \varphi = \sum_{k=1}^n R_k I_k^2. \quad (3.32)$$

Мнимую составляющую XI^2 комплексной мощности \underline{S} в (3.29) называют реактивной мощностью и обозначают символом Q :

$$Q = XI^2 = ZI^2 \sin \varphi = UI \sin \varphi. \quad (3.33)$$

Мощность Q связана с реактивными элементами L, C и характеризует интенсивность энергообмена между магнитным и электрическим полями цепи и источником. Единицей измерения Q является 1 вар (вольт-ампер реактивный). Для R -элемента $Q_R = 0$, для индуктивности $Q_L = U_L I_L = X_L I_L^2$, для емкости $Q_C = -X_C I_C^2 = -U_C I_C$. Реактивная мощность цепи равна сумме реактивных мощностей всех L и C -элементов:

$$Q = UI \sin \varphi = \sum_{k=1}^n Q_k = \sum X_{Lk} I_k^2 - \sum X_{Ck} I_k^2. \quad (3.34)$$

С учетом введенных P и Q выражение для \underline{S} принимает вид

$$\underline{S} = P + jQ = UI \cos \varphi + jUI \sin \varphi = UI e^{j\varphi} = Se^{j\varphi}. \quad (3.35)$$

Величину $S = UI$ называют полной мощностью и измеряют в вольт-амперах (В·А). Для мощностей P , Q , S верна формула

$$S^2 = P^2 + Q^2. \quad (3.36)$$

При нескольких источниках в цепи выполняется баланс комплексных мощностей:

$$\sum \underline{S}_{\text{ист}} = \sum \underline{S}_{\text{потр}}, \quad (3.37)$$

т. е. сумма комплексных мощностей всех источников равна сумме комплексных мощностей всех потребителей. Из (3.37) вытекают равенства

$$\sum P_{\text{ист}} = \sum P_{\text{потр}}; \quad \sum Q_{\text{ист}} = \sum Q_{\text{потр}}, \quad (3.38)$$

называемые балансами активных и реактивных мощностей. Величину $\cos \varphi$ называют коэффициентом мощности.

3.6. Последовательное соединение R -, L -, C -элементов. Топографическая диаграмма. Резонанс напряжений

Рассмотрим неразветвленную цепь на рис. 3.9, *a* с приборами, измеряющими действующие значения. Цепь содержит последовательное соединение элементов и по аналогии с цепями постоянного тока ее входное сопротивление находим как сумму сопротивлений:

$$\underline{Z} = R + jX_L - jX_C = R + jX = Ze^{j\varphi}, \quad (3.39)$$

где $X = X_L - X_C$ – реактивное сопротивление цепи; $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ – полное сопротивление; $\varphi = \arctg(X/R)$ – сдвиг фаз между входным током и напряжением. Пусть входное напряжение имеет нулевую начальную фазу, т. е. $\dot{U} = Ue^{j0} = U$.

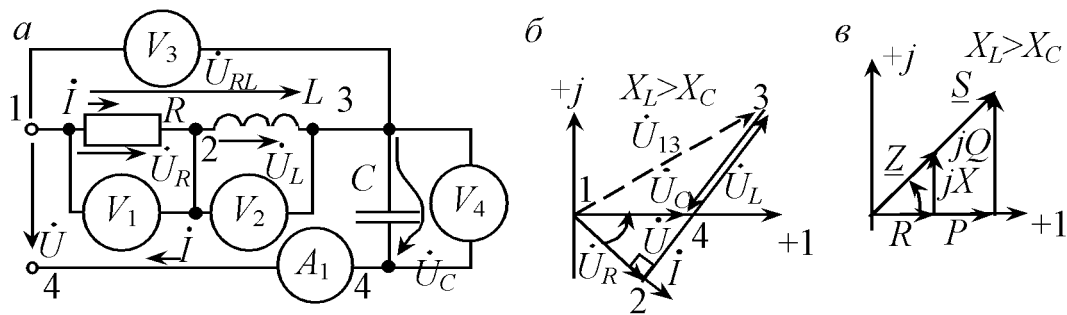


Рис. 3.9. Последовательное соединение: *a* – схема; *б* – топографическая диаграмма; *в* – векторная диаграмма сопротивлений и мощностей

Тогда

$$\dot{i} = \frac{\dot{U}}{Z} = \frac{U}{Z} e^{-j\varphi} = I e^{j\psi_i}. \quad (3.40)$$

Показание амперметра, измеряющего действующее значение тока $I = I_A = U/Z = U/\sqrt{R^2 + X^2}$. Комплексные напряжения элементов по закону Ома:

$$\dot{U}_R = R\dot{i}; \dot{U}_L = jX_L \cdot \dot{i}; \dot{U}_C = -jX_C \dot{i}; \quad (3.41)$$

действующие значения которых измеряют вольтметры V_1, V_2, V_4 : $U_{V1} = U_R = RI$; $U_{V2} = U_L = X_L I$; $U_{V4} = U_C = X_C I$. Элементы R и L могут быть составляющими последовательной схемы замещения реальной катушки, имеющей выводы 1 и 3, напряжение \dot{U}_{RL} между которыми по закону Ома:

$$\dot{U}_{RL} = (R + jX_L)\dot{i} = I\sqrt{R^2 + X_L^2} e^{j\left(\arctg\left(\frac{X_L}{R}\right) + \psi_i\right)}. \quad (3.42)$$

Разумеется, \dot{U}_{RL} можно найти и так: $\dot{U}_{RL} = \dot{U}_R + \dot{U}_L$.

Определим мощности каждого из элементов цепи. Резистивный элемент развивает активную мощность:

$$P = RI^2 = UI \cos \varphi = U_R I, \quad (3.43)$$

а реактивные мощности L - и C - элементов $Q_L = X_L I^2, Q_C = -X_C I^2$ в сумме образуют реактивную мощность цепи:

$$Q = Q_L + Q_C = (X_L - X_C)I^2 = XI^2 = UI \sin \varphi. \quad (3.44)$$

Вид векторных диаграмм цепи зависит от соотношения сопротивлений X_L и X_C . Возможны случаи: I) $X_L > X_C$; II) $X_L = X_C$; III) $X_L < X_C$. Пронумеруем на схеме зажимы каждого элемента, т. е. введем удалимые узлы 1, 2, 3, 4. Из т. 1 как из начала координат откладываем горизонтально вектор входного напряжения $\dot{U} = \dot{U}_{14}$ ($\psi_u = 0$).

I) $X_L > X_C$. Поскольку $X = X_L - X_C > 0$, то из (3.42) находим $\varphi > 0$. Это означает, что ток I отстает по фазе от напряжения U . Откладываем вектор тока \dot{I} под углом φ в сторону отставания относительно вектора \dot{U} , т. е. под углом $\psi_i = -\varphi$ (рис. 3.9, б).

Будем строить диаграмму, двигаясь по цепи из т. 1 по направлению тока, причем каждый новый вектор напряжения строится на вершине предыдущего. Такую диаграмму называют топографической. Вектор \dot{U}_R откладываем из т. 1 по направлению тока, его вершина дает на диаграмме т. 2 (рис. 3.9, б). Точка 2 должна быть проекцией т. 4 на ось тока, т. к. из (3.43) следует, что $U_R = U \cos \varphi$. Для получения т. 3 нужно из т. 2 построить вектор \dot{U}_L . Поскольку индуктивное напряжение опережает ток на 90° , то, построив из т. 2 под углом 90° к вектору тока (в сторону опережения, т. е. против часовой стрелки) вектор длиной $U_L = X_L I$, получим т. 3 как вершину \dot{U}_L . Вектор \dot{U}_L должен пересекать т. 4. Переходим из т. 3 в т. 4, чему на диаграмме соответствует построение из т. 3 вектора \dot{U}_C . Поскольку емкостное напряжение отстает по фазе на 90° от тока, то направления \dot{U}_C и \dot{U}_L оказываются встречными. Отложив из т. 3 вектор длиной $U_C = X_C I$ получим его вершину в т. 4.

Топографическая диаграмма строится в виде непрерывной «цепочки» векторов напряжений элементов, что соответствует суммированию векторов напряжений, т. е. комплексной форме ВЗК. Имеет физический смысл любой вектор \dot{U}_{mn} , соединяющий две т. m и n топографической диаграммы. Он определяет комплексное напряжение между т. m и n . Например, вектор \dot{U}_{13} между т. 1 и 3 (на рис. 3.9, б показан пунктиром) является \dot{U}_{RL} в (3.42). Длина его равна U_{13} , т. е. показанию вольтметра V_3 , а угол наклона к оси $+1$ определяет начальную фазу. Построение топографической диаграммы состоит в определении положения точек схемы на комплексной плоскости.

На рис. 3.9, в показано построение на комплексной плоскости сопротивления \underline{Z} и его составляющих R и jX ($X > 0$). Эти три величины образуют треугольник сопротивлений. Здесь же показан и треугольник мощностей, подобный треугольнику сопротивлений. Треугольник мощностей состоит из катетов P , Q и гипотенузы S . Поскольку $P = RI^2$; $Q = XI^2$; $S = ZI^2$, то треугольник мощностей можно получить, умножив

все стороны треугольника сопротивлений на величину I^2 .

На диаграмме рис. 3.9, б имеется треугольник напряжений 1–2–4, подобный треугольнику сопротивлений. Катет 2–4, равный $|U_L - U_C| = U_p$, называют реактивной составляющей напряжения U . Реактивная составляющая U_p смещена по фазе относительно тока на 90° . Катет 1–2, равный напряжению U_R , называют активной составляющей U_a напряжения U , совпадающей по фазе с током. Из треугольника напряжений и из предыдущих формул следует

$$U = I\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{U_a^2 + U_p^2} = \sqrt{U_R^2 + (U_L - U_C)^2}. \quad (3.45)$$

II) $X_L = X_C$. Из (3.39) следует, что в этом случае сдвиг фаз $\varphi = 0$. Режим, при котором в цепи, содержащей L - и C - элементы, входные напряжение и ток совпадают по фазе, называют *резонансом*. Итак, $X_L = X_C$ – условие резонанса напряжений. Если это условие разрешить относительно частоты ω , то получим

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_0. \quad (3.46)$$

Частоту ω_0 называют резонансной. Явление резонанса благодаря ряду особенностей широко используется в радиоэлектронике, электротехнике, электросвязи и т. д. Резонанса можно достичь изменением частоты источника или параметров L , C контура. Далее будем считать, что изменяется только ω , а параметры контура постоянны.

При резонансе сопротивление контура минимально

$$Z_0 = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = R, \quad (3.47)$$

а ток как функция частоты максимален:

$$I_0 = \frac{U}{Z_0} = \frac{U}{R}. \quad (3.48)$$

Величины ρ и Q

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad Q = \frac{\rho}{R} \quad (3.49)$$

называют *характеристическим сопротивлением* контура и *добротностью* контура соответственно.

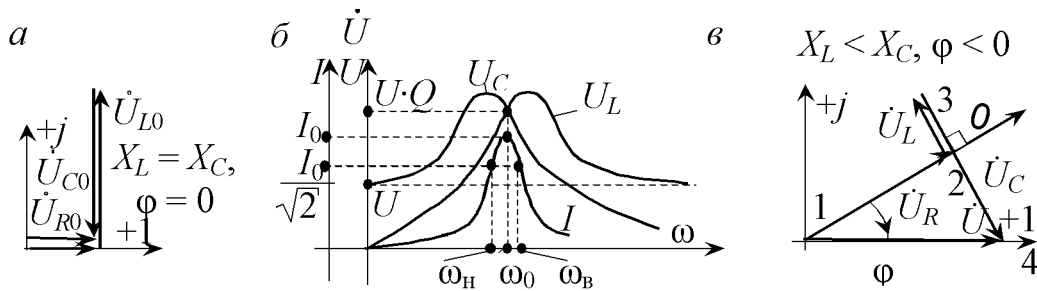


Рис. 3.10. Диаграммы последовательного контура: *a* – векторная для напряжений при резонансе; *б* – частотные характеристики; *в* – топографическая при $X_L < X_C$

На рис. 3.10, *a* представлена векторная диаграмма контура при резонансе. Из равенства $X_L = X_C$ следует равенство $U_{L0} = U_{C0} = \rho I_0 = UQ$, т. е. при резонансе показания вольтметров V_2 и V_4 одинаковы и превышают входное напряжение U в Q раз. Добротность контуров в радиоэлектронике достигает нескольких сотен. Напряжения \dot{U}_{L0} и \dot{U}_{C0} сдвинуты по фазе на 180° , поэтому их сумма равна 0. Из ВЗК следует, что при резонансе все входное напряжение \dot{U} приложено к R -элементу: $\dot{U}_{R0} = \dot{U}$.

Частотной характеристикой величины называют ее зависимость от частоты. На рис. 3.10, *б* представлены частотные характеристики тока $I(\omega)$ и напряжений $U_L(\omega)$ и $U_C(\omega)$. *Полосой пропускания* Π контура называют диапазон частот, для которого $I(\omega) \geq I_0/1,41$. $\Pi \in [\omega_H, \omega_B]$ (рис. 3.10, *б*). *Ширина полосы пропускания* $\Delta\Pi = \omega_B - \omega_H$ и добротность связаны соотношением $\Delta\Pi = \omega_0/Q$. При снижении сопротивления R контура с сохранением L и C растут Q , I_0 , $U_{L0} = U_{C0}$, а $\Delta\Pi$ уменьшается. С ростом Q контура резонансные кривые на рис. 3.10, *б* становятся более узкими и вытягиваются вверх. При этом растет избирательность контура, т. е. его способность резко усиливать напряжения U_L и U_C в узкой частотной области Π , примыкающей к частоте ω_0 . Резонанс в последовательном контуре называют резонансом напряжений.

В тех случаях, когда режим резонанса в цепи не предусмотрен, случайная настройка контура в резонанс может привести к повреждению элементов контура (перегоранию резистора или катушки, пробоем изоляции катушки или диэлектрика конденсатора). При резонансе активная мощность цепи максимальна $P = RI_0^2 = \max$, а реактивная мощность $Q = (X_{L0} - X_{C0})I_0^2 = 0$, что говорит об отсутствии обмена энергией между контуром и источником. Обмен энергией наблюдается между магнитным и электрическим полями катушки и емкости.

III) $X_L < X_C$. При таком соотношении $X = X_L - X_C < 0$, т. е. $\varphi =$

$= \arctg(X/R) < 0$, ток I опережает по фазе напряжение U . Из $X_C > X_L$ следует $X_C I > X_L I$, т. е. $U_C > U_L$ (рис. 3.10, в). Из $X < 0$ следует также $Q = XI^2 = (X_L - X_C)I^2 < 0$. Треугольники сопротивлений и мощностей для случая $X, Q < 0$ можно получить «опрокидыванием» вниз относительно оси +1 треугольников на рис. 3.9, в.

3.7. Параллельное соединение R -, L -, C -элементов. Резонанс токов

На рис. 3.11 представлена параллельная цепь из элементов R, L, C и приборов электромагнитной системы, измеряющих действующие значения величин. Анализ цепи произведем комплексным методом. Пусть задано $u(t) = \sqrt{2} U \sin \omega t$, т. е. $\dot{U} = U e^{j0^\circ} = U$. Определим комплексные проводимости ветвей:

$$\underline{Y}_R = \frac{1}{\underline{Z}_R} = \frac{1}{R} = G; \quad \underline{Y}_L = \frac{1}{\underline{Z}_L} = -\frac{j}{\omega L} = -jB_L; \quad \underline{Y}_C = \frac{1}{\underline{Z}_C} = j\omega C = jB_C. \quad (3.50)$$

Комплексная проводимость цепи

$$\underline{Y} = \underline{Y}_R + \underline{Y}_L + \underline{Y}_C = G - jB_L + jB_C = G - j(B_L - B_C) = G - jB = Y e^{-j\varphi}, \quad (3.51)$$

где $Y = \sqrt{G^2 + B^2} = \sqrt{(1/R)^2 + (1/\omega L - \omega C)^2}$ – полная проводимость цепи; $\varphi = \arctg(B/G) = \arctg[R(1/\omega L - \omega C)]$ – сдвиг фаз между входными напряжением и током; $B = B_L - B_C$ – реактивная проводимость цепи. Комплексный входной ток

$$\dot{I} = \underline{Y}\dot{U} = YU e^{-j\varphi} = I e^{-j\varphi}, \quad (3.52)$$

где $I = YU$ – измеряемое амперметром A_4 действующее значение входного тока. В схеме на рис. 3.11, а все проводники идеальные, поэтому

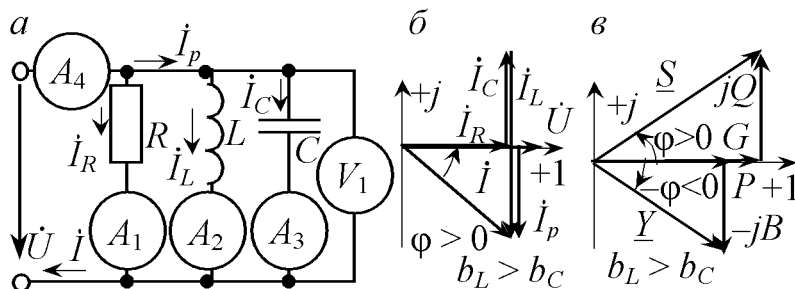


Рис. 3.11. Цепь с параллельным соединением: а – схема; б – векторная диаграмма токов; в – векторная диаграмма проводимостей и мощностей

входное напряжение без потерь передается к каждой из параллельных ветвей. Вольтметр V_1 измеряет действующее значение U входного напряжения. Токи ветвей можно рассчитать

по закону Ома:

$$\dot{I}_R = \frac{\dot{U}}{R} = G\dot{U}; \dot{I}_L = \frac{\dot{U}}{\underline{Z}_L} = \underline{Y}_L\dot{U}; \dot{I}_C = \frac{\dot{U}}{\underline{Z}_C} = \underline{Y}_C\dot{U}. \quad (3.53)$$

Векторную диаграмму токов строят на основе ПЗК:

$$\dot{I} = \dot{I}_R + \dot{I}_L + \dot{I}_C. \quad (3.54)$$

Знак угла φ может быть разным в зависимости от соотношения между проводимостями B_L и B_C .

I) $B_L > B_C$. При этом $B = B_L - B_C > 0$ и, согласно (3.51), $\varphi > 0$. Из $B_L > B_C$ следует $B_L U > B_C U$, т. е. $I_L > I_C$. Векторная диаграмма токов и напряжения изображена на рис. 3.11, б. Токи \dot{I}_L и \dot{I}_C в сумме образуют реактивную составляющую $\dot{I}_p = \dot{I}_L + \dot{I}_C = -j(B_L - B_C)U = -jI_p$, где ток $I_p = |B_L - B_C| U$ отстает по фазе от напряжения \dot{U} на 90° , т. е. носит индуктивный характер. Активная составляющая \dot{I}_a , совпадающая по фазе с \dot{U} , равна \dot{I}_R . Токи \dot{I}_R , \dot{I}_p и \dot{I} образуют треугольник токов.

Рассчитаем комплексную мощность цепи:

$$\underline{S} = \dot{U}I^* = \dot{U}(\underline{Y}\dot{U})^* = (G + jB)U^2 = GU^2 + jBU^2 = P + jQ, \quad (3.55)$$

где $Q = BU^2 = (B_L - B_C)U^2 = X_L I_L^2 - X_C I_C^2$ – реактивная мощность цепи; $P = GU^2 = U^2/R = RI_R^2$ – активная мощность цепи. Поскольку $B > 0$, то $Q > 0$. Подобные треугольники проводимостей и мощностей построены на рис. 3.11, в, причем учтено, что аргументом комплексной проводимости \underline{Y} является угол « $-\varphi$ ».

II) $B_L < B_C$, т. е. $B = B_L - B_C < 0$ и угол φ , согласно (3.51), становится отрицательным ($\varphi < 0$). Для реактивных токов получаем неравенство $I_L < I_C$. На рис. 3.12, а приведена диаграмма токов и напряжения цепи. Поскольку $I_C > I_L$, то реактивная составляющая \dot{I}_p имеет емкостный характер. Для мощностей справедливы формулы (3.55) с той лишь разницей, что теперь B , φ , $Q < 0$, что и отражают треугольники проводимостей и мощностей на рис. 3.12, б.

III) $B_L = B_C$. Отсюда получаем $\varphi = 0$, что свидетельствует о наличии резонанса в цепи. Из равенства проводимостей следует $B_L U = B_C U$, т. е. $I_{L0} = I_{C0}$. Векторная диаграмма токов и напряжения цепи при резонансе показана на рис. 3.12, в. Из нее видно, что ток \dot{I}_0 совпадает по фазе с напряжением \dot{U} . Резонанс в параллельной цепи называют резонансом токов. Раскроем условие резонанса $B_L = B_C$:

$$B_L = B_C; \frac{1}{\omega L} = \omega C; \omega L = \frac{1}{\omega C}. \quad (3.56)$$

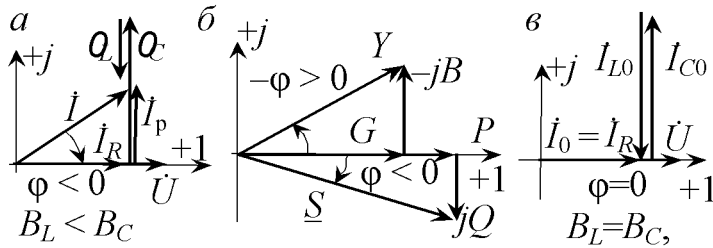


Рис. 3.12. Векторные диаграммы для цепи с параллельным соединением: *a* – токов при $b_L < b_C$; *b* – проводимостей и мощностей при $b_L < b_C$; *c* – токов при $b_L = b_C$

Условие резонанса токов для цепи на рис. 3.11, *a* совпадает с условием $X_L = X_C$ резонанса напряжений в последовательном контуре. Резонансная частота ω_0 определяется формулой (3.46). Рассмотрим свойства реактивной части

цепи на рис. 3.11, *a*, т. е. контура, состоящего из параллельно включенных L - и C -элементов. Из векторной диаграммы видно, что входной ток $\dot{I}_p = \dot{I}_{L0} + \dot{I}_{C0}$ этого идеального LC -контура при резонансе равен 0, что указывает на его бесконечное сопротивление \underline{Z}_K :

$$\underline{Z}_K = \frac{1}{-jB_L + jB_C} = j \frac{1}{\frac{1}{\omega L} - \omega C} = jX(\omega). \quad (3.57)$$

Из (3.57) следует, что при резонансе \underline{Z}_{K0} в знаменателе содержит нуль, т. е. $Z_{K0} \rightarrow \infty$. На рис. 3.13 показана частотная характеристика полного сопротивления $Z_K(\omega) = |X(\omega)|$ идеального LC -контура, построенная по (3.57), а также характеристики

$$I_p(\omega) = U \left| \frac{1}{\omega L} - \omega C \right|,$$

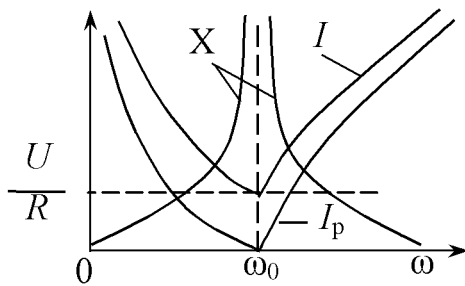


Рис. 3.13. Частотные характеристики цепи

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

В электронике применяют параллельные контуры, состоящие из катушки индуктивности и конденсатора с малыми потерями, приближающиеся по свойствам к идеальному параллельно-

му LC -контур. Благодаря свойству не пропускать резонансный ток параллельный LC -контур называют «фильтром – пробкой».

3.8. Смешанное соединение R -, L -, C -элементов. Резонанс токов в контуре с потерями

Рассмотрим разветвленную цепь на рис. 3.14, *а*. На вход цепи подано напряжение $u(t) = \sqrt{2}U \sin \omega t$. Его комплексное значение $\dot{U} = U$.

При анализе электрических цепей часто требуются качественные топографические диаграммы, построенные без расчета цепи при соблюдении фазовых сдвигов между током и напряжением элементов с произвольным выбором длин векторов.

На рис. 3.14, *б* построена качественная диаграмма цепи. Диаграмму строим, обходя цепь по направлению токов из т. 1.

Построение начинаем с \dot{I}_1 , начальную фазу которого произвольно задаем равной нулю. Затем по направлению \dot{I}_1 откладываем вектор \dot{U}_{R1} , вершина которого дает т. 2. Из т. 2 под углом 90° к \dot{I}_1 строим вектор \dot{U}_L (напряжение \dot{U}_L опережает по фазе ток на 90°), вершина которого является т. 3. Соединив 1 и 3, получаем $\dot{U}_{13} = \dot{U}_k$. Напряжение контура \dot{U}_k приложено к емкости C , поэтому \dot{I}_2 опережает по фазе \dot{U}_k на 90° . Строим \dot{I}_2 из вершины \dot{I}_1 под углом 90° к \dot{U}_k в сторону опережения. Соединив начало \dot{I}_1 с концом \dot{I}_2 , получаем вектор $\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2$. Вектор \dot{U}_R строим из точки 3 параллельно току \dot{I} . Вершина \dot{U}_R дает т. 4. Соединив 1 и 4, получаем вектор входного напряжения $\dot{U} = \dot{U}_{14}$, начальная фаза которого равна 0 по заданию. Для обеспечения этого условия координатные оси $+1$ и $+j$ нужно повернуть так, чтобы ось $+1$ совпала с направлением \dot{U} (в повернутой системе координат $\psi_U = 0$). Топографические диаграммы используются при анализе электротехнических устройств (трансформаторы, машины переменного тока).

Рассмотрим методику аналитического расчета цепи. Входное сопротивление цепи \underline{Z} содержит сумму сопротивления контура \underline{Z}_k и сопротивления R . Проводимость контура

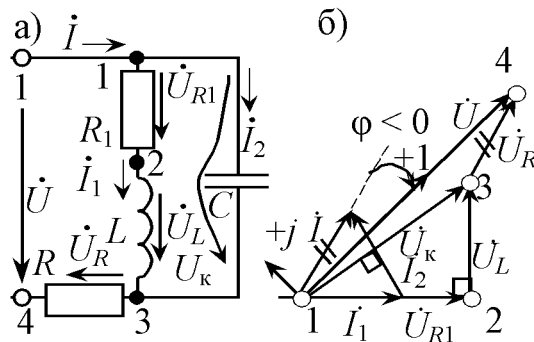


Рис. 3.14. Смешанное соединение элементов: *а* – схема; *б* – топографическая диаграмма

$$\underline{Y}_k = \frac{1}{R_1 + j\omega L} + j\omega C = \frac{1}{\underline{Z}_k}. \quad (3.58)$$

Тогда

$$\underline{Z} = R + \frac{1}{\underline{Y}_k} \quad \text{и} \quad \dot{I} = \frac{\dot{U}}{\underline{Z}}.$$

Токи ветвей контура можно рассчитать по «правилу плеч»:

$$\dot{I}_1 = \dot{I} \frac{\frac{-j}{\omega C}}{R_1 + j\omega L - \frac{j}{\omega C}}; \quad \dot{I}_2 = \dot{I} \frac{R_1 + j\omega L}{R_1 + j\omega L - \frac{j}{\omega C}}.$$

Балансы активных и реактивных мощностей:

$$UI \cos \varphi = R_1 I_1^2 + R I^2; \quad UI \sin \varphi = \omega L I_1^2 - \frac{I_2^2}{\omega C}.$$

В параллельном контуре на рис. 3.14, *a* возможен режим резонанса токов, условием которого является равенство нулю мнимой части проводимости \underline{Y}_k в (3.58):

$$\frac{\omega L}{R_1^2 + (\omega L)^2} - \omega C = 0, \quad (3.59)$$

откуда находим значение резонансной частоты ω_p и значение емкости $C_{\text{рез}}$ при достижении резонанса изменением емкости

$$\omega_p = \omega_0 \sqrt{1 - \left(\frac{R_1}{\rho}\right)^2}, \quad C_{\text{рез}} = \frac{L}{R_1^2 + (\omega_p L)^2}. \quad (3.60)$$

3.9. Техничко-экономическое значение коэффициента мощности

Коэффициентом мощности называют отношение активной мощности к полной. Из треугольника мощностей на рис. 3.15, *a* следует, что коэффициент мощности численно равен косинусу угла сдвига фаз φ между напряжением и током цепи $\lambda = P/S = \cos \varphi$.

Генераторы переменного тока и трансформаторы проектируют на определенное номинальное напряжение $U_{\text{ном}}$, от величины которого зависит степень изоляции обмоток, и на определенный номинальный ток $I_{\text{ном}}$, задающий сечение проводов, т. е. эти устройства проектируют на

номинальную полную мощность $S_{\text{ном}} = U_{\text{ном}} I_{\text{ном}}$. При низком $\cos\varphi$ активная мощность $P = S_{\text{ном}} \cos\varphi \ll S_{\text{ном}}$, что свидетельствует о неполном использовании генератора, трансформаторов, линии передачи. Экономически выгодно такое использование оборудования, при котором генератор отдает в сеть активную мощность P , по величине приближающуюся к $S_{\text{ном}}$ ($P \approx S_{\text{ном}}$). Это показывает, что значение коэффициента мощности должно быть близким к 1. Большинство промышленных потребителей электроэнергии для сети представляют активно-индуктивную нагрузку. На рис. 3.15, б показана схема замещения одной фазы асинхронного двигателя. Из векторной диаграммы (рис. 3.15, в) видно, что при низком $\cos\varphi_{\text{H}}$ (большом значении φ_{H}), ток I содержит значительную реактивную (индуктивную) составляющую $I_{\text{p}} = I \sin\varphi_{\text{H}}$, которая определяет реактивную мощность $Q = UI \sin\varphi_{\text{H}} = UI_{\text{p}}$. При низком $\cos\varphi_{\text{H}}$ в системе генератор – нагрузка существует интенсивный энергообмен между магнитным полем нагрузки и генератором. При этом обмотки генератора и трансформатора, а также сеть бесполезно загружены реактивным током I_{p} , что вызывает дополнительные потери.

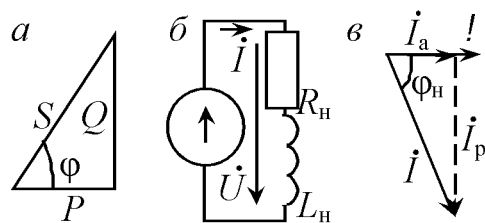


Рис. 3.15. Треугольник мощностей (а); схема замещения фазы асинхронного двигателя (б) и векторная диаграмма для этой схемы (в)

Одним из способов снижения реактивного тока является параллельное подключение к нагрузке конденсатора (рис. 3.16, а). В большинстве случаев не требуется полная компенсация сдвига фаз. Достаточно, чтобы требуемый сдвиг фаз не превышал заданного значения $\varphi_{\text{тр}}$. Как видно из рис. 3.16, б, подключение емкости C уменьшает ток генератора от значения \dot{I} до значения $\dot{I}_{\text{Г}}$, при этом сохраняется активная составляющая I_{a} , т. е. активная мощность нагрузки $P = UI \cos\varphi_{\text{H}} = UI_{\text{a}}$. С помощью векторной диаграммы можно определить требуемое значение емкости:

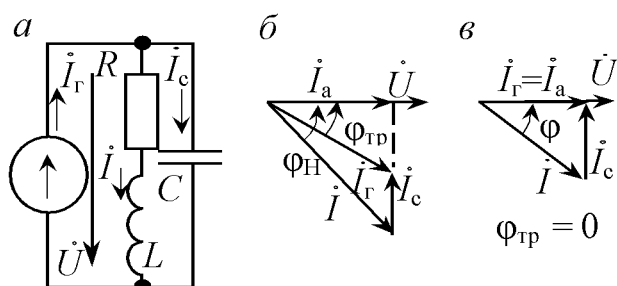


Рис. 3.16. Компенсация реактивной мощности при помощи конденсатора: а – схема; б – векторная диаграмма при неполной компенсации; в – векторная диаграмма при полной компенсации

$$C = P \frac{\operatorname{tg} \varphi_{\text{н}} - \operatorname{tg} \varphi_{\text{тр}}}{\omega U^2}. \quad (3.61)$$

При $\varphi_{\text{тр}} = 0$ (рис. 3.16, в) наблюдается полная компенсация реактивного тока в генераторе и линии передачи: $I_{\text{р}} = 0$; $\dot{I}_{\Gamma} = \dot{I}_{\text{а}}$; $Q = 0$. Поскольку напряжение \dot{U} и ток \dot{I}_{Γ} параллельного контура совпадают по фазе, то это означает, что режим полной компенсации реактивной мощности является режимом резонанса токов. При $\varphi_{\text{тр}} = 0$ (3.60) и (3.61) эквивалентны. Уменьшение в результате компенсации тока генератора позволяет подключить к генератору дополнительную нагрузку и улучшить его использование. Повышение $\cos \varphi$ – важная народнохозяйственная задача. Для ее решения принимают различные меры организационного, технического и законодательного характера. В дальнейшем будут затрагиваться вопросы повышения $\cos \varphi_{\text{н}}$.

4. ТРЕХФАЗНЫЕ ЦЕПИ

4.1. Элементы трехфазных цепей и их свойства

Цепи с одним питающим синусоидальным источником называются однофазными. В технике находят применение многофазные цепи, среди которых наибольшее распространение получили трехфазные системы. Передача энергии на большие расстояния трехфазными цепями экономически выгодна благодаря сокращению расхода меди в проводах и стали в сердечниках трансформаторов. Важным преимуществом трехфазной системы является простота, надежность и экономичность трехфазных асинхронных двигателей.

Источником энергии в трехфазной системе выступает трехфазный синхронный генератор, который

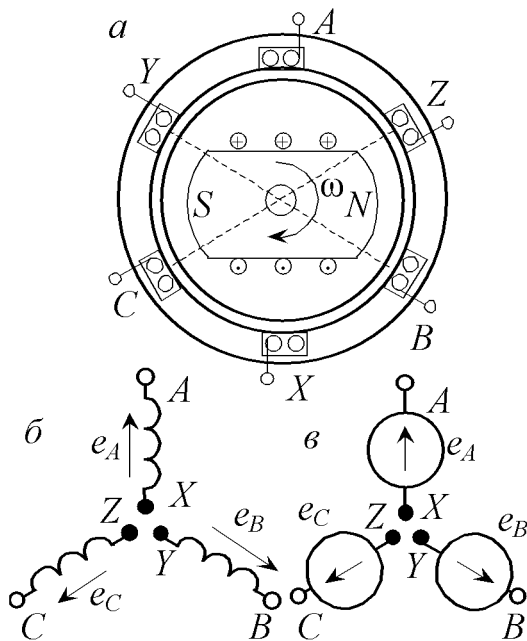


Рис. 4.1. Трехфазный синхронный генератор: *а* – конструкция; *б* – схема; *в* – схема

схематично изображен на рис. 4.1, *а*. На неподвижной части (статоре) имеются три одинаковые обмотки, оси которых смещены на 120° друг относительно друга. Начала обмоток обозначены *A*, *B*, *C*, концы – *X*, *Y*, *Z*. На сердечнике вращающейся части (ротора) расположена обмотка, в которую подается постоянный ток, т. е. ротор – электромагнит. При вращении ротора турбиной с угловой скоростью ω его магнитное поле пересекает витки обмоток статора и индуцирует три синусоидальных ЭДС: e_A , e_B , e_C , у которых амплитуда и частота одинаковы, а сдвиг по фазе равен 120° друг относительно друга. Такую систему ЭДС называют симметричной.

Мгновенные и комплексные

значения ЭДС генератора

$$\begin{aligned}
 e_A(t) &= E_m \sin \omega t; & \dot{E}_A &= E e^{j0^\circ}; \\
 e_B(t) &= E_m \sin(\omega t - 2\pi/3); & \dot{E}_B &= E e^{-j120^\circ}; \\
 e_C(t) &= E_m \sin(\omega t + 2\pi/3); & \dot{E}_C &= E e^{j120^\circ}.
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

Для симметричного генератора

$$e_A(t) + e_B(t) + e_C(t) = 0; \dot{E}_A + \dot{E}_B + \dot{E}_C = 0, \quad (4.2)$$

причем первое равенство справедливо в любой момент времени.

На рис. 4.2, *a* изображены временные диаграммы для мгновенных значений ЭДС, на рис. 4.2, *б* – векторная диаграмма ЭДС генератора для прямой последовательности фаз, а на рис. 4.2, *в* – векторная диаграмма для обратной последовательности фаз, которая получается при вращении ротора генератора в обратном направлении.

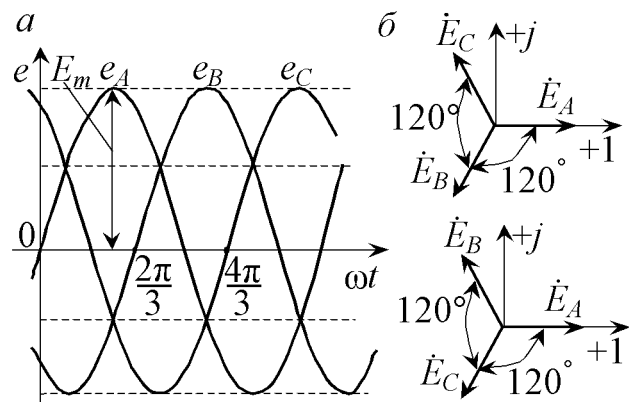


Рис. 4.2. Диаграммы трехфазного источника: *a* – временные; *б* – векторная при прямой последовательности фаз; *в* – векторная при обратной последовательности фаз

Для термина «фаза» в трехфазных цепях вводится дополнительный смысл: фазой генератора (источника) называют каждую из статорных обмоток или любой участок цепи, расположенный между началом и концом фазы источника, т. е. между парами точек $A-X$, $B-Y$, $C-Z$. Таким образом, у генератора имеются три фазы: фаза A , фаза B , фаза C . Условились напряжения, связанные с фазами генератора, индексировать большими (прописными) буквами A , B , C . Аналогично вводится понятие фазы для нагрузки, а напряжения и токи которой индексируют малыми (строчными) буквами a , b , c .

Если концы X , Y , Z фаз генератора соединить в общий узел N , называемый нейтральной точкой (нейтралью) генератора, то получим соединение фаз генератора звездой (рис. 4.3, *a*). При отсутствии второго индекса в напряжениях источника считается, что этим индексом является N , т. е. напряжение измеряется относительно нейтрали источника. Поэтому $u_A = u_{AN}$, $u_B = u_{BN}$, $u_C = u_{CN}$. Сопротивления фазных обмоток генератора малы, и ими можно пренебречь (особенно при параллельной работе генераторов). Тогда $u_A \approx e_A$, $u_B \approx e_B$, $u_C \approx e_C$ и $\dot{U}_A \approx \dot{E}_A$, $\dot{U}_B \approx \dot{E}_B$, $\dot{U}_C \approx \dot{E}_C$, т. е. напряжения \dot{U}_A , \dot{U}_B , \dot{U}_C фаз образуют, подобно ЭДС, симметричную систему (рис. 4.3, *б*). Далее будем рассматривать только симметричные генераторы.

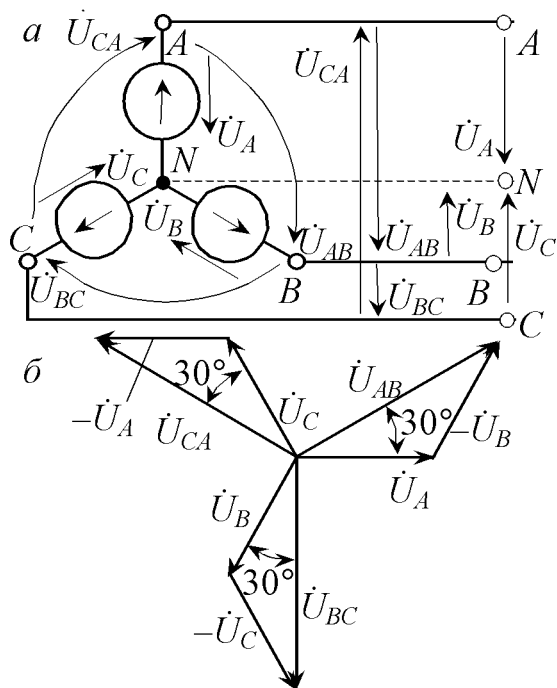


Рис. 4.3. Соединение фаз трехфазного генератора звездой: а – схема; б – векторная диаграмма

Напряжение каждой фазы, т. е. напряжение между началом и концом фазы, называют фазным. Тогда $\dot{U}_A, \dot{U}_B, \dot{U}_C$ – симметричная тройка фазных напряжений генератора (рис. 4.3, б). Их действующие значения одинаковы: $U_A = U_B = U_C = U_\phi$. Провода, идущие от начал фаз A, B, C генератора к нагрузке, образуют трехпроводную линию передачи, поэтому их называют линейными. Кроме трех линейных, может присутствовать четвертый провод, идущий от нейтрали N генератора и называемый нейтральным. В этом случае система четырехпроводная. Напряжение между двумя началами фаз, или напряжение между двумя линейными проводами называют линейным. Возможны три линейных напряжения: $\dot{U}_{AB}, \dot{U}_{BC}, \dot{U}_{CA}$ (рис. 4.3, а). По второму закону Кирхгофа для обобщенных контуров на рис. 4.3, а находим

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_A - \dot{U}_B; \dot{U}_{BC} = \dot{U}_B - \dot{U}_C; \dot{U}_{CA} = \dot{U}_C - \dot{U}_A. \quad (4.3)$$

Действиям с комплексными фазными напряжениями соответствуют векторные построения на рис. 4.3, б. Линейные напряжения $\dot{U}_{AB}, \dot{U}_{BC}, \dot{U}_{CA}$ образуют симметричную тройку, причем $U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = U_\pi$. Из диаграммы легко установить, что действующее значение линейного напряжения U_π генератора, фазы которого соединены звездой, больше его фазного напряжения U_ϕ в $\sqrt{3}$ раз, т. е.

$$\Upsilon: U_\pi = \sqrt{3}U_\phi. \quad (4.4)$$

Векторная диаграмма показывает, что каждое линейное напряжение опережает по фазе соответствующее фазное на 30° :

$$\dot{U}_{AB} = \sqrt{3}U_\phi e^{j30^\circ}; \dot{U}_{BC} = \sqrt{3}U_\phi e^{-j90^\circ}; \dot{U}_{CA} = \sqrt{3}U_\phi e^{j150^\circ}.$$

В трехфазных цепях понятия линейных и фазных напряжений очень важны, поэтому их следует твердо усвоить. Пользователю доступны зажимы A, B, C, N . Сформулируем еще раз, как узнавать линейные и фазные напряжения генератора. Напряжение между одним из зажимов A, B, C и зажимом N – фазное, напряжение между любой парой зажимов A, B, C – линейное. Напряжения в трехфазных линиях стандартизованы: 220/127, 380/220, 660/380, 1140/660 и т. д., где первое число обозначает линейное напряжение, а второе – фазное. На практике фазы генератора соединяют звездой. Соединение фаз треугольником применяют редко из-за двух недостатков: 1) протекание уравнительных токов в треугольнике ЭДС даже без нагрузки; 2) возможность получения одной тройки напряжений – фазных.

Приемники в трехфазных цепях бывают однофазными (бытовые приборы, осветительные устройства, однофазные двигатели) или трехфазными (асинхронные и синхронные двигатели, индукционные печи). Однофазные приемники включают на фазное напряжение в четырехпроводных сетях либо на линейное – в трехпроводных (лампочки на рис. 4.4). Трехфазные приемники включают звездой или треугольником (рис. 4.4). Фазное и линейное напряжения трехфазного приемника вводятся также, как и для трехфазного источника, т. е. *фазное* – это напряжение между началом и концом фазы приемника, *линейное* – между началами двух фаз приемника. В приемнике по

схеме звезда фазные напряжения: $u_{an} = u_a, u_{bn} = u_b, u_{cn} = u_c$; линейные – u_{ab}, u_{bc}, u_{ca} . В приемнике по схеме треугольник фазные и линейные напряжения совпадают: u_{ab}, u_{bc}, u_{ca} .

При равенстве комплексных сопротивлений фаз трехфазного приемника, т. е. при $Z_a = Z_b = Z_c$, его называют симметричным. При разных сопротивлениях фаз – *несимметричным*. Часто трехфазные приемники симметричны (асинхронные и синхронные двигатели).

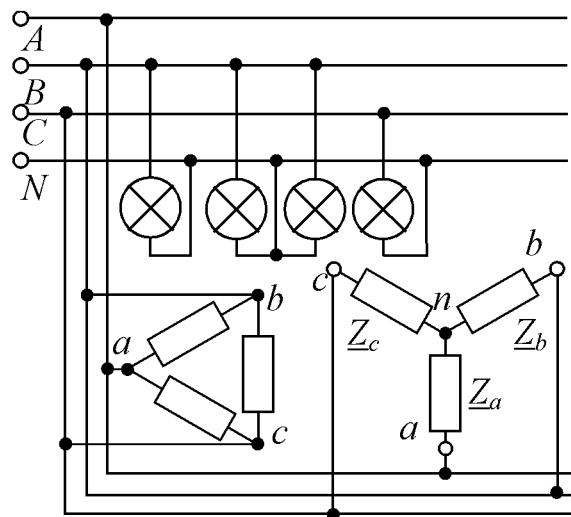


Рис. 4.4. Схемы подключения однофазных и трехфазных приемников

4.2. Соединение фаз приемника звездой

На рис. 4.5, а изображена *четырёхпроводная цепь*. Определим фазные и линейные токи. Фазными называют токи, протекающие по фазам приемника и генератора. На рис. 4.5, а $\dot{I}_a, \dot{I}_b, \dot{I}_c$ – фазные токи. Токи, протекающие по линейным проводам, – линейные. На рис. 4.5, а $\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$ – линейные токи. В цепи на рис. 4.5, а фазные и линейные токи равны: $\dot{I}_A = \dot{I}_a, \dot{I}_B = \dot{I}_b, \dot{I}_C = \dot{I}_c$. Это свойство нарушится, если, например, фазы приемника переключить на треугольник или к линии подключить еще один приемник.

Примем, что сопротивлениями линии и нейтрального провода можно пренебречь. Тогда фазное напряжение \dot{U}_A генератора по двум проводам (линейному и нейтральному) прикладывается непосредственно к \underline{Z}_a , т. е. $\dot{U}_A = \dot{U}_a$. Для других фаз: $\dot{U}_B = \dot{U}_b, \dot{U}_C = \dot{U}_c$. По закону Ома находим фазные токи приемника:

$$\dot{I}_a = \frac{\dot{U}_A}{\underline{Z}_a}; \dot{I}_b = \frac{\dot{U}_B}{\underline{Z}_b}; \dot{I}_c = \frac{\dot{U}_C}{\underline{Z}_c}, \quad (4.5)$$

и по первому закону Кирхгофа для нейтрали n приемника получаем

$$\dot{I}_N = \dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c. \quad (4.6)$$

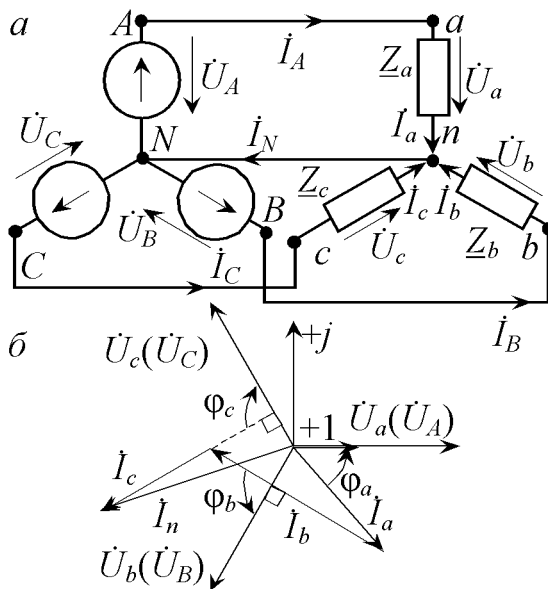


Рис. 4.5. Соединение звезда-звезда с нейтральным проводом: а – схема; б – векторная диаграмма

Пример. Пусть $\underline{Z}_a = R_a + jX_{La}$, $\varphi_a > 0$; $\underline{Z}_b = jX_{Lb}$, $\varphi_b = 90^\circ$; $\underline{Z}_c = -jX_{Cc}$, $\varphi_c = -90^\circ$.

По формулам (4.5) рассчитываем фазные токи $\dot{I}_a, \dot{I}_b, \dot{I}_c$ и строим их векторы на диаграмме (рис. 4.5, б). Векторы токов удобно строить «цепочкой», т. е. каждый новый вектор тока строится на вершине предыдущего. Соединив начало \dot{I}_a с вершиной \dot{I}_c , получим вектор \dot{I}_N тока в нейтрали. Формулы (4.5), (4.6) верны для произвольного несимметричного трехфазного приемника, в качестве которого могут выступать три отдельных однофазных приемника

(например, осветительная нагрузка). Для симметричного трехфазного приемника $\underline{Z}_a = \underline{Z}_b = \underline{Z}_c \triangleq \underline{Z}_\phi$ (например, асинхронный двигатель)

$$\dot{I}_N = \frac{\dot{U}_A}{\underline{Z}_\phi} + \frac{\dot{U}_B}{\underline{Z}_\phi} + \frac{\dot{U}_C}{\underline{Z}_\phi} = \frac{\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C}{\underline{Z}_\phi} = 0. \quad (4.7)$$

Равенство нулю обеспечивается тем, что векторы $\dot{U}_A, \dot{U}_B, \dot{U}_C$ симметричного генератора в сумме образуют нуль. Равенство нулю тока нейтрали говорит о том, что при симметричной нагрузке нейтральный провод лишний. Поэтому для подключения асинхронных двигателей применяют трехпроводные линии. Важным достоинством четырехпроводной цепи является обеспечение независимой работы фаз нагрузки, т. е. изменение сопротивления одной фазы приемника не ведет к изменению напряжений других фаз нагрузки. Нейтральный провод используют для несимметричной трехфазной нагрузки, причем в нейтральный провод не ставят отключающие автоматы или плавкие предохранители. Причина этого будет выяснена далее.

Трехпроводная сеть. Трехпроводная сеть используется для симметричных трехфазных приемников. Рассмотрим процессы в трехпроводной цепи при нагрузке «несимметричная звезда» (рис. 4.6, а).

В этой схеме потенциал точки n не задается генератором ($\phi_n \neq \phi_N$), поэтому фазные напряжения нагрузки $\dot{U}_a, \dot{U}_b, \dot{U}_c$ неизвестны, и их нужно рассчитывать. Схема содержит два узла (N и n), поэтому удобен метод двух узлов, в соответствии с которым (см. (2.21))

$$\dot{U}_{nN} = \frac{\dot{U}_A/\underline{Z}_a + \dot{U}_B/\underline{Z}_b + \dot{U}_C/\underline{Z}_c}{1/\underline{Z}_a + 1/\underline{Z}_b + 1/\underline{Z}_c} \quad (4.8)$$

или

$$\dot{U}_{nN} = \frac{\dot{U}_A \underline{Y}_a + \dot{U}_B \underline{Y}_b + \dot{U}_C \underline{Y}_c}{\underline{Y}_a + \underline{Y}_b + \underline{Y}_c},$$

где $\dot{U}_A, \dot{U}_B, \dot{U}_C$ – фазные напряжения генератора; $\underline{Y}_k = 1/\underline{Z}_k, k = a, b, c$.

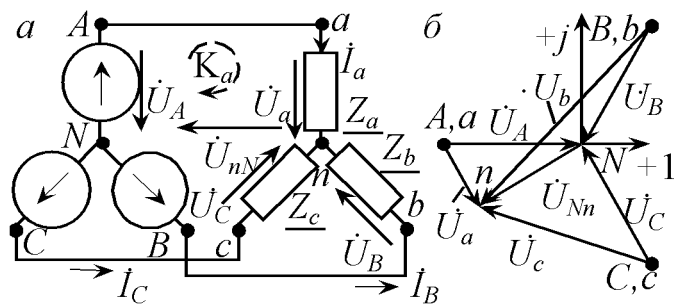


Рис. 4.6. Схема (а) и топографическая диаграмма (б) соединение звезда-звезда без нейтрального провода

В трехфазных цепях напряжение \dot{U}_{nN} называют напряжением смещения нейтрали. Применяв ВЗК для обобщенного контура K_a (рис. 4.6, а) и по аналогичным контурам, проходящим по фазам источника и приемника и по напряжению смещения нейтрали, получим

$$\dot{U}_a = \dot{U}_A - \dot{U}_{nN}; \dot{U}_b = \dot{U}_B - \dot{U}_{nN}; \dot{U}_c = \dot{U}_C - \dot{U}_{nN}. \quad (4.9)$$

Токи фаз $\dot{I}_a, \dot{I}_b, \dot{I}_c$ находим по закону Ома:

$$\dot{I}_a = \frac{\dot{U}_a}{\underline{Z}_a}; \dot{I}_b = \frac{\dot{U}_b}{\underline{Z}_b}; \dot{I}_c = \frac{\dot{U}_c}{\underline{Z}_c}. \quad (4.10)$$

Стандартная методика расчета трехпроводной цепи с несимметричной звездой выглядит так: 1) по (4.8) находят смещение нейтрали; 2) по (4.9) вычисляют фазные напряжения приемника; 3) по (4.10) определяют фазные токи приемника; 4) целесообразно выполнить проверку по ПЗК: $\dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c = 0$.

Смещение нейтрали получает наглядную графическую иллюстрацию на топографической диаграмме напряжений (рис. 4.6, б). Пусть точка N находится в начале координат. Напряжение \dot{U}_A имеет нулевую начальную фазу и направлено в схеме из A в N . Поэтому вектор \dot{U}_A на диаграмме горизонтален и направлен также из A в N . Вектор \dot{U}_B должен быть направлен к N и отставать по фазе от \dot{U}_A на 120° . Аналогично строится \dot{U}_C , опережающий \dot{U}_A на 120° . Переходим от \dot{U}_{nN} к обратному вектору $\dot{U}_{Nn} = \dot{U}_{nN} \exp(\pm j180^\circ)$ и строим его из точки N . Вершина \dot{U}_{Nn} дает точку n . В схеме фазное напряжение \dot{U}_a направлено из a в n , поэтому на диаграмме строим \dot{U}_a , направляя его из точки a в n . Повторяем это построение для других фаз приемника. Точка n на диаграмме смещена относительно N . Отсюда и появился термин «смещение нейтрали».

Топографическая диаграмма демонстрирует, что из-за смещения нейтрали фазные напряжения приемника $\dot{U}_a, \dot{U}_b, \dot{U}_c$ резко несимметричны (у них разные амплитуды и несимметричные фазовые сдвиги). Это явление называют *перекосом фаз*. Если сопротивление одной фазы изменить, то из (4.8) следует, что изменится смещение нейтрали U_{nN} , т. е. n изменит положение. Это влечет изменение напряжений всех фаз приемника. Ясно, что в четырехпроводной цепи при обрыве нейтрального провода для несимметричного трехфазного приемника немедленно установится перекос фаз. У одних потребителей будет опасное перенапряжение, у других – резкое его падение.

Из предыдущего пункта известно, что при симметричной нагрузке напряжения фаз нагрузки симметричны независимо от наличия или отсутствия нейтрального провода. Покажем это иначе. Пусть приемник симметричен: $Z_a = Z_b = Z_c \triangleq Z_\phi$. Тогда, вынося в (4.8) Z_ϕ за скобку, получим множитель $(\dot{U}_A + \dot{U}_B + \dot{U}_C)$, который для симметричного генератора равен нулю. При симметричной звезде $\dot{U}_{nN} = 0$, поэтому из (4.9) получаем: $\dot{U}_A = \dot{U}_a$, $\dot{U}_B = \dot{U}_b$, $\dot{U}_C = \dot{U}_c$. Таким образом, в трехпроводной цепи с симметричной звездой фазные напряжения приемника симметричны и равны соответствующим фазным напряжениям генератора.

Из топографической диаграммы на рис. 4.6, б легко найти все напряжения цепи. Например, линейное напряжение \dot{U}_{AB} определяется вектором, идущим из т. A в т. B и т. д.

4.3. Соединение фаз приемника треугольником

Трехфазный приемник с фазами, соединенными треугольником, может включаться только в трехпроводную цепь (рис. 4.7, а). Пусть сопротивления линейных проводов малы и ими пренебрегаем. Тогда линейное напряжение \dot{U}_{AB} без потерь подводится к зажимам a, b фазы ab приемника и фазное напряжение приемника \dot{U}_{ab} равно линейному напряжению источника \dot{U}_{AB} . Аналогично $\dot{U}_{bc} = \dot{U}_{BC}$, $\dot{U}_{ca} = \dot{U}_{CA}$. Поскольку фазные напряжения приемника задаются генератором, приступаем к расчету фазных токов приемника. По закону Ома

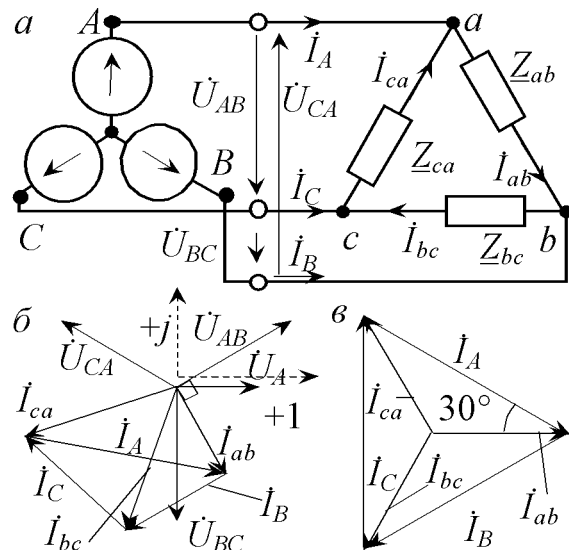


Рис. 4.7. Схема соединения звезда-треугольник: а – схема; б – векторная диаграмма токов и напряжений; в – векторная диаграмма токов

$$\begin{aligned} \dot{I}_{ab} &= \dot{U}_{AB} / \underline{Z}_{ab}; \\ \dot{I}_{bc} &= \dot{U}_{BC} / \underline{Z}_{bc}; \\ \dot{I}_{ca} &= \dot{U}_{CA} / \underline{Z}_{ca}. \end{aligned} \quad (4.11)$$

Линейные токи $\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$ находим по ПЗК в узлах a, b, c :

$$\begin{aligned}\dot{I}_A &= \dot{I}_{ab} - \dot{I}_{ca}; \\ \dot{I}_B &= \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ab}; \\ \dot{I}_C &= \dot{I}_{ca} - \dot{I}_{bc}.\end{aligned}\tag{4.12}$$

Пример. Пусть $U_A = U_A e^{j0^\circ}$. $Z_{ab} = jX_{L1}$, $Z_{bc} = R_2 + jX_{L2}$, $Z_{ca} = R_3 - jX_C$. Построим векторную диаграмму токов и напряжений (рис. 4.7, б). Поскольку \dot{U}_A имеет нулевую начальную фазу, то $\dot{U}_{AB} = \sqrt{3} \dot{U}_A e^{j30^\circ}$. Строим векторы фазных токов. \dot{I}_{ab} отстает от \dot{U}_{AB} на 90° , \dot{I}_{bc} отстает от \dot{U}_{BC} на угол $\psi_2 = \arctg(X_{L2}/R_2)$. Вектор \dot{I}_{ca} опережает \dot{U}_{CA} на угол $\psi_3 = \arctg(X_C/R_3)$. Для построения линейных токов используем вычитание векторов. Например, ток \dot{I}_A получаем, соединив отрезком вершины \dot{U}_{ca} и \dot{U}_{ab} и направив стрелку к уменьшаемому, т. е. к \dot{I}_{ab} . Линейные токи $\dot{I}_A, \dot{I}_B, \dot{I}_C$ образуют замыкающийся треугольник токов. При этом $\dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C = 0$, что следует из ПЗК для нейтрали источника.

До сих пор предполагалось, что приемник несимметричен. Установим, какие особенности появляются, если треугольник симметричен, т. е. $Z_{ab} = Z_{bc} = Z_{ca} \triangleq Z_\phi$. Из (4.11) видно, что в этом случае фазные токи образуют симметричную звезду векторов, причем $I_{ab} = I_{bc} = I_{ca} \triangleq I_\phi = U_\pi / Z_\phi$ (рис. 4.7, в). Из (4.12) следует, что линейные токи образуют симметричный треугольник (рис. 4.7, в), причем они отстают по фазе от соответствующих фазных токов на 30° , а также $I_A = I_B = I_C \triangleq I_\Delta$. Из рис. 4.7, в видно, что для симметричного треугольника линейный ток больше фазного в $\sqrt{3}$ раз:

$$\Delta: I_\Delta = \sqrt{3} I_\phi.\tag{4.13}$$

4.4. Мощность трехфазных цепей. Измерение мощности

Активная и реактивная мощности отдельной фазы трехфазного приемника определяются как:

$$P_k = U_k I_k \cos \varphi_k = R_k I_k^2, \quad Q_k = U_k I_k \sin \varphi_k = X_k I_k^2,\tag{4.14}$$

где R_k, X_k – активная и реактивная составляющие комплексного сопротивления фазы, k принимает следующие значения: $k = a, b, c$ для соединения звезда и $k = ab, bc, ca$ для соединения треугольник. Активная и реактивная мощности трехфазной системы равны сумме

мощностей фаз:

$$P = \sum P_k, Q = \sum Q_k. \quad (4.15)$$

Полная мощность и коэффициент мощности трехфазной цепи

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}, \cos \varphi = P/S. \quad (4.16)$$

Рассмотрим важный для практики случай симметричного приемника. Для такой нагрузки мощности всех фаз одинаковы, поэтому

$$P = 3U_\phi I_\phi \cos \varphi, Q = 3U_\phi I_\phi \sin \varphi, \quad (4.17)$$

где U_ϕ, I_ϕ – фазные напряжение и ток симметричного приемника. Выразим P и Q через линейные величины. Для симметричной звезды $U_\perp = \sqrt{3}U_\phi, I_\perp = I_\phi$, а для симметричного треугольника $I_\phi = \sqrt{3}I_\perp, U_\perp = U_\phi$, поэтому для обоих типов соединения фаз получим

$$P = \sqrt{3}U_\perp I_\perp \cos \varphi, Q = \sqrt{3}U_\perp I_\perp \sin \varphi, \quad (4.18)$$

где U_\perp, I_\perp – линейные напряжение и ток симметричного приемника. Полная мощность симметричного приемника

$$S = 3U_\phi I_\phi = \sqrt{3}U_\perp I_\perp. \quad (4.19)$$

Измерение мощности. Пусть доступны отдельные фазы трехфазного приемника. Тогда включение ваттметра для измерения активной мощности одной фазы показано на рис. 4.8, *а, б*. При несимметричной нагрузке придется аналогичное измерение проводить в каждой фазе, т. е. трижды. Для измерения активной мощности трехпроводных цепей на практике получил распространение метод

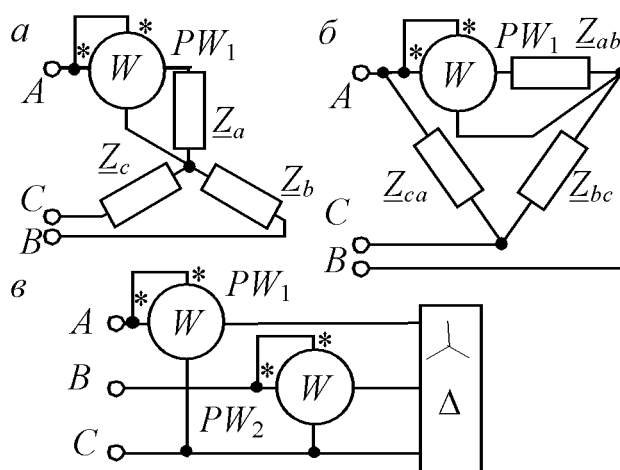


Рис. 4.8. Измерения мощности в трехфазных цепях по мощности одной фазы (*а*) и (*б*), метод двух ваттметров (*в*)

двух ваттметров (рис. 4.8, *в*), требующий только два измерения независимо от типа соединения фаз и наличия или отсутствия симметрии приемника. Можно доказать, что сумма показаний ваттметров, включенных по схеме на рис. 4.8, *в*, равна активной мощности всей цепи:

$$P = P_{PW_1} + P_{PW_2}. \quad (4.20)$$

Каждое из показаний ваттметров по отдельности не имеет физического смысла и одно из них может быть даже отрицательным. Есть еще две эквивалентных схемы включения двух ваттметров.

4.5. Защитное заземление и зануление в трехфазных сетях

Рассмотрим типовые технические способы защиты от поражения электрическим током в сетях с напряжением до 1000 В. Трехфазные цепи промышленной частоты делятся на цепи с изолированной (рис. 4.9) и глухозаземленной нейтралью источника (рис. 4.10). Наиболее часто электротравмы возникают при прикосновении к находящимся под напряжением токоведущим частям или к металлическим частям (корпусу) оборудования, оказавшимся под напряжением из-за пробоя изоляции (рис. 4.9, *а*). В обоих случаях, показанных на рис. 4.9, *а*, через тело человека идет ток, замыкающийся через емкости C между фазами и землей. Чем больше протяженность трехфазной цепи, тем больше емкость C и величина поражающего тока. Чтобы уменьшить ток, протекающий через тело человека, применяют защитное заземление корпусов электрооборудования (рис. 4.9, *б*). В сетях 380 В сопротивление заземления R_3 не должно превышать 4 Ом. При его наличии тело человека и R_3 включены при аварии параллельно, что снижает ток через тело человека в несколько сотен раз.

Недостатком трехфазной сети с изолированной нейтралью (рис. 4.9, *а, б*) является возможность длительного замыкания на корпус или землю одной из фаз при аварии. Быстрое отключение аварийного участка можно организовать в сетях с глухозаземленной нейтралью источника (рис. 4.10), в которых нейтраль источника (трансформатора) соединена с землей нулевым защитным проводником.

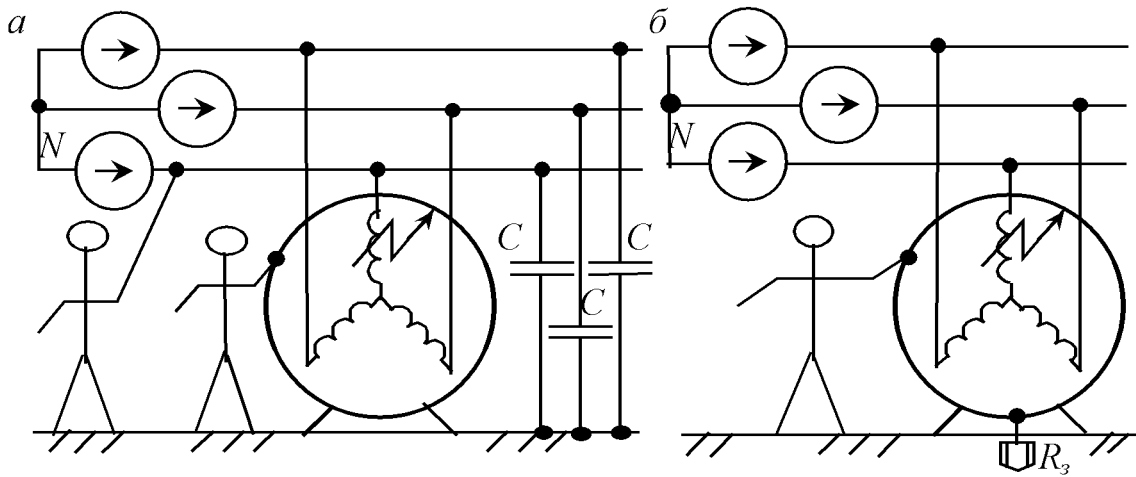


Рис. 4.9. Схемы трехфазной цепи с изолированной нейтралью: *а* – без заземления оборудования; *б* – с заземлением оборудования

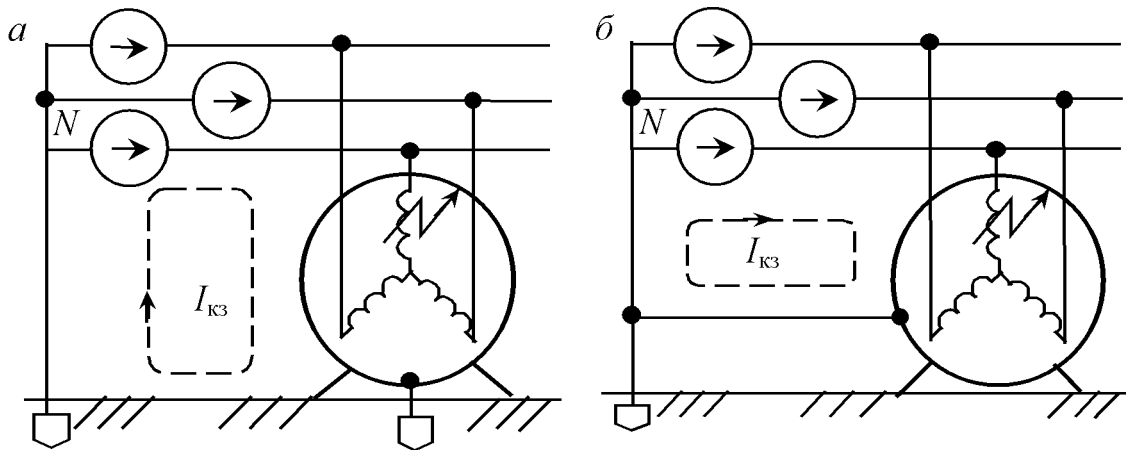


Рис. 4.10. Схемы трехфазной цепи с глухозаземленной нейтралью: *а* – защитное заземление; *б* – защитное зануление

В цепях с глухозаземленной нейтралью применяют защитное заземление (рис. 4.10, *а*) или защитное зануление (рис. 4.10, *б*) корпусов электрооборудования. В обоих случаях при аварии появляется значительный ток короткого замыкания $I_{кз}$, вызывающий срабатывание средств защиты и отключение аварийного участка (плавкие предохранители, автоматы). Для уменьшения вероятности поражения электрическим током используются индивидуальные защитные средства (резиновые перчатки, диэлектрические галоши и коврики), инструменты с надежной изоляцией.

5. ПЕРИОДИЧЕСКИЕ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫЕ ТОКИ

5.1. Причины возникновения, описание с помощью рядов Фурье

Для периодического сигнала, в том числе и несинусоидального, выполняется условие

$$e(t) = e(t + mT), \quad (5.1)$$

где T – период; m – целое число. Частота повторения такого сигнала $f_0 = 1/T$ и угловая частота, называемая также основной, $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi/T$. Возникновение несинусоидальных токов и напряжений может быть обусловлено следующими причинами: 1) наличием несинусоидальных источников в линейной цепи; 2) наличием нелинейных элементов в цепи с синусоидальными источниками; 3) наличием несинусоидальных источников в нелинейной цепи; 4) наличием в цепи элементов с периодически изменяющимися параметрами.

Периодические несинусоидальные функции изображают временными диаграммами (рис. 5.1) или представляют рядами Фурье.

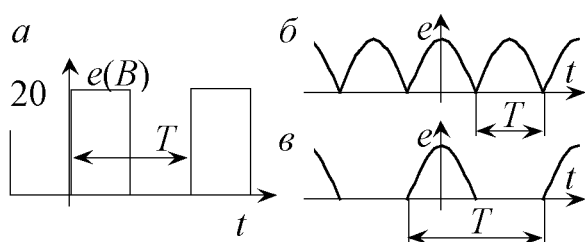


Рис. 5.1. Графическое изображение периодических несинусоидальных функций

На рис. 5.1, *a* изображена периодическая несинусоидальная функция, называемая меандром; на рис. 5.1, *б* – периодическая несинусоидальная функция, представляющая напряжение на выходе мостового выпрямителя; на рис. 5.1, *в* – периодическая функция, задающая напряжение на выходе однополупериодного выпрямителя.

Если несинусоидальная функция удовлетворяет условиям Дирихле, то ее можно разложить в ряд Фурье:

$$e(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t)); \quad (5.2)$$

где a_k, b_k – коэффициенты ряда Фурье, определяемые в виде

$$a_k = \frac{2}{T} \int_{-0,5T}^{0,5T} e(t) \cos(k\omega_0 t) dt; \quad b_k = \frac{2}{T} \int_{-0,5T}^{0,5T} e(t) \sin(k\omega_0 t) dt, \quad (5.3)$$

нулевой коэффициент a_0 является частным случаем a_k при $k = 0$:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-0.5T}^{0.5T} e(t) dt. \quad (5.4)$$

Совокупность a_k называется косинус-спектром функции $e(t)$, совокупность b_k – синус-спекром $e(t)$, первое слагаемое в формуле (5.2) называется постоянной составляющей функции $e(t)$, а второе слагаемое, т. е. вся сумма, – переменной составляющей.

Ряд Фурье можно выразить в другой форме:

$$e(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cos(k\omega_0 t - \psi_k), \quad (5.5)$$

где

$$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}, \quad \psi_k = \arctg(b_k/a_k).$$

Совокупность c_k называют спектром амплитуд функции $e(t)$, совокупность ψ_k – спектром фаз функции $e(t)$, $c_1 \cos(1\omega_0 t - \psi_1)$ называют первой гармоникой в разложении функции $e(t)$ в ряд Фурье, $c_2 \cos(2\omega_0 t - \psi_2)$ – второй и т. д. Для многих реально существующих в электротехнике периодических несинусоидальных величин с увеличением номера гармоники k уменьшается ее амплитуда c_k .

Действующим значением E периодической несинусоидальной функции $e(t)$ называют ее среднеквадратичное за период T значение:

$$E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2(t) dt} = \sqrt{\left(\frac{a_0}{2}\right)^2 + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} c_k^2}.$$

5.2. Фильтры

Разложение периодических несинусоидальных величин в ряд Фурье позволяет использовать для расчета цепей с несинусоидальными токами при условии линейности этих цепей методы, разработанные в теории цепей синусоидального тока. При этом применяется принцип суперпозиции. В расчетах цепей несинусоидального тока часто используется понятие отношения комплексного изображения выходной величины к комплексному изображению входной величины во всей области частот, лежащих от 0 до ∞ . Это отношение называют комплексным коэффициентом передачи \underline{K} . Если в качестве входной и выходной величин выступают напряжения $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$, то

$$\underline{K} = \underline{K}(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}(j\omega)}{\dot{U}_{\text{ВХ}}(j\omega)}. \quad (5.6)$$

\underline{K} можно представить в показательной форме:

$$\underline{K}(j\omega) = K(\omega) \exp(j\varphi(\omega)), \quad (5.7)$$

где $K(\omega)$ – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) цепи или объекта; $\varphi(\omega)$ – фазо-частотная характеристика цепи (ФЧХ). $K(\omega)$ дает отношение действующих или амплитудных значений выходной и входной величин $K(\omega) = U_{\text{ВЫХ}}(\omega)/U_{\text{ВХ}}(\omega)$, а $\varphi(\omega)$ – сдвиг фаз между выходной и входной величинами. Использование $\underline{K}(j\omega)$ позволяет упростить расчеты для цепей несинусоидального тока.

Рассмотрим алгоритм действия при расчете цепей несинусоидального тока на примере фильтров.

Фильтром называют четырехполюсник, помещаемый между источником и нагрузкой с целью беспрепятственного прохождения или прохождения с малым затуханием сигналов одних частот и ослабления сигналов других частот. Если фильтр содержит элементы, способные увеличивать энергию действующих в цепи сигналов, то его называют активным, в противном случае – пассивным. Пассивные фильтры строятся на основе R -, L -, C -элементов. По элементной базе их подразделяют на C -, RC -, L -, RL -, и LC -фильтры.

По виду АЧХ фильтры бывают низких частот (ФНЧ), высоких частот (ФВЧ), полосовые (ПФ) и режекторные (РФ) (рис. 5.2). ФНЧ пропускают к нагрузке колебания от нулевой частоты до частоты среза ($\omega_{\text{ср}}$) и не пропускают колебания высоких частот. ФВЧ пропускают к нагрузке колебания с частотами от $\omega_{\text{ср}}$ до ∞ и не пропускают колебания с частотами до $\omega_{\text{ср}}$. ПФ пропускают к нагрузке колебания в полосе частот от $\omega_{\text{н}}$ до $\omega_{\text{в}}$ (в полосе пропускания), и не пропускают колебания с другими частотами. РФ не пропускают к нагрузке колебания, лежащие в полосе частот от $\omega_{\text{н}}$ до $\omega_{\text{в}}$ (в поло-

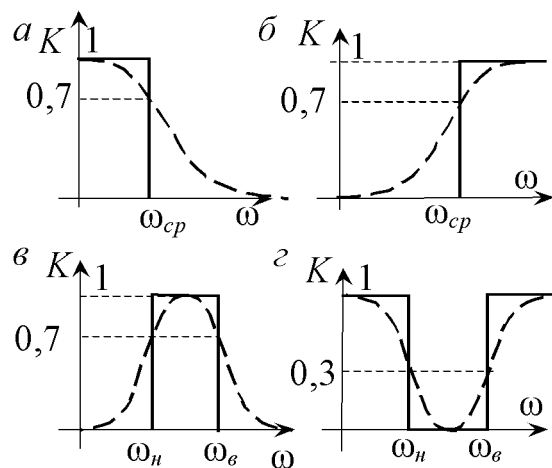


Рис. 5.2. АЧХ фильтров: а – ФНЧ; б – ФВЧ; в – ПФ; г – РФ

упускают к нагрузке колебания от нулевой частоты до частоты среза ($\omega_{\text{ср}}$) и не пропускают колебания высоких частот. ФВЧ пропускают к нагрузке колебания с частотами от $\omega_{\text{ср}}$ до ∞ и не пропускают колебания с частотами до $\omega_{\text{ср}}$. ПФ пропускают к нагрузке колебания в полосе частот от $\omega_{\text{н}}$ до $\omega_{\text{в}}$ (в полосе пропускания), и не пропускают колебания с другими частотами. РФ не пропускают к нагрузке колебания, лежащие в полосе частот от $\omega_{\text{н}}$ до $\omega_{\text{в}}$ (в поло-

се режекции). На рис. 5.2 сплошными линиями изображены АЧХ идеальных фильтров, пунктирными – реальных.

Схемы простейших RC-ФНЧ и ФВЧ с подключением этих фильтров к источнику и нагрузке приведены на рис. 5.3, причем пунктиром выделены непосредственно фильтры.

Найдем $\underline{K}(j\omega)$ для ФНЧ на рис. 5.3, а при условии, что сопротивление нагрузки $R_H = \infty$ (т. е. $I_H = 0$), а ЭДС источника для всех частот $e(t) = 1,41 \sin(\omega t)$.

Поскольку схемы являются линейными, то для любой отдельно взятой частоты можно использовать комплексные изображения и все методы расчета, известные из теории цепей синусоидального тока. Входное и выходное напряжения представляются в виде

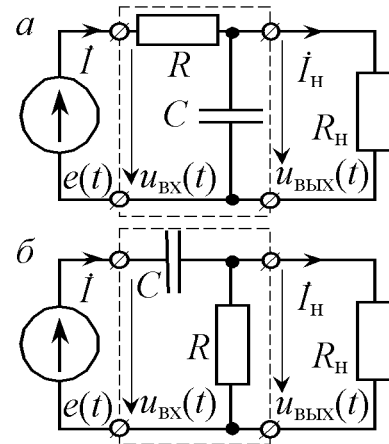


Рис. 5.3. Электрические схемы RC-фильтров: а – ФНЧ; б – ФВЧ

$$\dot{U}_{\text{ВХ}} = 1e^{j0}, \quad \dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \dot{I} \underline{Z}_c = [E = \dot{U}_{\text{ВХ}} = \dot{I}R + \dot{I} \underline{Z}_c] = \frac{\underline{Z}_c \dot{U}_{\text{ВХ}}}{\underline{R} + \underline{Z}_c},$$

и $\underline{K}(j\omega)$ примет выражение:

$$\underline{K}(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{\underline{X}_c}{\underline{R} + \underline{X}_c} = \frac{e^{-\frac{\pi}{2}j + \text{arctg} \frac{1}{RC\omega}j}}{\sqrt{(\omega RC)^2 + 1}}. \quad (5.8)$$

Из формулы (5.8) получаем АЧХ и ФЧХ фильтра:

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(\omega RC)^2 + 1}}, \quad \varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2} + \text{arctg} \frac{1}{RC\omega}.$$

Аналогичным образом проводится расчет $\underline{K}(j\omega)$ для ФВЧ, приведенного на рис. 5.3, б.

5.3. Расчет воздействия несинусоидальной ЭДС на ФНЧ

Рассмотрим расчет напряжения на выходе ФНЧ, представленного на рис. 5.3, а при условии, что $R = 1$ МОм, $C = 1$ мкФ, $R_H = \infty$ для ЭДС на входе, параметры которой приведены на рис. 5.1, а. Пусть период меандра составляет $T = 2\pi \approx 6,283$ с. Тогда для этой функции $\omega_0 = 2\pi/T = 1$ рад/с.

Разложим $e(t)$ в ряд Фурье, используя формулы (5.2) – (5.4):

$$e(t) = 10 + \frac{40 \sin(1t)}{\pi} + \frac{40 \sin(3t)}{3\pi} + \frac{40 \sin(5t)}{5\pi} + \dots \quad (5.9)$$

Выражение (5.9) представляет несинусоидальную периодическую функцию $e(t)$ в виде суммы постоянной ЭДС $E_1 = 10$ В и синусоидальных ЭДС: $e_2(t) = 40\sin(1t)/\pi$; $e_3(t) = 40\sin(3t)/(3\pi)$; $e_4(t) = 40 \times \sin(5t)/(5\pi)$ и т. д. Это значит, что $e(t)$ на схеме может быть представлена в виде последовательно соединенных ЭДС E_1 , $e_2(t)$, $e_3(t)$, $e_4(t)$ и т. д. Постоянную ЭДС $E_1 = 10$ В можно считать частным случаем переменной синусоидальной ЭДС с периодом $T = \infty$ или с частотой $\omega_0 = 0$. Далее будем принимать во внимание три первых слагаемых (5.9), считая, что вкладом каждого следующего слагаемого, имеющего более высокую частоту с меньшей амплитудой, можно пренебречь. Такую операцию усечения ряда Фурье нужно проводить достаточно осторожно, поскольку отброшенные члены могут давать существенный вклад в выходной сигнал. Тогда схема на рис. 5.3, а сведется к виду, представленному на рис. 5.4, а.

Поскольку схема на рис. 5.4, а линейная, то для нее справедлив принцип суперпозиции и ее можно рассчитывать методом наложения. Для этого нужно поочередно удалять из схемы все источники, кроме одного, заменяя удаленные источники их внутренним сопротивлением. Внутреннее сопротивление идеального источника ЭДС равно нулю, и на месте удаленных источников остается идеальный проводник. Схема на рис. 5.4, б получена из схемы на рис. 5.4, а удалением $e_2(t)$, $e_3(t)$ (оставлен $E_1 = e_1(t)$); схема на рис. 5.4, в получена из схемы на рис. 5.4, а удалением источников E_1 и $e_3(t)$ (оставлен $e_2(t)$); схема на

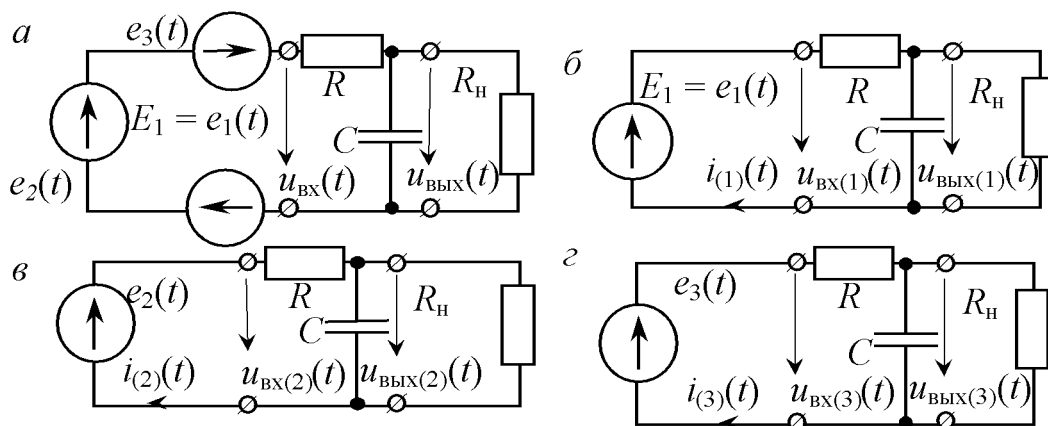


Рис. 5.4. Схемы для расчета несинусоидальных токов методом наложения

рис. 5.4, *з* получена из схемы на рис. 5.4, *а* удалением E_1 и $e_2(t)$ (оставлен $e_3(t)$). Токи и напряжения, создаваемые оставленным источником, называют частичными. На рис. 5.4, *б* – *з* частичные напряжения имеют нижний индекс, заключенный в скобки, совпадающий с номером источника, действующего в данной схеме. Схемы на рис. 5.4, *б* – *з* дополнительно отличаются частотами действующих в них источников, для схемы на рис. 5.4, *б* $\omega = 0$, на рис. 5.4, *в* – $\omega = 1$, на рис. 5.4, *з* – $\omega = 3$. Действительные токи и напряжения находятся как сумма частичных, взятых со своими знаками. Знак «+» берется в случае совпадения положительного направления частичной величины с направлением действительной; знак «–» – при противоположных направлениях.

Рассчитаем напряжение на выходе по методу суперпозиции. Для схемы на рис. 5.4, *б* при $R_H = \infty$ получаем, что ток через источник равен нулю (конденсатор на постоянном токе является разрывом цепи), поэтому $u_{\text{ВЫХ}(1)}(t) = u_{\text{ВХ}(1)}(t) = e_1(t) = E_1 = 10$ В.

Схемы на рис. 5.4, *в* и рис. 5.4, *з* являются цепями синусоидального тока с различной частотой источника. Тогда для них можно использовать комплексный метод расчета цепей, отмечая, что данным комплексам соответствует своя частота. С учетом нулевого тока через R_H для схем на рис. 5.4, *в* и рис. 5.4, *з* получаем

$$\dot{I}_{(i)}(\omega) = \frac{\dot{E}_{(i)}(\omega)}{R - \frac{j}{\omega C}} = \frac{\dot{E}_{(i)}(\omega)}{\sqrt{R^2 + (1/(\omega C))^2} \exp(j \arctg(-\frac{1}{\omega RC}))}, \quad (5.10)$$

где $i = 1, 2, 3$ задает номер частичной величины, а комплексные изображения ЭДС представляются в виде

$$\dot{E}_1(\omega = 0) = 10; \quad \dot{E}_2(\omega = 1) = \frac{40}{\pi\sqrt{2}} e^{j0}; \quad \dot{E}_3(\omega = 3) = \frac{40}{3\pi\sqrt{2}} e^{j0}. \quad (5.11)$$

Переход от синусоидальных функций времени к комплексным изображениям произведен по методике, приведенной при анализе линейных цепей синусоидального тока. Отметим, что формулы (5.10), (5.11) справедливы и для цепи постоянного тока (рис. 5.4, *б*), т. е. для $i = 1$, т. к. при $\omega = 0$ ток $I_{(1)}(\omega = 0) = 0$, что и было получено выше в результате расчета цепи постоянного тока.

Из (5.10) и (5.11) получаем комплексные изображения токов:

$$\dot{I}_{(2)}(\omega = 1) = \frac{2 \cdot 10^{-5}}{\pi} e^{-j \arctg(-1)}; \quad \dot{I}_{(3)}(\omega = 3) = \frac{4 \cdot 10^{-5}}{\pi\sqrt{20}} e^{-j \arctg(-\frac{1}{3})}. \quad (5.12)$$

От комплексных изображений, задаваемых (5.12), легко перейти к мгновенным значениям частичных токов:

$$i_{(1)}(t) = 0; i_{(2)}(t) = \frac{2\sqrt{2} \sin(1t + \pi/4)}{10^5 \pi}; i_{(3)}(t) = \frac{4\sqrt{2} \sin(3t + \text{arctg}(1/3))}{10^5 \pi \sqrt{20}},$$

после чего получаем действительный ток $i(t) = i_{(1)}(t) + i_{(2)}(t) + i_{(3)}(t)$.

Перейдем к определению напряжения на выходе $u_{\text{ВЫХ}}(t)$. Поскольку выходное напряжение получается за счет падения напряжения на конденсаторе C , создаваемого током $i(t)$ (при нулевом токе через R_H), то для схем на рис. 5.4, б – г получаем

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}(i)}(\omega) = -\frac{\dot{I}_{(i)}(\omega) \cdot j}{\omega C} = \frac{\dot{I}_{(i)}(\omega)}{\omega C} e^{-j\frac{\pi}{2}} = \frac{\dot{E}_{(i)}(\omega) e^{j\left(-\frac{\pi}{2} + \text{arctg}\frac{1}{RC\omega}\right)}}{\sqrt{(\omega RC)^2 + 1}}. \quad (5.13)$$

Переходя от комплексных изображений частичных напряжений, задаваемых формулой (5.13), к мгновенным значениям, имеем

$$u_{\text{ВЫХ}(2)}(t) = \frac{20\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(1t - \frac{\pi}{4}\right); u_{\text{ВЫХ}(3)}(t) = \frac{4\sqrt{10}}{3\pi} \sin\left(3t - \frac{\pi}{2} + \text{arctg}\left(\frac{1}{3}\right)\right),$$

а для схемы на рис. 5.4, б в (5.13) нужно взять предел при $\omega \rightarrow 0$, что дает $u_{\text{ВЫХ}(1)}(t) = E_1$. Действительное выходное напряжение получается как сумма частичных $u_{\text{ВЫХ}}(t) = u_{\text{ВЫХ}(1)}(t) + u_{\text{ВЫХ}(2)}(t) + u_{\text{ВЫХ}(3)}(t)$:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = E_1 + \frac{20\sqrt{2}}{\pi} \sin\left(1t - \frac{\pi}{4}\right) + \frac{40\sqrt{2}}{3\pi} \sin\left(3t - \frac{\pi}{2} + \text{arctg}\left(\frac{1}{3}\right)\right). \quad (5.14)$$

При известном комплексном коэффициенте передачи $\underline{K}(j\omega)$ выходное напряжение $u_{\text{ВЫХ}}(t)$ можно находить и без промежуточного определения частичных токов. Из (5.8) получаем выражение

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}(i)}(\omega) = \underline{K}(j\omega) \dot{U}_{\text{ВХ}(i)}(\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{ВХ}(i)}(\omega) e^{j\left(-\frac{\pi}{2} + \text{arctg}\frac{1}{RC\omega}\right)}}{\sqrt{(\omega RC)^2 + 1}}, \quad (5.15)$$

которое совпадает с (5.13) с учетом равенства соответствующих частичных ЭДС и напряжений, т. е. при $\dot{U}_{\text{ВХ}(i)}(\omega) = \dot{E}_{(i)}(\omega)$. Формула (5.15) справедлива и в случае, когда комплексный коэффициент передачи $\underline{K}(j\omega)$ определен экспериментально, что может встречаться на практике при неизвестной внутренней структуре четырехполюсника (такой четырехполюсник часто называют «черным ящиком»).

6. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЯХ

6.1. Возникновение переходных процессов. Законы коммутации

Переходный процесс (ПП) – это процесс перехода от одного энергетического состояния к другому, отличающемуся от предыдущего величиной действующих источников ЭДС, частотой, начальной фазой источника, конфигурацией схемы и т. д.

При рассмотрении ПП считают, что они вызываются коммутацией цепи, которая осуществляется при помощи переключателей. Поскольку энергия, запасенная в схеме в докоммутационный период на реактивных элементах, не может исчезнуть мгновенно, то в послекоммутационной схеме она способна проявляться через движение электрических зарядов, т. е. действует подобно источникам. Эта энергия в реальных цепях расходуется в послекоммутационной схеме, и ПП существуют в течение некоторого времени (до нескольких секунд). Однако они могут создавать напряжения и токи, значительно превышающие напряжения и токи, создаваемые источниками, присутствующими в послекоммутационной схеме в явном виде. Это может приводить к пробое изоляции, нагреву, свариванию контактов или чрезмерным механическим усилиям.

Для расчета ПП используется модифицированный метод суперпозиции, в котором переходная величина ищется как сумма вынужденной и свободной составляющих. Реальные источники ЭДС и тока, присутствующие в послекоммутационной схеме, создают установившиеся токи и напряжения, называемые вынужденными, причем считают, что вынужденные величины устанавливаются сразу после коммутации, т. е. с момента $t = 0_+$. Свободные составляющие индуктивных токов и напряжений емкостей появляются, если начальные значения вынужденных токов $i_{L(вн)}(t = 0_+) = i_{L(вн)}(0_+)$ и напряжений емкостей $u_{C(вн)}(0_+)$ не равны их значениям непосредственно до коммутации, т. е. $i_L(0_-)$, $u_C(0_-)$. Свободные составляющие, таким образом, согласовывают уровни энергии реактивных элементов до и после коммутации. Начальные условия в ПП определяют с помощью законов коммутации. Обычно считают, что коммутация, т. е. изменение положения ключей, происходит в момент $t = 0$.

Законы коммутации. 1. Ток через катушку индуктивности непосредственно до коммутации равен току через эту катушку непосредственно после коммутации, т. е.

$$i_L(0_-) = i_L(0_+). \quad (6.1)$$

2. Напряжение на емкостном элементе непосредственно до коммутации равно напряжению на этом элементе после нее:

$$u_C(0_-) = u_C(0_+). \quad (6.2)$$

Невозможность скачка тока через катушку индуктивности или скачка напряжения на конденсаторе следует из невозможности существования источников энергии с бесконечно большой мощностью. Поскольку ток в катушке создает магнитное поле, а напряжение на конденсаторе – электрическое поле, энергии которых равны

$$w_L = \frac{Li_L^2}{2}, \quad w_C = \frac{Cu_C^2}{2},$$

то скачок тока Δi_L или напряжения Δu_C означает скачок энергии магнитного или электрического поля. Тогда мощность в момент скачка возросла бы до бесконечности ($p = dw/dt = \infty$), для чего необходим источник энергии бесконечной мощности, что неосуществимо. Таким образом, в момент времени $t = 0_+$ катушка индуктивности стремится поддержать протекающий ток, и в этом смысле она эквивалентна источнику тока; а конденсатор при $t = 0_+$ стремится поддержать напряжение на своих обкладках, и его можно рассматривать как источник эквивалентной ЭДС.

6.2. Переходный процесс при резком снижении тока через катушку

Схема для расчета ПП приведена на рис. 6.1, *а*. На схемах положение переключателей показывают в момент времени, непосредственно предшествующий коммутации, т. е. при $t = 0_-$ (коммутация происходит при $t = 0$). Стрелка возле переключателя *SA1* указывает направление его движения при коммутации при $t = 0$. В нашем случае *SA1* при $t = 0$ размыкается. Считаем, что известны номинальные значения всех элементов схемы и требуется рассчитать ПП, т. е. временные зависимости тока и напряжений после коммутации. Расчет начинают с изображения послекоммутационной схемы, т. е. схемы при $t = 0_+$. Поскольку при коммутации ключ размыкается, то в послекоммутационной схеме на его месте появляется разрыв (рис. 6.1, *б*). Далее для послекоммутационной схемы составляют уравнения по любому из мето-

дов расчета цепей постоянного тока, но эти уравнения составляют для мгновенных значений. Использование мгновенных значений обусловлено тем, что токи и напряжения в послекоммутационной схеме чаще всего не являются постоянными или периодическими функциями времени. Уравнения для мгновенных значений наиболее общие.

Используем метод расчета цепей на основе прямого применения законов Кирхгофа. В схеме на рис. 6.1, б имеется один контур, т. к. ток i_L протекает по источнику ЭДС, L и R_1 . Уравнение по ВЗК для мгновенных значений

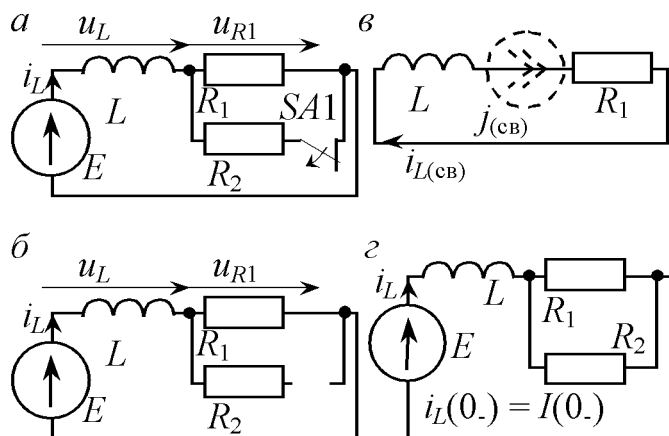


Рис. 6.1. Схемы для ПП при резком уменьшении тока через катушку: а – исходная; б – послекоммутационная; в – для свободных составляющих; г – докоммутационная

$$u_L(t) + u_{R_1}(t) = E. \quad (6.3)$$

Желательно уравнения в цепях с одним реактивным элементом свести к одной переменной, использующейся в законе коммутации этого элемента. В нашем случае это ток i_L . Мгновенные значения напряжений на катушке и резисторе

$$u_L = L \frac{di_L}{dt}; u_{R_1} = R_1 i_L, \quad (6.4)$$

поэтому (6.3) преобразуется к виду

$$L \frac{di_L}{dt} + R_1 i_L = E. \quad (6.5)$$

Решение неоднородного линейного дифференциального уравнения (6.5) дает искомую величину i_L . Общее решение (6.5) является суммой общего решения соответствующего однородного уравнения и частного решения неоднородного.

Находим общее решение однородного уравнения. Однородное уравнение получается из неоднородного приравниванием правой части, содержащей источники, присутствующие в послекоммутационной

схеме в явном виде, к нулю. Схемотехнически это означает нейтрализацию источников как в методе наложения, т. е. на месте удаляемых источников оставляют их внутренние сопротивления (на месте источника ЭДС – проводник, на месте источника тока – разрыв цепи). Эту операцию называют освобождением послекоммутационной схемы. Токи и напряжения в схеме, освобожденной от действия явных источников, называют свободными. Они обусловлены указанным выше перепадом энергии реактивных элементов. Решение однородного уравнения дает значения свободных величин.

В нашем случае в послекоммутационной схеме в явном виде присутствует один источник ЭДС E . Свободная от него схема приведена на рис. 6.1, в. На первый взгляд из-за отсутствия источников все токи и напряжения в схеме должны быть равны нулю. Однако катушка эквивалентна источнику тока (на рис. 6.1, в показан штриховыми линиями), для которого $i_{(CB)}(0_+) = i_L(0_+) - i_{(BH)}(0_+)$. Тогда уравнение для схемы на рис. 6.1, в получается из (6.5) при $E = 0$:

$$L \frac{di_{L(CB)}}{dt} + R_1 i_{L(CB)} = 0. \quad (6.6)$$

Составляем характеристическое уравнение для (6.6), заменяя производную переменной p : $Lp + R_1 = 0$, откуда находим $p = -R_1/L$, и решение уравнения для свободного тока принимает вид

$$i_{L(CB)} = A \exp(pt) = A \exp\left(-\frac{R_1 t}{L}\right), \quad (6.7)$$

где A – неизвестная постоянная интегрирования.

В качестве частного решения неоднородного уравнения используются принужденные величины, т. е. частичные напряжения и токи в послекоммутационной схеме, обусловленные источниками, присутствующими в ней в явном виде. Действие этих источников не связано с запасом энергии из докоммутационной схемы. Для определения принужденных величин рассматриваем послекоммутационную схему, считая, что все принужденные величины устанавливаются немедленно после коммутации. Поскольку ЭДС $E = \text{const}$, то все принужденные величины будут также константами и их расчеты можно выполнить по схеме на рис. 6.1 б, с перемычкой вместо индуктивности.

Тогда

$$I_{L(\text{пр})} = \frac{E}{R_1}. \quad (6.8)$$

Действительный (полный) ток находится как сумма свободного и принужденного, взятых со своими знаками. Если направление этих величин совпадает с направлением полного тока, то их берут со знаком «+», в противном случае – со знаком «-». Тогда полный ток в цепи

$$i_L = i_{L(\text{св})} + I_{L(\text{пр})} = A \exp\left(\frac{-R_1 t}{L}\right) + \frac{E}{R_1}. \quad (6.9)$$

Для нахождения неизвестной постоянной интегрирования A необходимы начальные условия, которые определяют, используя законы коммутации. В данной задаче применяются условие (6.1). Ток $i_L(0_+)$ получаем как предел справа (при $t \rightarrow 0_+$) выражения (6.9):

$$i_L(0_+) = \lim_{t \rightarrow 0_+} \left(A \exp\left(\frac{-R_1 t}{L}\right) + \frac{E}{R_1} \right) = A + \frac{E}{R_1}. \quad (6.10)$$

Для определения $i_L(0_-)$ рассчитывают докоммутационную схему (рис. 6.1, з), которая является цепью постоянного тока с параллельно соединенными R_1 и R_2 , и докоммутационный ток через катушку

$$i_L(0_-) = E \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}. \quad (6.11)$$

Приравняем (6.10) и (6.11) и выражаем постоянную A :

$$A + \frac{E}{R_1} = E \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \Rightarrow A = \frac{E}{R_2}. \quad (6.12)$$

Подставляя A в (6.9), получаем полный ток:

$$i_L(t) = \frac{E}{R_2} \exp\left(-\frac{R_1 t}{L}\right) + \frac{E}{R_1}, \quad (6.13)$$

откуда с учетом (6.4) напряжение на катушке:

$$u_L(t) = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{E}{R_2} \left(\frac{-R_1}{L}\right) e^{-\frac{R_1}{L} t} = -\frac{ER_1}{R_2} e^{-\frac{R_1}{L} t}. \quad (6.14)$$

Временные диаграммы $i_L(t)$ и $u_L(t)$ приведены на рис. 6.2. Выражение (6.14) показывает, что при $R_1 \gg R_2$ в момент времени $t = 0_+$ напряжение на катушке $u_L(0_+) = -ER_1/R_2$, что по модулю значительно превышает E .

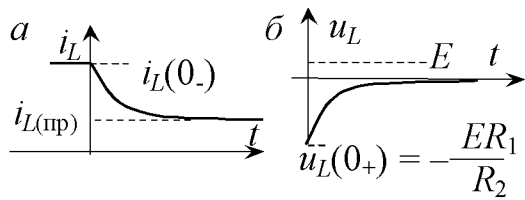


Рис. 6.2. Временные диаграммы в катушке тока (а) и напряжения (б)

Изменение тока через катушку может приводить к появлению опасных перенапряжений, вызывающих пробой изоляции, образование искры. Появление высоких напряжений на катушке при коммутации используется в некоторых устройствах, например в преобразователях постоянного напряжения в переменное высоковольтное.

6.3. Подключение конденсатора к источнику постоянного напряжения

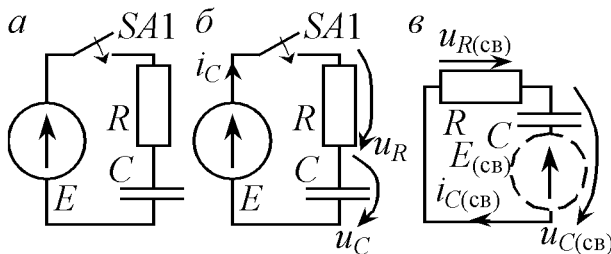


Рис. 6.3. Схемы для ПП с конденсатором: а – исходная; б – послекоммутационная; в – для свободных составляющих

Рассмотрим ПП, возникающий при подключении незаряженного конденсатора к источнику постоянного напряжения (рис. 6.3, а). В момент коммутации, т. е. при $t = 0$, замыкается ключ $SA1$. Известны номинальные значения всех элементов схемы, и требуется рассчитать переходной процесс, т. е. временные зависимости тока и напряжений в схеме после коммутации.

Составим уравнения по ВЗК для мгновенных значений для послекоммутационной схемы на рис. 6.3, б:

$$u_R(t) + u_C(t) = E. \quad (6.15)$$

Выразим $u_R(t)$ через имеющуюся в законе коммутации величину $u_C(t)$, используя связи между мгновенными значениями токов и напряжений $i_C = C du_C/dt$ и $u_R = Ri_C$:

$$RC \frac{du_C}{dt} + u_C = E. \quad (6.16)$$

Составляем однородное дифференциальное уравнение, соответствующее (6.16), освобождая схему на рис. 6.3, б от источника E :

$$RC \frac{du_{C(\text{св})}}{dt} + u_{C(\text{св})} = 0. \quad (6.17)$$

В послекоммутационной схеме в явном виде присутствует источник E . Свободная от него схема приведена на рис. 6.3, в. Наличие в ней ненулевых токов и напряжений обусловлено тем, что конденсатор эквивалентен неявному источнику ЭДС (изображен штриховыми линиями), возникновение которого вызвано разностью $u_C(0_-) - u_{C(\text{вн})}(0_+)$.

Составляем характеристическое уравнение для (6.17), заменяя производную переменной p : $RCp + 1 = 0$, откуда находим $p = -1/(RC)$. Решение для свободной составляющей напряжения на конденсаторе

$$u_{C(\text{св})} = Ae^{pt} = Ae^{-\frac{t}{RC}}, \quad (6.18)$$

где A – неизвестная постоянная интегрирования.

Схема для принужденных величин будет совпадать со схемой на рис. 6.3, б, за тем исключением, что она является цепью постоянного тока с бесконечным сопротивлением конденсатора, т. е. принужденный ток через конденсатор $i_{C(\text{пр})} = I_{C(\text{пр})} = 0$, а принужденное напряжение на конденсаторе $u_{C(\text{пр})} = E$. Полное напряжение на конденсаторе

$$u_C = u_{C(\text{св})} + u_{C(\text{пр})} = A \cdot \exp(-t/(RC)) + E. \quad (6.19)$$

Для нахождения неизвестной постоянной интегрирования A используем второй закон коммутации (6.2). Значение $u_C(0_+)$ получаем как предел справа (6.19) при $t \rightarrow 0_+$:

$$u_C(0_+) = \lim_{t \rightarrow 0_+} (A \cdot \exp(-t/(RC)) + E) = A + E. \quad (6.20)$$

Значение $u_C(0_-)$ определяются из докоммутационной схемы (рис. 6.3, а), в которой конденсатор не был подключен к источнику:

$$u_C(0_-) = 0 = u_C(0_+), \quad (6.21)$$

откуда с учетом (6.20) получаем $A = -E$. Подставляем A в (6.19):

$$u_C(t) = -E \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) + E. \quad (6.22)$$

Полный ток в цепи записывается в виде

$$i_C(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} = C \frac{E}{RC} e^{-\frac{t}{RC}} = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{RC}}. \quad (6.23)$$

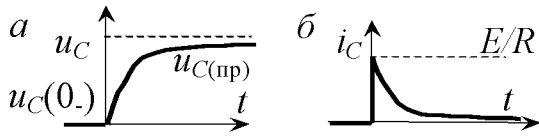


Рис. 6.4. Временные диаграммы напряжения (а) и тока (б) через конденсатор

Графики зависимостей $u_C(t)$ и $i_C(t)$ приведены на рис. 6.4. Анализ выражений (6.22) и (6.23) показывает, что при $R \rightarrow 0$ в момент времени $t + 0_+$ ток через конденсатор $i_C(0_+) \rightarrow \infty$.

Большой ток может вызвать сваривание контактов, большие механические усилия и привести к выходу аппаратуры из строя.

7. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ

7.1. Характеристики, схемы замещения и основы расчета нелинейных электрических цепей постоянного тока

Нелинейные резистивные, индуктивные и емкостные элементы описываются нелинейными вольт-амперными $I(U)$, вебер-амперными $\psi(i_L)$ и кулон-вольтными $q(u_C)$ характеристиками. Часто нелинейные свойства элементов нежелательны из-за вызываемых ими искажений формы сигналов, смещения режимов, потери устойчивости и т. п. Вместе с тем нелинейные элементы позволяют получать результаты, недостижимые в линейных цепях. С помощью нелинейных элементов можно стабилизировать напряжение, преобразовывать форму сигналов, улучшать качество систем регулирования, выпрямлять переменный ток и т. п.

Условное изображение нелинейного резистора показано на рис. 7.1, а. Каждая точка ВАХ $I(U)$ нелинейного резистора определяет (см. 1.1) статическое $R_{ст}$ и дифференциальное $R_{дф}$ сопротивления (рис. 7.1, б). Элемент называют безынерционным, если его ВАХ для переменного тока $i(u)$ и для постоянного тока $I(U)$ совпадают. В некоторых инерционных элементах (лампы накаливания, бареттеры) нелинейны характеристики для действующих значений I, U , а для мгновенных значений справедливо соотношение $u = R_{ст}(I)i$, где $R_{ст} = U/I$.

Различают неуправляемые и управляемые нелинейные элементы. Управляемый элемент имеет вспомогательную цепь (электрод), ток или напряжение которой изменяет ВАХ элемента. Такой элемент характеризуется не одной ВАХ, а семейством характеристик (транзистор, тиристор, терморезистор, фоторезистор, фотодиод). По виду ВАХ существует большое разнообразие нелинейных элементов. На

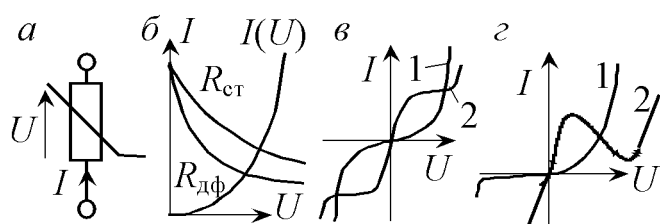


Рис. 7.1. Обозначение (а) и характеристики (б) нелинейного резистора; ВАХ варистора и бареттера (в); ВАХ выпрямительного и туннельного диодов (г)

рис. 7.1, в показаны ВАХ варистора (кривая 1) и бареттера (кривая 2). Горизонтальный участок ВАХ бареттера используют для стабилизации тока. Из ВАХ диода (кривая 1, рис. 7.1, г) видно, что этот элемент почти не пропускает обратный ток. ВАХ туннельного

диода (кривая 2, рис. 7.1, *з*) имеет падающий участок с $R_{дф} < 0$.

Существенной особенностью расчета нелинейных цепей является неприменимость метода суперпозиции и, соответственно, всех основанных на нем методов и приемов, что значительно усложняет расчет нелинейных цепей. Вместо точных аналитических методов в простых нелинейных цепях используют приближенные графоаналитические, а в сложных цепях – численные методы.

Расчет простых нелинейных цепей. Рассчитаем цепь на рис. 7.2, *а* с одним нелинейным резистором, ВАХ которого $I_H = f(U_H)$ задана. Пусть известны E, R_1, R_2, R_3 .

Для линейной части цепи применимы все преобразования, рассмотренные в главе 2. Заменим всю цепь левее зажимов нелинейного резистора эквивалентным генератором напряжения:

$E_э = ER_2/(R_1 + R_2)$; $R_э = R_3 + R_1R_2/(R_1 + R_2)$ (рис. 7.2, *б*). Уравнение внешней характеристики эквивалентного генератора $U_H = E_э - R_эI_H$ совместно с ВАХ $I_H = f(U_H)$ образуют систему двух уравнений с двумя неизвестными, решение которой ищется как точка пересечения двух характеристик (рис. 7.2, *в*). Внешнюю характеристику удобно строить по двум точкам: при $I_H = 0$ $U_H = E_э$, при $U_H = 0$ $I_H = E_э/R_э$. Остальные токи цепи на рис. 7.2, *а* находятся по законам Кирхгофа и Ома: $U_2 = R_3I_H + U_H$; $I_2 = U_2/R_2$; $I_1 = I_2 + I_H$.

Пусть цепь содержит два последовательно включенных нелинейных резистора (рис. 7.3, *а*) с характеристиками $I(U_1), I(U_2)$

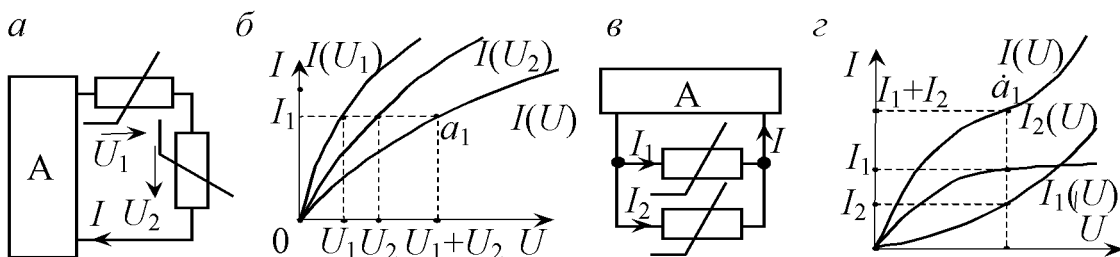


Рис. 7.3. Последовательное (*а*) и параллельное (*в*) соединения нелинейных резисторов и ВАХ эквивалентного элемента при последовательном (*б*) и параллельном соединениях (*г*)

(рис. 7.3, б). Эти элементы можно заменить одним эквивалентным, ВАХ которого строим по точкам. Поскольку ток элементов одинаков, то, задавшись некоторым значением I_1 тока, находим по характеристикам напряжения U_1, U_2 . Сложив эти напряжения, получим точку a_1 результирующей характеристики. Аналогично находим другие точки результирующей ВАХ. Дальнейший расчет подобен расчету цепи на рис. 7.2, а. Параллельное соединение нелинейных резисторов (рис. 7.3, в) также допускает построение результирующей ВАХ эквивалентного элемента, но в этом случае задавать следует напряжение и суммировать токи элементов (рис. 7.3, з).

7.2. Магнитные цепи с постоянной магнитодвижущей силой

Магнитные цепи с постоянным полем широко применяются в измерительной технике, электрических машинах, в электромагнитах и устройствах автоматики. Магнитное поле создается движущимися зарядами или токами. В вакууме, воздухе, немагнитных средах магнитное поле характеризуется векторами магнитной индукции \vec{B} и напряженности \vec{H} . В ферромагнитных материалах дополнительно учитывается вектор намагниченности \vec{M} . Вектор \vec{B} данной точки поля характеризует силовое действие магнитного поля на движущийся заряд и направлен по касательной к проходящей через точку силовой линии. Направление

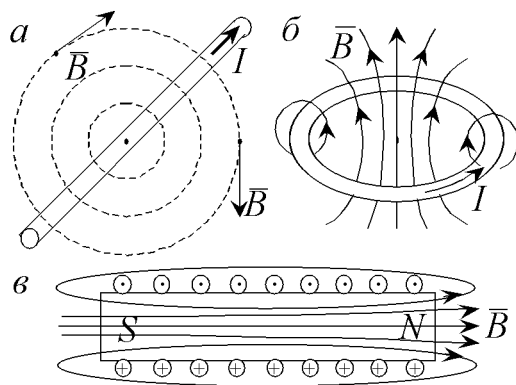


Рис. 7.4. Силовые линии и вектор магнитной индукции: а – для прямолинейного проводника с током; б – для круглого витка с током; в – для длинной катушки

магнитного поля характеризуется векторами магнитной индукции \vec{B} и напряженности \vec{H} . В ферромагнитных материалах дополнительно учитывается вектор намагниченности \vec{M} . Вектор \vec{B} данной точки поля характеризует силовое действие магнитного поля на движущийся заряд и направлен по касательной к проходящей через точку силовой линии. Направление вектора \vec{B} определяется правилом правогоходавого винта (буравчика) и для прямолинейного проводника, круглого витка и достаточно длинной катушки показано на рис. 7.4, а, б, в.

Единица магнитной индукции – тесла (Тл). Поток вектора \vec{B} через какую-либо поверхность S определяется формулой

$$\Phi = \int_S \vec{B} d\vec{S} = \int_S B \cos \alpha dS,$$

где $d\vec{S}$ – вектор, направление которого совпадает с нормалью к эле-

ментарной площадке dS , а модуль равен dS ; $\bar{B}d\bar{S}$ – скалярное произведение векторов \bar{B} и $d\bar{S}$; α – угол между \bar{B} и $d\bar{S}$. Величину Φ называют магнитным потоком. Для однородного магнитного поля, т. е. при $\bar{B} = \text{const}$, и плоской поверхности S , расположенной перпендикулярно вектору индукции, можно записать

$$\Phi = \int_S B \cos \alpha dS = B \int_S dS = BS. \quad (7.1)$$

Магнитный поток Φ измеряют в веберах (Вб). Напряженность магнитного поля \bar{H} – вспомогательный вектор, характеризующий поле в каждой точке. В вакууме B и H (размерность А/м) связаны $\bar{B} = \mu_0 \bar{H}$, где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная.

По магнитным свойствам вещества делятся на слабомагнитные (диамагнетики и парамагнетики) и сильномагнитные (магнетики). К магнетикам относятся ферромагнитные материалы Fe, Ni, Co, их сплавы и ферриты. В размагниченном магнетике магнитные моменты направлены беспорядочно и собственное магнитное поле практически отсутствует. Если магнетик поместить во внешнее магнитное поле, то магнитные моменты молекул ориентируются в одном направлении и вещество намагничивается. Намагничивающие свойства характеризуют вектором намагниченности \bar{M} , и магнитная индукция результирующего поля принимает вид

$$\bar{B} = \mu_0 \bar{H} + \mu_0 \bar{M} = \mu_0 \bar{H} \left(1 + \frac{\bar{M}}{\bar{H}} \right).$$

\bar{M} нелинейно зависит от \bar{H} . Выражение $\mu(H) = 1 + M/H$, называют относительной магнитной проницаемостью.

Тогда

$$\bar{B} = \mu_0 \mu \bar{H} = [\mu_a = \mu_0 \mu] = \mu_a \bar{H}, \quad (7.2)$$

где μ_a – абсолютная магнитная проницаемость.

При плавном увеличении тока в катушке, намотанной на размагниченный тороидальный ферромагнитный сердечник, снимают кривую первоначального намагничивания (рис. 7.5, а). Кривая имеет почти линейный участок 1–2, на котором идет основной процесс намагничивания. На участке 2–3 («колени» характеристики) процесс намагничивания практически заканчивается. На участке 3–4 (зона на-

сыщения) с ростом H наблюдается незначительный рост B , обусловленный ростом индукции внешнего поля.

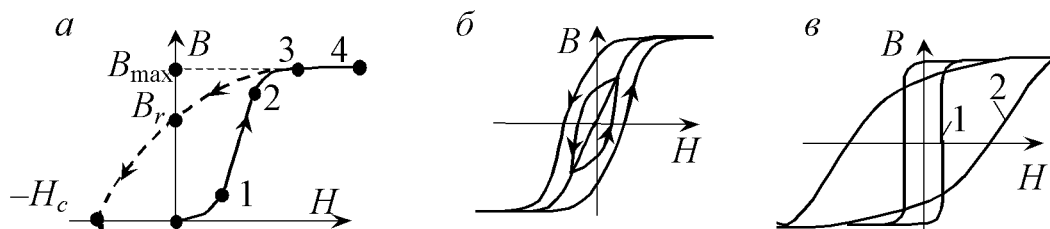


Рис. 7.5. Магнитные характеристики: a – кривая первоначального намагничивания; b – семейство петель гистерезиса; c – петли гистерезиса для магнитно-твердых и магнитно-мягких материалов

Если после получения индукции B_{\max} (точка 3 на кривой) начать уменьшение тока в катушке, то процесс размагничивания идет выше кривой первоначального намагничивания, и при $I = 0$ ($H = 0$) значение B равно остаточной индукции B_r . Явление отставания изменений индукции B от изменений напряженности H называют гистерезисом. Изменим направление тока в катушке и, плавно увеличивая ток, продолжим измерение B . Значение H , при котором наблюдается полное размагничивание сердечника, т. е. $B = 0$, называют *коэрцитивной силой* H_c . При циклическом перемагничивании сердечника получают так называемые петли гистерезиса (рис. 7.5, b). Кривая, проведенная через вершины петель, называется *основной кривой намагничивания*.

По значению коэрцитивной силы H_c ферромагнитные материалы делят на классы: 1) магнитно-мягкие, у которых H_c не превышает нескольких десятков А/м (петля 1 на рис. 7.5, c); 2) магнитно-твердые, у которых H_c не менее 20 кА/м (кривая 2 на рис. 7.5, c). К магнитно-мягким материалам относятся электротехническая сталь, пермаллой, технически чистое железо, альсиферы. Из них изготавливают магнитопроводы для работы в режиме перемагничивания. К магнитно-твердым, используемым для изготовления постоянных магнитов, относятся альнико, бариевые и металлокерамические сплавы.

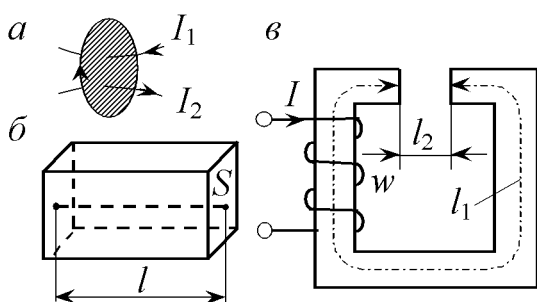


Рис. 7.6. Выбор знаков токов в законе полного тока (a); однородный участок магнитной цепи (b); неразветвленная магнитная цепь (c)

К магнитно-мягким материалам относятся электротехническая сталь, пермаллой, технически чистое железо, альсиферы. Из них изготавливают магнитопроводы для работы в режиме перемагничивания. К магнитно-твердым, используемым для изготовления постоянных магнитов, относятся альнико, бариевые и металлокерамические сплавы.

Основные законы магнитных цепей. Закон полного тока:

циркуляция вектора \vec{H} по произвольному контуру равна алгебраической сумме токов проводимости, охватываемых этим контуром:

$$\oint \vec{H} d\vec{l} = \sum I. \quad (7.3)$$

Токи, связанные с направлением обхода контура правилом правого винта (буравчика), входят в сумму со знаком «+». Для контура на рис. 7.6, а $\sum I = I_1 - I_2$. Величину $\sum I$ называют магнитодвижущей силой (МДС) и обозначают символом F . Единица измерения F – ампер (А).

Магнитную цепь большинства электротехнических устройств можно разбить на однородные участки и вдоль каждого из них принять $H_k = \text{const}$. Тогда интегрирование в (7.3) сводится к суммированию произведений $H_k l_k$, где l_k – длина средней линии k -го участка. Пусть магнитное поле возбуждается несколькими катушками. Для контура, проходящего по осям катушек, (7.3) принимает вид

$$\sum_n H_k l_k = \sum_m I_k w_k = \sum_m F_k, \quad (7.4)$$

где w_k – число витков k -й катушки; n – количество однородных участков контура; m – число катушек, охваченных контуром. Отметим, что в правой сумме (7.4) слагаемые могут иметь разный знак. Произведение $H_k l_k = U_{mk}$ называют *магнитным напряжением участка*, а соотношение (7.4) – *вторым законом Кирхгофа для магнитной цепи*.

Первый закон Кирхгофа для магнитных цепей вытекает из теоремы Гаусса, утверждающей, что поток вектора \vec{B} сквозь любую замкнутую поверхность равен нулю. Это значит, что линии магнитного потока – замкнутые, и для любого узла магнитной цепи

$$\sum \Phi_k = 0. \quad (7.5)$$

Формула (7.5) показывает, что аналогом тока электрической цепи в магнитной цепи является магнитный поток.

Закон Ома для участка магнитной цепи. Рассмотрим однородный участок магнитной цепи с длиной средней линии l , площадью поперечного сечения S и относительной магнитной проницаемостью вещества μ (рис. 7.6, б). Для магнитного потока получим

$$\Phi = BS = \mu_0 \mu HS = \mu_0 \mu S \frac{U_M}{l} = \left[R_M = \frac{l}{\mu_0 \mu S} \right] = \frac{U_M}{R_M}, \quad (7.6)$$

где R_M – магнитное сопротивление участка. Для магнетиков величина μ зависит от H и сопротивление R_M нелинейно. Для воздушного промежутка $\mu = 1$ и R_M линейно.

Расчет неразветвленной магнитной цепи.

1. *Прямая задача.* Для цепи на рис. 7.6, в заданы: l_1, S_1 – длина средней линии и площадь сечения сердечника; l_2 – длина воздушного зазора; материал сердечника – электротехническая сталь известной марки. Определить МДС катушки, обеспечивающую в воздушном зазоре заданный магнитный поток Φ_0 .

Решение. По закону полного тока

$$F = Iw = H_1 l_1 + H_2 l_2. \quad (7.7)$$

Пренебрегаем потоком рассеяния катушки. Тогда магнитный поток на всех участках цепи одинаков и равен Φ_0 . Находим магнитную индукцию сердечника: $B_1 = \Phi_0/S_1$. Считаем, что «выпучиванием» магнитных линий потока в зазоре можно пренебречь, поэтому магнитная индукция в зазоре $B_2 = B_1$. По кривой намагничивания стали находим значение H_1 напряженности сердечника. Напряженность поля в воздушном зазоре определяем как $H_2 = B_2/\mu_0$. Подставив H_1 и H_2 в (7.7), найдем F . Задав одну из величин I, w , находим вторую.

2. *Обратная задача.* Для цепи на рис. 7.6, в известны все геометрические параметры, указанные в прямой задаче, и задана МДС F . Требуется найти магнитный поток Φ_0 .

Решение. Перейдем в (7.7) к значениям индукции:

$$F = \frac{B_1 l_1}{\mu_0 \mu} + \frac{B_2 l_2}{\mu_0}.$$

Поскольку $\Phi = B_1 S_1 = B_2 S_2$, то

$$F = \Phi \left(\frac{l_1}{\mu_0 \mu S_1} + \frac{l_2}{\mu_0 S_2} \right) = \left[\begin{array}{l} R_{M1} = \frac{\mu_0 \mu S_1}{l_1} \\ R_{M2} = \frac{\mu_0 S_2}{l_2} \end{array} \right] = \Phi (R_{M1} + R_{M2}) = U_{M1} + U_{M2}, \quad (7.8)$$

где R_{M1} – нелинейное магнитное сопротивление сердечника; R_{M2} – линейное магнитное сопротивление воздушного зазора. Уравнению (7.8) соответствует схема замещения на рис. 7.7, а, идентичная нелинейной электрической цепи на рис. 7.2, б, для которой нелинейный резистор задавался ВАХ $I = f(U)$. Аналогом этой ВАХ для нелинейного магнит-

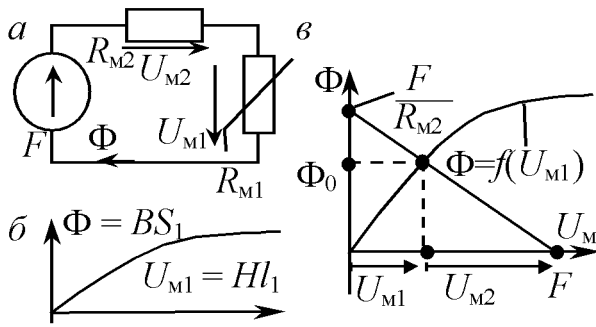


Рис. 7.7. Нелинейная магнитная цепь: *а* – схема замещения; *б* – вебер-амперная характеристика нелинейного элемента; *в* – графическое решение

ного сопротивления R_{M1} будет вебер-амперная характеристика $\Phi = f(U_{M1})$. Для ее построения нужно задаться рядом характерных точек на основной кривой намагничивания $B(H)$ магнетика, затем абсциссу и ординату каждой точки умножить соответственно на l_1 и S_1 (рис. 7.7, *б*). Добавив к характеристике $\Phi = f(U_{M1})$ «внешнюю» характеристику $U_{M1} = F - R_{M2}\Phi$

(рис. 7.7, *в*), находим точку пересечения характеристик, определяющую значение потока Φ_0 .

7.3. Катушка с магнитопроводом в цепи переменного тока

Переменный ток катушки (рис. 7.8, *а*) возбуждает в магнитопроводе основной магнитный поток Φ . Небольшая часть магнитных линий замыкается вне магнитопровода по воздуху, образуя потоки рассеяния Φ_s , которые удобно характеризовать одной интегральной величиной – потокосцеплением рассеяния ψ_s . Основное магнитное сопротивление на пути потоков рассеяния создает линейная воздушная среда, поэтому считают, что ψ_s пропорционально току i : $\psi_s = L_s i$, где L_s – линейная индуктивность рассеяния обмотки.

Полное потокосцепление катушки

$$\psi = w\Phi + \psi_s = w\Phi + L_s i .$$

Согласно закону электромагнитной индукции, изменение потокосцепления катушки индуцирует ЭДС самоиндукции:

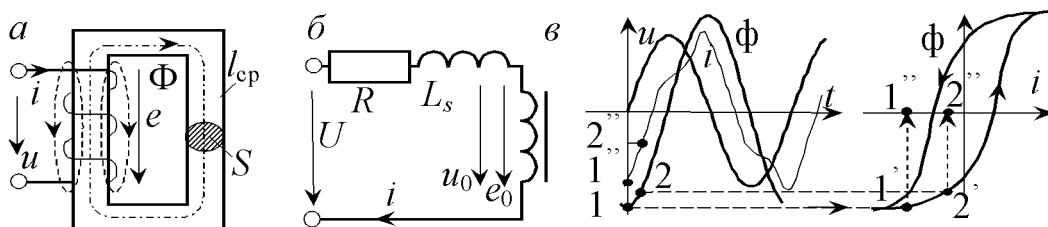


Рис. 7.8. Катушка с магнитопроводом: *а* – конструкция; *б* – схема замещения; *в* – построение кривой тока

$$e = -\frac{d\psi}{dt} = -w\frac{d\Phi}{dt} - L_s\frac{di}{dt}.$$

Из баланса напряжений для контура $e = Ri - u$, где R – активное сопротивление обмотки, находим

$$u = Ri + L_s\frac{di}{dt} + w\frac{d\Phi}{dt}. \quad (7.9)$$

Суммированию напряжений соответствует последовательное соединение элементов. Поэтому из (7.9) следует, что катушка с магнитопроводом представляется схемой замещения в виде последовательного соединения резистора R , линейной индуктивности L_s и нелинейной идеализированной катушки с напряжением $u_0 = -e_0 = wd\Phi/dt$ (рис. 7.8, б). Нелинейность идеализированной индуктивности обусловлена наличием ферромагнитного сердечника. У реальных катушек R и L_s делают минимальными, поэтому, как правило, падением напряжений на них можно пренебречь и считать, что $u \approx u_0 = -e_0$.

Пусть напряжение u источника: $u = U_m \sin \omega t$. Тогда $u_0 \approx \approx U_m \sin \omega t = wd\Phi/dt$. Интегрируя это уравнение, получим $\phi(t) = = -U_m/(w\omega) \cos \omega t + A$, где A – постоянная интегрирования. Можно показать, что в установившемся режиме $A = 0$.

Следовательно

$$\phi(t) = -\frac{U_m}{w\omega} \cos \omega t = \frac{U_m}{w\omega} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = \left[\Phi_m = \frac{U_m}{w\omega}\right] = \Phi_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right), \quad (7.10)$$

т. е. у реальной катушки при синусоидальном питающем напряжении магнитный поток также синусоидален и не зависит от свойств сердечника. Переходя в (7.10) к действующим значениям $U_0 = E_0 = U_m/\sqrt{2}$ с учетом $\omega = 2\pi f$, получим

$$E_0 = U_0 = \sqrt{2}\pi f w \Phi_m \approx 4,44 f w \Phi_m. \quad (7.11)$$

Это выражение используют при практическом анализе трансформаторов и называют трансформаторной ЭДС.

Для получения кривой тока $i(t)$ в катушке предварительно построим петлю гистерезиса магнетика в вебер-амперную характеристику $\Phi(i)$ (см. с. 84). На рис. 7.8, в показан процесс построения по точкам кривой тока $i(t)$. Пусть 1 – исходная точка на кривой $\phi(t)$ при $t = 0$. Ей соответствует т. 1' на правой ветви петли гистерезиса. Точке 1' со-

ответствует т. 1'' на оси тока. Отрицательное значение тока, определяемое т. 1'', откладываем на вертикальной оси при $t = 0$. Задаемся моментом $t = t_1$ (т. 2 на $\phi(t)$) и повторяем все действия. Получим на вертикали $t = t_1$ т. 2''. Соединив т. 1'', 2'', ... плавной кривой, получим график тока $i(t)$.

Ток $i(t)$ несинусоидален. В разложении кривой тока в ряд Фурье содержатся только нечетные гармоники. С достаточной точностью можно ограничиться учетом только первой и третьей гармоник тока. В большинстве случаев амплитуда третьей гармоники $I_{m(3)}$ много меньше амплитуды $I_{m(1)}$ первой, что позволяет для анализа катушки применить метод эквивалентных синусоид. Суть этого метода состоит в замене несинусоидального тока эквивалентной синусоидой при соблюдении двух условий:

1) действующее значение эквивалентной синусоиды равно действующему значению несинусоидального тока, т. е.

$$I = \sqrt{I_{(1)}^2 + I_{(3)}^2};$$

2) мощность потерь после замены не должна измениться. Введение эквивалентной синусоиды тока позволяет для анализа катушки использовать комплексный метод.

Из рис. 7.8, в следует, что ток опережает по фазе поток на небольшой угол δ (угол потерь) и отстает по фазе от напряжения U_0 на угол $90^\circ - \delta$. Это означает, что входное сопротивление идеализированной катушки имеет активно-индуктивный характер. Полная схема замещения катушки представлена на рис. 7.9, а. Сопротивление R_0 обусловлено тепловыми потерями в сердечнике

из-за гистерезиса, а индуктивность L_0 создает основной магнитный поток Φ . При анализе катушки с ферромагнитным сердечником необходимо учитывать возникновение вихревых токов в сердечнике, которые вызывают дополнительные тепловые поте-

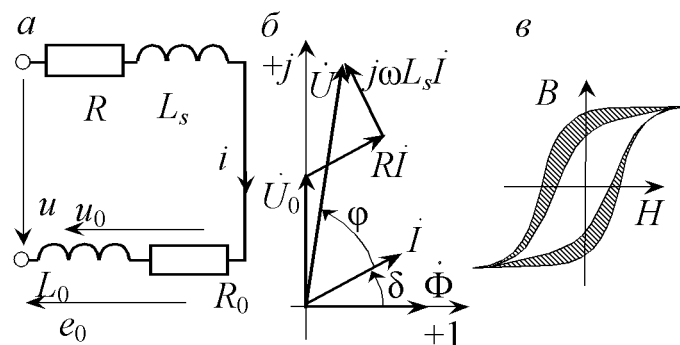


Рис. 7.9. Катушка с магнитопроводом: а – схема замещения; б – векторная диаграмма; в – динамическая и статическая петли гистерезиса сердечника

ри. Для их снижения сердечник собирают из тонких пластин (на частоте 50 Гц толщина пластин $0,35 \div 0,5$ мм). Далее считаем, что сопротивление R_0 учитывает потери из-за гистерезиса и вихревых токов. Для реальных катушек характерны соотношения $R_0 \gg R$; $L_0 \gg L_s$. Векторная диаграмма катушки показана на рис. 7.9, б. На рис. 7.9, в внутренняя петля гистерезиса – статическая петля. При наличии вихревых токов в магнитопроводе петля расширяется, и ее называют динамической. Можно показать, что суммарная мощность потерь в магнитопроводе пропорциональна площади петли гистерезиса.

8. ТРАНСФОРМАТОРЫ

8.1. Назначение, устройство и принцип работы трансформатора

Трансформатором называют статическое электромагнитное устройство, предназначенное для преобразования переменного напряжения одного уровня в переменное напряжение другого уровня той же частоты. Трансформаторы применяются в электротехнике, электронике, электросвязи, устройствах автоматики и контроля. Различают силовые, измерительные, сварочные и специальные трансформаторы. По числу фаз трансформаторы делят на одно- и трехфазные.

Устройство. Трансформатор состоит из сердечника (магнитопровода) и обмоток (рис. 8.1, *а*). Магнитопровод предназначен для усиления индуктивной связи между обмотками и для низких частот собирается из покрытых лаком пластин электротехнической стали, что позволяет уменьшить вихревые токи, наводимые переменным магнитным полем. Первичная обмотка подключается к источнику питания. Все связанные с ней величины отмечают индексом 1. Обмотку, к которой подключается приемник, называют вторичной, и все относящиеся к ней величины снабжают индексом 2. Одна из этих обмоток является обмоткой высшего напряжения (ВН), другая – низшего (НН). Если первичное напряжение U_1 меньше вторичного U_2 , то трансформатор называют повышающим; если $U_1 > U_2$ – понижающим.

Принцип работы. Пусть w_1, w_2 – числа витков первичной и вторичной обмоток, ключ во вторичной цепи разомкнут (холостой ход). К первичной обмотке приложено переменное напряжение u_1 , под действием которого по ней протекает переменный ток холостого хода i_{1x} . МДС $i_{1x}w_1$ создает в магнитопроводе переменный магнитный поток Φ_{1x} (его направление определяется правилом буравчика), который индуцирует в первичной обмотке ЭДС самоиндукции, а во вторичной – ЭДС взаимной индукции. При разомкнутом ключе ток $i_2 = 0$, вторичная обмотка не влияет на первичную.

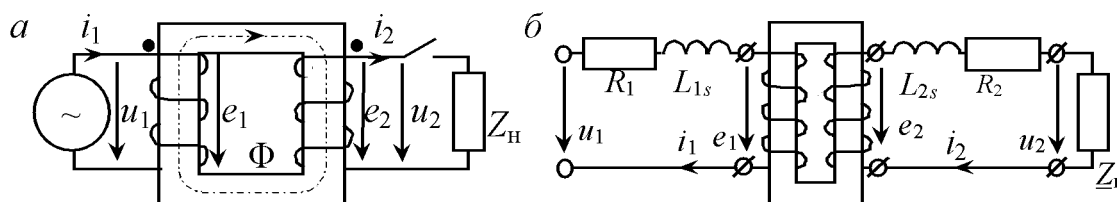


Рис. 8.1. Трансформатор: *а* – конструкция; *б* – схема замещения

Замкнем ключ во вторичной цепи, т. е. установим рабочий режим. Под действием ЭДС взаимной индукции во вторичной цепи появится ток i_2 . МДС $i_2 w_2$ создает магнитный поток Φ_2 , который для указанных на рис. 8.1, а направлений намотки витков и положительных направлений токов i_1 , i_2 направлен навстречу потоку Φ_{1x} , что соответствует правилу Ленца. Это явление называют размагничивающим действием вторичного тока. Результирующий магнитный поток Φ в правильно сконструированном трансформаторе практически зависит только от амплитуды U_{1m} напряжения источника, поэтому размагничивающее действие вторичного тока компенсируется возрастанием тока (и потока) первичной обмотки от значения i_{1x} до некоторого рабочего значения i_1 . Тогда результирующий (рабочий) поток $\Phi \approx \Phi_{1x}$ создается результирующей МДС $i_1 w_1 - i_2 w_2 \approx i_{1x} w_1$. Рабочий поток Φ создает в первичной обмотке ЭДС самоиндукции e_1 и во вторичной обмотке ЭДС взаимной индукции e_2 :

$$e_1 = -w_1 \frac{d\Phi}{dt}; \quad e_2 = -w_2 \frac{d\Phi}{dt}. \quad (8.1)$$

8.2. Уравнения и схема замещения трансформатора. Приведенный трансформатор

Помимо основного магнитного потока Φ , замыкающегося по магнитопроводу, катушки создают небольшие потоки рассеяния Φ_{1s} и Φ_{2s} , замыкающиеся по воздуху. Воздух является линейной средой для магнитного поля, поэтому в схеме замещения трансформатора потоки рассеяния обмоток учитывают в виде линейных индуктивностей рассеяния L_{1s} , L_{2s} (рис. 8.1, б). На схеме замещения активные сопротивления R_1 , R_2 обмоток условно показаны вне обмоток, а обмотки на рис. 8.1, б не имеют активного сопротивления, не создают потоков рассеяния и вместе с магнитопроводом образуют так называемый идеализированный трансформатор. Для первичного и вторичного контуров схемы замещения (рис. 8.1, б) по ВЗК получим

$$\begin{cases} u_1 = -e_1 + R_1 i_1 + L_{1s} \frac{di_1}{dt} = w_1 \frac{d\Phi}{dt} + R_1 i_1 + L_{1s} \frac{di_1}{dt}, \\ u_2 = -e_2 - R_2 i_2 - L_{2s} \frac{di_2}{dt} = w_2 \frac{d\Phi}{dt} - R_2 i_2 - L_{2s} \frac{di_2}{dt}. \end{cases} \quad (8.2)$$

Пренебрегаем неоднородностью магнитного поля и считаем, что

индукция B и напряженность H равны их значениям на средней линии l_{cp} в магнитопроводе. Это позволяет считать цепь линейной и применить для ее анализа комплексный метод, в котором дифференцирование заменяется умножением на $j\omega$, и уравнения (8.2) принимают вид

$$\dot{U}_1 = j\omega w_1 \dot{\Phi} + R_1 \dot{I}_1 + j\omega L_{1s} \dot{I}_1; \dot{U}_2 = j\omega w_2 \dot{\Phi} - R_2 \dot{I}_2 - j\omega L_{2s} \dot{I}_2, \quad (8.3)$$

где $\dot{\Phi}$ – комплексное значение магнитного потока.

Сечение проводников обмоток выбирают так, чтобы R_1, R_2 были малы. Сердечники трансформаторов изготавливают из стали с высокой магнитной проницаемостью, используют плотную намотку витков и максимально близкое расположение катушек (обмотку ВН наматывают поверх обмотки НН). Такие меры снижают потоки рассеяния и учитывающие их индуктивности рассеяния. Поэтому второе и третье слагаемые в (8.2) и (8.3) составляют несколько процентов от U_1 и U_2 (кроме трансформаторов с $P < 1$ кВт). Тогда можно полагать

$$u_1 \approx -e_1 = w_1 \frac{d\Phi}{dt}; \quad u_2 \approx -e_2 = w_2 \frac{d\Phi}{dt}. \quad (8.4)$$

Напряжению источника $u_1(t) = U_{1m} \sin \omega t$ соответствует по (7.10)

$$\phi(t) = -\frac{U_{1m}}{\omega w_1} \cos \omega t = -\Phi_m \cos \omega t, \quad (8.5)$$

где $\Phi_m = U_{1m}/(\omega w_1)$ – амплитуда магнитного потока. Таким образом, амплитуда Φ_m основного потока определяется амплитудой питающего напряжения и остается почти неизменной в режимах от холостого хода до номинального. С учетом (8.5) для ЭДС e_1, e_2 находим

$$e_1 = -w_1 \omega \Phi_m \sin \omega t; \quad e_2 = -w_2 \omega \Phi_m \sin \omega t. \quad (8.6)$$

Действующие значения трансформаторных ЭДС

$$E_1 = \sqrt{2} \pi f w_1 \Phi_m = 4,44 f w_1 \Phi_m; \quad E_2 = 4,44 f w_2 \Phi_m. \quad (8.7)$$

Коэффициентом трансформации n называют отношение

$$n = \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2}. \quad (8.8)$$

Поскольку $U_1 \approx E_1; U_2 \approx E_2$, то из (8.4)–(8.8) следует

$$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{w_1}{w_2}. \quad (8.9)$$

На практике коэффициентом трансформации называют отношение номинального высшего напряжения трансформатора к номинальному низшему (под номинальным понимают напряжение в режиме холостого хода). Тогда коэффициент трансформации

$$n = \frac{w_B}{w_H}, \quad (8.10)$$

и для любого трансформатора $n \geq 1$. Для определенности под n будем понимать выражения (8.8), (8.9).

Из постоянства амплитуды потока Φ_m , согласно закону полного тока, следует постоянство МДС:

$$w_1 \dot{I}_1 - w_2 \dot{I}_2 = w_1 \dot{I}_{1x}. \quad (8.11)$$

Это равенство справедливо и для мгновенных значений:

$$w_1 i_1 - w_2 i_2 = w_1 i_{1x}. \quad (8.12)$$

Равенства (8.11), (8.12) приводятся к виду

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{1x} + \frac{\dot{I}_2}{n}; \quad i_1 = i_{1x} + \frac{i_2}{n}. \quad (8.13)$$

Из (8.13) следует, что ток \dot{I}_1 состоит из тока \dot{I}_{1x} (намагничивающего тока), определяющего основной магнитный поток Φ , и тока \dot{I}_2/n , компенсирующего размагничивающее действие тока вторичной обмотки. Ток холостого хода I_{1x} составляет 3÷10% от номинального первичного тока I_1 . Если пренебречь I_{1x} , то

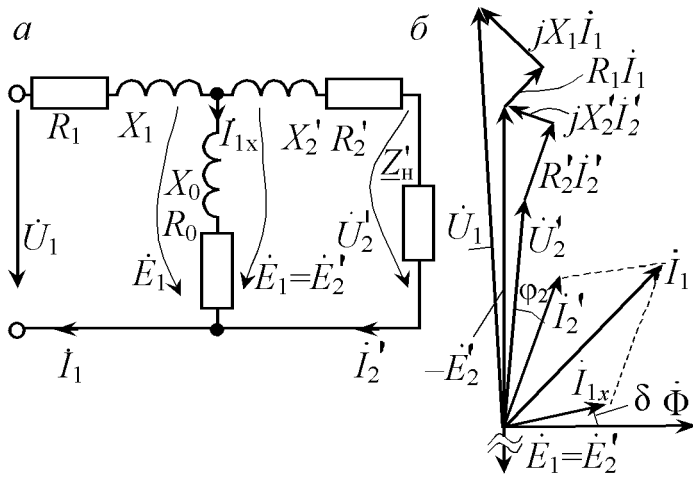
$$\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \approx n. \quad (8.14)$$

Магнитная связь между обмотками усложняет анализ трансформаторов. Для его упрощения составляют эквивалентную электрическую схему, в которой магнитная связь заменяется гальванической. Получил распространение способ приведения вторичной обмотки трансформатора к первичной. Приведенная вторичная обмотка содержит то же количество витков, что и первичная, т. е. $w'_2 = w_1$. Поскольку

ЭДС обмоток после приведения становятся одинаковыми

$$e_1 = e'_2, \dot{E}_1 = \dot{E}'_2 = n\dot{E}_2, \quad (8.15)$$

то можно считать, что напряжение во вторичную цепь передается непосредственно с первичной обмотки (рис. 8.2, а). На этом рисунке



$X_1 = \omega L_{1s}$, $X_2 = \omega L_{2s}$ – реактивные сопротивления рассеяния обмоток.

Операция приведения увеличивает ЭДС E_2 в n раз (8.15). Для сохранения мощностей всех элементов вторичной цепи ее параметры нужно пересчитать так, чтобы ток I_2 уменьшился в n раз, т. е. $I'_2 = I_2/n$. Это означает, что входное сопротивление вторичной цепи

Рис. 8.2. Трансформатор: а – приведенная схема; б – векторная диаграмма

$$\underline{Z}'_{2\text{вх}} = \frac{\dot{E}'_2}{\dot{I}'_2} = \frac{n\dot{E}_2}{\dot{I}_2/n} = n^2 \frac{\dot{E}_2}{\dot{I}_2} = n^2 \underline{Z}_{2\text{вх}} \quad (8.16)$$

должно увеличиться в n^2 раз. Тогда для получения приведенных сопротивлений сопротивления всех элементов вторичной цепи на рис. 8.1, б нужно увеличить в n^2 раз:

$$R'_2 = n^2 R_2; X'_2 = n^2 X_2 = n^2 \omega L_{2s}; \underline{Z}'_{\text{н}} = n^2 \underline{Z}_{\text{н}}. \quad (8.17)$$

Из (8.13) следует, что ток ветви с элементами X_0 , R_0 равен намагничивающему току I_{1x} (эту ветвь называют намагничивающей). R_0 введено с целью учета тепловых потерь в сердечнике за счет гистерезиса и вихревых токов. Параметры X_0 , R_0 определяются экспериментально. По ВЗК для приведенной схемы можно составить следующие уравнения:

$$\dot{U}_1 = R_1 \dot{I}_1 + jX_1 \dot{I}_1 - \dot{E}_1; \dot{U}'_2 = -R'_2 \dot{I}'_2 - jX'_2 \dot{I}'_2 - \dot{E}'_2. \quad (8.18)$$

Из $w'_2 = w$ следует

$$R_1 = R'_2; X_1 = X'_2.$$

8.3. Векторная диаграмма трансформатора

Векторную диаграмму можно строить по уравнениям (8.3) для цепи на рис. 8.1, б или для приведенной схемы трансформатора на рис. 8.2, а. Удобнее диаграмма для приведенного трансформатора, поскольку благодаря $U_1 \approx U'_2$ не возникает проблемы выбора масштаба.

В реальном трансформаторе ток холостого хода наряду с реактивной составляющей $\dot{I}_{\text{рх}}$, создающей в магнитопроводе основной магнитный поток Φ , имеет активную $\dot{I}_{\text{ак}}$, обусловленную тепловыми потерями в магнитопроводе на вихревые токи и гистерезис. $I_{\text{ак}}$ не превышает 10% от $I_{1\text{х}}$. Угол $\delta = \arctg(I_{\text{ак}}/I_{\text{рх}}) = \arctg(R_0/X_0)$ называют углом потерь. Реактивная составляющая совпадает по фазе с потоком. Пусть нагрузка $Z_{\text{н}}$ трансформатора имеет активно-индуктивный характер, т. е. $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} + jX_{\text{н}}$. Диаграмма строится следующим образом. Из точки О в произвольном направлении строим вектор \dot{I}'_2 и для заданной нагрузки ($\varphi_{\text{н}} > 0$) в направлении опережения \dot{U}'_2 . Дальнейшие построения ведем по (8.18). Добавляем к \dot{U}'_2 вектор $R'_2\dot{I}'_2$, параллельный \dot{I}'_2 , и вектор $jX'_2\dot{I}'_2$, опережающий \dot{I}'_2 на 90° . Сумма этих трех векторов образует $-\dot{E}'_2$. $\dot{E}'_2 = \dot{E}_1$ направляем в противоположную $-\dot{E}'_2$ сторону. Затем строим вектор потока $\dot{\Phi}$, опережающий $-\dot{E}'_2 = \dot{E}_1$ на 90° . Вектор тока холостого хода $\dot{I}_{1\text{х}}$ опережает $\dot{\Phi}$ на угол δ . У реальных трансформаторов $\delta = 5^\circ \div 10^\circ$. Суммируя $\dot{I}_{1\text{х}}$ и \dot{I}_2 , получаем по (8.13) вектор первичного тока \dot{I}_1 . Далее построения идут по первому уравнению (8.18). К $-\dot{E}_1$ добавляем вектор $R_1\dot{I}_1$, сонаправленный с \dot{I}_1 , и вектор $jX_1\dot{I}_1$, опережающий \dot{I}_1 на 90° . Сумма этих трех векторов определяет \dot{U}_1 . $\dot{U}_1 \approx \dot{U}'_2$. На диаграмме это условие нарушено потому, что маленькие векторы $R'_2\dot{I}'_2$, $jX'_2\dot{I}'_2$, $R_1\dot{I}_1$, $-jX_1\dot{I}_1$, $\dot{I}_{1\text{х}}$ для наглядности построены в увеличенном масштабе.

8.4. Экспериментальное исследование трансформатора

В лаборатории проводят опыты холостого хода и короткого замыкания с целью определения коэффициента трансформации, потерь в трансформаторе и параметров схемы замещения. Опыт холостого хода проводят по схеме на рис. 8.3, а. В ней имеется амперметр, ваттметр и два вольтметра. Большое внутреннее сопротивление вольтметра практически обеспечивает режим холостого хода ($I_2 \approx 0$). Поэтому показание амперметра равно $I_{1\text{х}}$, а ваттметр измеряет мощность потерь $P_{\text{х}}$ при холостом ходе. Приведем порядок расчета параметров трансформатора по $U_{1\text{ном}}$, $I_{1\text{х}}$, $P_{\text{х}}$, $U_{2\text{х}}$ согласно схемы замещения на рис. 8.3, б

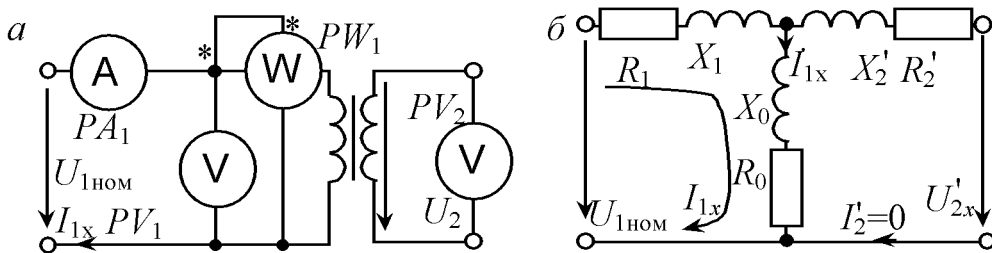


Рис. 8.3. Опыт холостого хода трансформатора: *а* – схема; *б* – схема замещения

Находим коэффициент трансформации $n = U_{1ном}/U_{2x}$. У реальных трансформаторов $R_1 = R'_2 \ll R_0$, $X_1 = X'_2 \ll X_0$, поэтому мощность P_x практически определяется только потерями в R_0 :

$$P_x = R_0 I_{1x}^2 = U_{1ном} I_{1x} \cos \varphi_x. \quad (8.19)$$

Отсюда находим R_0 и $\cos \varphi_x$. Находим полное сопротивление цепи:

$$Z_x = \frac{U_{1ном}}{I_{1x}} = \sqrt{(R_1 + R_0)^2 + (X_1 + X_0)^2} \approx \sqrt{R_0^2 + X_0^2}. \quad (8.20)$$

Из (8.20) получаем $X_0 = \sqrt{Z_x^2 - R_0^2}$.

Угол потерь δ равен $\delta = \pi/2 - \varphi_x$, или $\delta = \arctg(R_0/X_0)$.

Опыт короткого замыкания проводится по схеме на рис. 8.4, *а*, схема замещения для режима короткого замыкания приведена на рис. 8.4, *б*. Опыт проводится при пониженном напряжении $U_{1к}$, которое устанавливается экспериментально: при отключенном напряжении на входе замыкают накоротко зажимы вторичной обмотки.

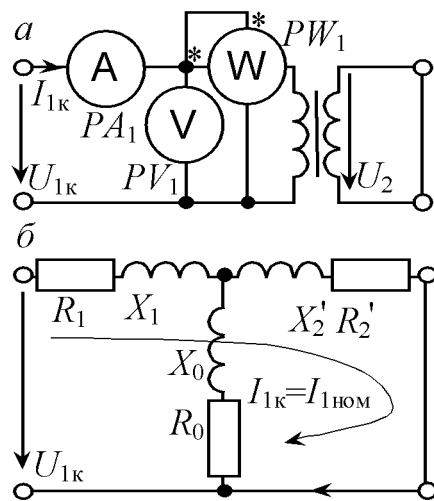


Рис. 8.4. Опыт короткого замыкания: *а* – схема; *б* – схема замещения

Затем медленно увеличивают U_1 до значения $U_{1к}$, при котором показание амперметра равно $I_{1ном}$. Ваттметр измеряет мощность потерь в режиме короткого замыкания P_k . Поскольку X_0 , R_0 существенно больше сопротивлений обмоток, то ток $I_{1к} = I_{1ном}$ практически замыкается по внешнему контуру на рис. 8.4, *б*. Мощность потерь $P_k = (R_1 + R'_2) I_{1ном}^2 = 2R'_2 I_{1ном}^2$, откуда $R'_2 = R_1 = P_k / (2I_{1ном}^2)$; $R_2 = R'_2 / n^2$.

Сопротивление $R_k = R_1 + R'_2$ называ-

ют активным сопротивлением короткого замыкания. Полное сопротивление короткого замыкания

$$Z_k = \frac{U_{1к}}{I_{1ном}} = \sqrt{R_k^2 + (X_1 + X_2')^2} = \sqrt{R_k^2 + X_k^2}, \quad (8.21)$$

где $X_k = X_1 + X_2'$ – реактивное сопротивление короткого замыкания. Из формулы (8.21) следует $X_k = \sqrt{Z_k^2 - R_k^2}$, $X_1 = X_2' = X_k/2$, $X_2 = X_2'/n^2$.

Напряжение $U_{1к}$ является важным параметром трансформатора и указывается на его щитке (в %). Активная и реактивная составляющие напряжения $U_{1к}$:

$$U_{1к,а} \% = \frac{P_k}{S_{ном}} 100; \quad U_{1к,р} \% = \sqrt{(U_{1к} \%)^2 - (U_{1к,а} \%)^2}.$$

8.5. Внешняя характеристика и КПД трансформатора

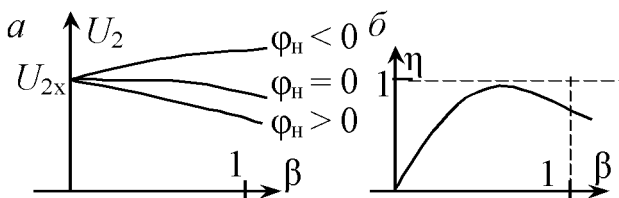
Внешней характеристикой трансформатора называют зависимость вторичного напряжения U_2 от тока нагрузки I_2 при заданном коэффициенте мощности нагрузки $\cos\varphi_n$ и номинальном первичном напряжении $U_{1ном}$. Ток I_2 задают не в абсолютных, а в относительных единицах $\beta = I_2/I_{2ном} = I_1/I_{1ном}$, где β – коэффициент загрузки трансформатора. Изменение напряжения на выходе трансформатора

$$\Delta U \% = (U_{1ном} - U_2')/U_{1ном} = \beta(U_{1к,а} \% \cos\varphi_n + U_{1к,р} \% \sin\varphi_n) \quad (8.22)$$

определяет вид внешней характеристики:

$$U_2 = U_{2x}(1 - \Delta U \% / 100). \quad (8.23)$$

При активной и активно-индуктивной нагрузке наблюдается падение напряжения U_2 с ростом I_2 , а для активно-емкостной нагрузки



напряжение U_2 может расти с ростом I_2 (рис. 8.5, а).

КПД трансформатора $\eta = P_2/P_1 = 1 - \Delta P/P_1$, где P_2 – активная мощность, потребляемая нагрузкой; P_1 – активная мощность, потребляемая трансформатором из сети;

Рис. 8.5. Внешние характеристики (а) и КПД трансформатора (б)

$\Delta P = \Delta P_{\text{ст}} + \Delta P_{\text{м}}$ – сумма мощностей потерь в стали сердечника и меди обмоток. Для расчета η используют

$$\eta = \frac{\beta S_{\text{ном}} \cos \varphi_{\text{н}}}{\beta S_{\text{ном}} \cos \varphi_{\text{н}} + P_x + \beta^2 P_{\text{к}}} \quad (8.24)$$

Типичный ход кривой $\eta(\beta)$ показан на рис. 8.5, б. КПД максимален при $\beta = \sqrt{P_x/P_{\text{к}}}$.

8.6. Измерительные трансформаторы

Измерительные трансформаторы делят на трансформаторы напряжения и трансформаторы тока. Их используют для включения измерительных приборов и устройств автоматической защиты в цепи высокого напряжения. При этом достигаются две цели: 1) благодаря отсутствию гальванической связи приборов с цепями высокого напряжения повышается безопасность работы персонала; 2) увеличиваются пределы измерения измерительных приборов переменного тока.

Трансформатор напряжения (ТН) (рис. 8.6, а) применяют для включения вольтметров, реле и обмоток напряжения измерительных приборов (ваттметров, фазометров, счетчиков, частотомеров). У ТН первичная обмотка ВН с большим числом витков w_1 включается в цепь высокого измеряемого напряжения U_1 , а ко вторичной обмотке НН с небольшим числом w_2 подключают вольтметр. Вывод вторичной обмотки и корпус ТН заземляют. Это повышает безопасность работы при повреждении изоляции и замыкает на землю емкостные токи между первичной и вторичной обмотками, влияющие на точность измерений.

Поскольку сопротивление вольтметра велико, то ТН практически работает в режиме холостого хода и

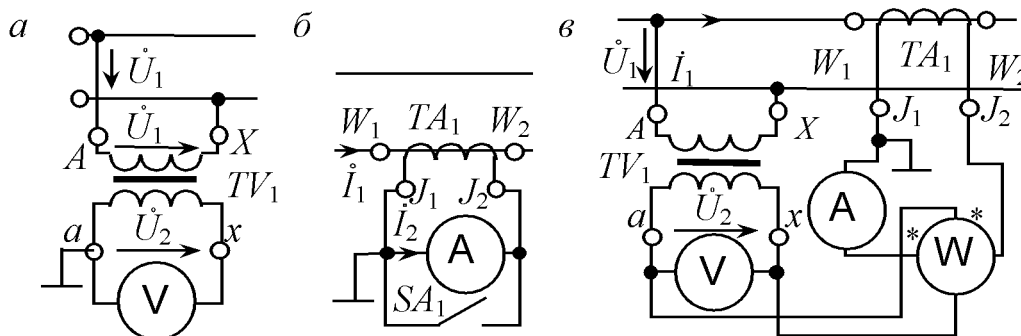


Рис. 8.6. Схемы подключения: а – трансформатора напряжения; б – трансформатора тока; в – трансформаторов напряжения и тока с ваттметром

$$\frac{U_1}{U_2} \approx \frac{E_1}{E_2} = \frac{w_1}{w_2} = K_{\text{н}}. \quad (8.25)$$

Измерив U_2 и зная коэффициент трансформации $K_{\text{н}}$, можно определить высокое напряжение U_1 (шкалу вольтметра градуируют в значениях U_1). Одноименные выводы первичной и вторичной обмоток трансформатора маркированы: А и а, Х и х. Соблюдение полярности подключения важно для приборов, реагирующих на изменение фазы напряжения (ваттметр, счетчик). Вторичное номинальное напряжение ТН, как правило, равно 100 В. Классом точности называют наибольшее допустимое значение в процентах основной погрешности прибора. Стационарные трансформаторы напряжения имеют классы точности 0,5; 1,0; 3,0. Число приборов, подключаемых параллельно вторичной обмотке ТН, при заданном классе точности ограничено (погрешность измерений ниже при режиме, близком к холостому ходу).

Трансформатор тока (ТТ) (рис. 8.6, б) применяют для подключения амперметров и токовых обмоток других измерительных приборов. Первичная обмотка ТТ имеет небольшое количество витков w_1 и включается в разрыв линии с измеряемым током I_1 . Первичная обмотка условно изображается в виде отрезка проводника с зажимами W_1, W_2 . Ко вторичной обмотке ТТ, число витков которой $w_2 \gg w_1$, последовательно подключается амперметр. Поскольку сопротивление амперметра мало, то ТТ работает в режиме, близком к режиму короткого замыкания. В отличие от силовых трансформаторов первичная обмотка ТТ, имеющая малое комплексное сопротивление, подключается последовательно с потребителем, и ток \dot{I}_1 определяется только потребителем. Можно считать, что ТТ подключен к источнику тока $\dot{J} = \dot{I}_1$. Вторичный ток \dot{I}_2 трансформатора тока оказывает, как и в силовом трансформаторе, размагничивающее действие. Однако компенсирующего роста тока I_1 здесь нет, поэтому рабочая намагничивающая сила $\dot{F}_\text{р} = \dot{I}_1 w_1 - \dot{I}_2 w_2$ мала и в точных ТТ составляет десятые доли процента от $\dot{I}_1 w_1$. Пренебрегая величиной $F_\text{р}$, получим

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2 \frac{w_2}{w_1} = \frac{\dot{I}_2}{K_\text{т}}, \quad (8.26)$$

где $K_\text{т} = w_1/w_2$. Поскольку $w_1 \ll w_2$, то измеренный ток $I_2 \ll I_1$. После измерения I_2 ток I_1 вычисляется по (8.26). Обычно у амперметра $I_{2\text{ном}} = 5$ А, и при работе со штатным ТТ его шкалу градуируют в значениях первичного тока.

Трансформаторы тока имеют классы точности 0,2; 0,5; 1; 3; 10. Работа их тем точнее, чем ближе режим к режиму короткого замыкания. Поэтому для ТТ указывается наибольшее суммарное сопротивление приборов, подключаемых последовательно ко вторичной обмотке. При работе ТТ недопустим разрыв в цепи вторичной обмотки, так как это прекращает ее размагничивающее действие, магнитный поток Φ в магнитопроводе резко возрастает, что может привести к перегреву ТТ и выходу его из строя. Одновременно с ростом Φ происходит резкое увеличение ЭДС E_2 во вторичной обмотке (до нескольких тысяч вольт), что опасно для обслуживающего персонала. Поэтому перед отключением амперметра необходимо замкнуть ключ SA_1 на рис. 8.6, б. На рис. 8.6, в показано подключение нескольких приборов (амперметра, вольтметра и ваттметра) к ТН и ТТ. Для получения активной мощности цепи нужно показание ваттметра умножить на K_H/K_T .

8.7. Трехфазные трансформаторы

Магнитопровод трехфазного трансформатора состоит из трех стержней A, B, C , концы которых замыкаются ярмом D (рис. 8.7, а). На каждом стержне расположены две обмотки одной фазы, причем обмотки ВН намотаны поверх обмоток НН (на рис. 8.7, а обмотки каждой фазы для наглядности условно смещены).

Начала обмоток ВН обозначают A, B, C , концы – X, Y, Z ; у обмоток НН a, b, c – начала, x, y, z – концы. Первичные и вторичные обмотки могут соединяться звездой (Y), звездой с выделенной нейтралью (Y_H) и треугольником (Δ). Способ соединения обмоток ВН указывают первым, а способ соединения обмоток НН – через наклонную черту вторым, например, Y_H/Δ . Фазный коэффициент трансформации

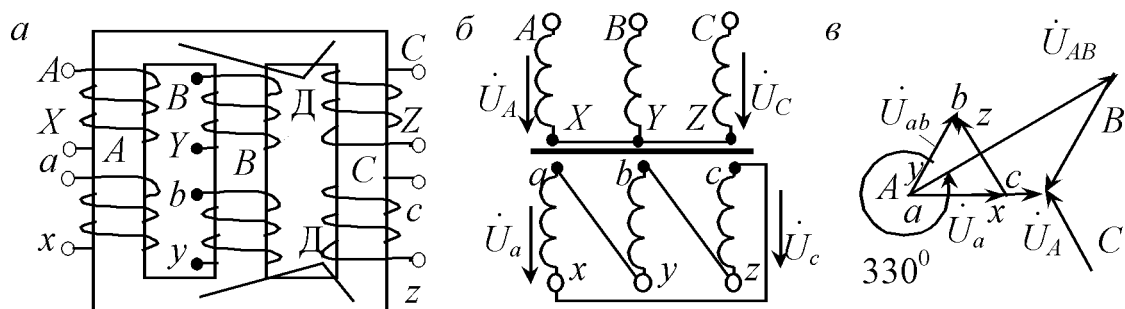


Рис. 8.7. Трехфазный трансформатор: а – конструкция; б – схема; в – векторная диаграмма

$$n_{\phi} = \frac{w_{\text{ВН}}}{w_{\text{НН}}} = \frac{U_{\phi\text{ВН}}}{U_{\phi\text{НН}}}, \quad (8.27)$$

где фазные напряжения обмоток соответствуют режиму холостого хода. Линейным коэффициентом трансформации называют отношение линейных напряжений в режиме холостого хода:

$$n_{\text{л}} = \frac{U_{\text{лВН}}}{U_{\text{лНН}}}. \quad (8.28)$$

Свойства симметричных трехфазных цепей обуславливают соотношения между $n_{\text{л}}$ и n_{ϕ} для разных типов соединения обмоток:

$$\text{Y/Y и } \Delta/\Delta: n_{\text{л}}=n_{\phi}; \text{ Y}/\Delta: n_{\text{л}} = \sqrt{3}n_{\phi}; \Delta/\text{Y}: n_{\text{л}} = \frac{n_{\phi}}{\sqrt{3}}. \quad (8.29)$$

Наличие вывода нейтральной точки не изменяет этих соотношений.

При параллельной работе трансформаторов и при использовании измерительных трансформаторов важны фазовые сдвиги между первичным и вторичным напряжениями. Поэтому трехфазные трансформаторы делят на группы соединений в зависимости от сдвига фаз одноименных линейных напряжений обмоток ВН и НН. У трехфазных трансформаторов угол сдвига этих напряжений кратен 30° , что делает возможным двенадцать групп соединений, которые нумеруют целыми числами 0, 1, 2, ..., 11. Для определения номера группы соединения нужно найти в градусах угол, на который вектор линейного напряжения обмотки НН отстает от одноименного вектора линейного напряжения обмотки ВН, и разделить этот угол на 30. Угол отставания определяется против часовой стрелки от вектора НН до вектора ВН.

Определим группу соединения трансформатора на рис. 8.7, а, обмотки которого соединены в соответствии с рис. 8.7, б. Строим топографическую диаграмму напряжений для обмоток ВН, соединенных звездой (рис. 8.7, в). Находим вектор одного из линейных напряжений, например \dot{U}_{AB} . Одноименные фазные напряжения \dot{U}_A и \dot{U}_a совпадают по фазе, это справедливо и для других одноименных пар фазных напряжений. Начало \dot{U}_a совмещаем с т. А. Вектор фазного напряжения \dot{U}_c в соответствии со схемой соединения нужно расположить так, чтобы его начало, т. е. точка с, совпала с точкой х. Продолжив построения, получим треугольник abc вторичных напряжений. Соединив точки a и b , получим вектор \dot{U}_{ab} , угол отставания (именно отставания) которого от

вектора \dot{U}_{AB} равен 330^0 . Номер группы равен 11. Для определения номера группы удобно векторы \dot{U}_{AB} и \dot{U}_{ab} интерпретировать соответственно минутной и часовой стрелками на циферблате. Считая, что минутная стрелка показывает ноль минут, получим показания часов, определяющие номер группы.

Итак, трансформатор на рис. 8.7, б обозначается $Y/\Delta - 11$. Предлагаем убедиться, что если у вторичных обмоток объединить точки x и b , y и c , z и a , то соединение Δ сохраняется, но номер группы станет равным 1. Трансформаторы, включаемые на параллельную работу, обязательно должны иметь одну и ту же группу соединений.

В странах СНГ используют трансформаторы только двух групп: 0 и 11. Нулевой группе соответствует один способ соединения Y/Y_H , одиннадцатая может быть получена для соединений Y/Δ и Y_H/Δ .

8.8. Трансформаторы для дуговой сварки и автотрансформаторы

В электросварке используется явление электрической дуги, возникающей между электродом и свариваемой деталью. Электрическая схема сварочного трансформатора приведена на рис. 8.8, а. Обмотки 1 и 2 образуют понижающий трансформатор. При холостом ходе напряжение между электродом 6 и деталью 7 $U_{2x} = 60 - 70$ В, а при номинальном режиме $U_{2ном} = 30$ В.

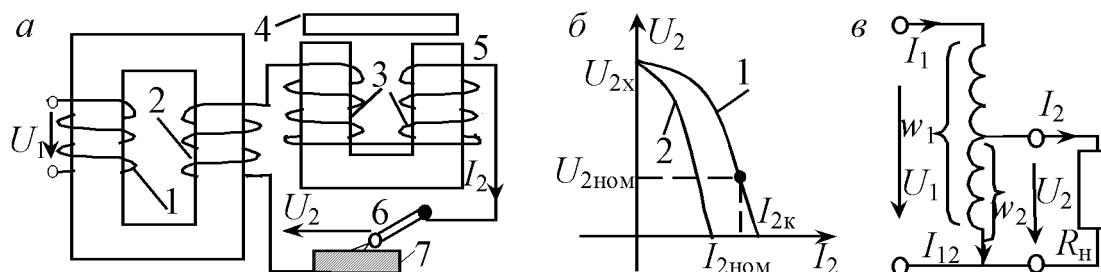


Рис. 8.8. Конструкция (а) и внешние характеристики (б) сварочного трансформатора; схема автотрансформатора (в)

Для получения качественной сварки требуется устойчивое горение дуги, что наблюдается, если ток сварки I_2 почти не изменяется. При $I_2 \approx \text{const}$ внешняя характеристика должна иметь круто падающий участок (рис. 8.8, б). Такая характеристика получается при увеличенном потоке рассеяния трансформатора, что обеспечивается намоткой обмоток 1 и 2 на разных стержнях магнитопровода. Для изменения внешней

характеристики, а значит и тока сварки, во вторичную цепь последовательно включают дроссель (реактор) **3** с изменяемым зазором **5** между сердечником и якорем **4**. Второе назначение дросселя – ограничение тока короткого замыкания. Коэффициент мощности сварочных трансформаторов низок ($0,4 \div 0,5$).

Автотрансформатором называют трансформатор, у которого обмотки высшего и низшего напряжений имеют магнитную и электрическую (гальваническую) связь. У понижающего автотрансформатора (рис. 8.8, в) вторичная обмотка с числом витков w_2 является частью первичной с числом витков w_1 . Пренебрегая потерями в обмотках, рассеянием магнитного потока и током холостого хода, получим

$$n = \frac{w_1}{w_2} = \frac{U_1}{U_2} \approx \frac{I_2}{I_1}.$$

Ток обмотки w_2

$$I_{12} = |I_2 - I_1| = nI_1 - I_1 = I_1(n - 1),$$

а в двухобмоточном трансформаторе ток вторичной обмотки $I_2 = nI_1$. Если n мало отличается от единицы (для автотрансформаторов характерно $n \leq 3$), то I_{12} значительно меньше I_2 двухобмоточного трансформатора (при прочих равных условиях). Поэтому у автотрансформатора сечение провода, масса, габариты и потери меньше, чем у трансформатора той же мощности.

Существенным недостатком автотрансформатора является наличие гальванической связи между обмотками, что требует для обмотки НН изоляцию такую же, как и для обмотки ВН. Из условий электробезопасности не допускается использовать автотрансформаторы для питания цепей низкого напряжения от высоковольтной сети.

Автотрансформаторы применяются при пуске мощных асинхронных и синхронных двигателей, при соединении высоковольтных сетей с разным напряжением. Маломощные автотрансформаторы используют в устройствах автоматики, электросвязи, радиоаппаратуре. Широкое распространение получил лабораторный автотрансформатор (ЛАТР), позволяющий плавно регулировать выходное напряжение.

СОДЕРЖАНИЕ

1.	ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ, ЭЛЕМЕНТЫ И ЗАКОНЫ ЦЕПЕЙ	4
1.1.	Электрическая схема, ее элементы.....	4
1.2.	Пассивные элементы цепи. Линейные и нелинейные цепи.....	6
1.3.	Идеальные активные элементы цепи	11
1.4.	Топологические понятия цепи. Законы Кирхгофа. Обобщенный закон Ома.	12
1.5.	Схемы замещения и режимы работы реальных источников	16
2.	АНАЛИЗ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ В РЕЖИМЕ ПОСТОЯННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ.....	18
2.1.	Элементы цепей постоянного тока.....	18
2.2.	Расчет цепей методом эквивалентных преобразований	18
2.3.	Методы расчета сложных электрических цепей	23
3.	АНАЛИЗ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА.....	31
3.1.	Параметры синусоидальных напряжений и токов.....	31
3.2.	Способы представления синусоидальных напряжений и токов	32
3.3.	Свойства комплексных чисел и правила действий с ними.....	35
3.4.	Комплексные сопротивление и проводимость пассивного двухполюсника и R -, C -, L -элементов	37
3.5.	Комплексный метод анализа цепей синусоидального тока.....	40
3.6.	Последовательное соединение R -, L -, C -элементов. Топографическая диаграмма. Резонанс напряжений	42
3.7.	Параллельное соединение R -, L -, C -элементов. Резонанс токов	47
3.8.	Смешанное соединение R -, L -, C -элементов. Резонанс токов в контуре с потерями.....	50
3.9.	Технико-экономическое значение коэффициента мощности.....	51
4.	ТРЕХФАЗНЫЕ ЦЕПИ	54
4.1.	Элементы трехфазных цепей и их свойства.....	54
4.2.	Соединение фаз приемника звездой	58
4.3.	Соединение фаз приемника треугольником.....	61
4.4.	Мощность трехфазных цепей. Измерение мощности	62
4.5.	Защитное заземление и зануление в трехфазных сетях	64
5.	ПЕРИОДИЧЕСКИЕ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫЕ ТОКИ.....	66
5.1.	Причины возникновения, описание с помощью рядов Фурье..	66
5.2.	Фильтры	67
5.3.	Расчет воздействия несинусоидальной ЭДС на ФНЧ	69
6.	ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЯХ.....	73

6.1. Возникновение переходных процессов. Законы коммутации ..	73
6.2. Переходный процесс при резком снижении тока через катушку	74
6.3. Подключение конденсатора к источнику постоянного напряжения	78
7. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ...	81
7.1. Характеристики, схемы замещения и основы расчета нелинейных электрических цепей постоянного тока	81
7.2. Магнитные цепи с постоянной магнитодвижущей силой.....	83
7.3. Катушка с магнитопроводом в цепи переменного тока	88
8. ТРАНСФОРМАТОРЫ.....	92
8.1. Назначение, устройство и принцип работы трансформатора.....	92
8.2. Уравнения и схема замещения трансформатора. Приведенный трансформатор	93
8.3. Векторная диаграмма трансформатора	97
8.4. Экспериментальное исследование трансформатора.....	97
8.5. Внешняя характеристика и КПД трансформатора.....	99
8.6. Измерительные трансформаторы	100
8.7. Трехфазные трансформаторы	102
8.8. Трансформаторы для дуговой сварки и автотрансформаторы.	104

Учреждение образования
«БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

В.И. ГОРОШКО, И.О. ОРОБЕЙ, Д.А. ГРИНЮК

**ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ОСНОВЫ
ЭЛЕКТРОНИКИ И
ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ
ХИМИЧЕСКИХ ПРОИЗВОДСТВ**

Минск 2006

104

В.И. Горошко, И.О. Оробей, Д.А. Гринюк
Белорусский государственный технологический университет
кафедра автоматизации производственных процессов и электротехники

ЧАСТЬ ВТОРАЯ

СОДЕРЖАНИЕ

9. ДИОДЫ И СХЕМЫ НА ИХ ОСНОВЕ	106
9.1. Линейные и нелинейные резисторы	106
9.2. Конденсаторы, индуктивные и коммутационные элементы	107
9.3. Понятие о $p-n$ -переходе и полупроводниковые диоды.	109
9.4. Выпрямители на диодах.....	112
9.5. Стабилитрон и стабилизатор напряжения.....	115
9.6. Варикапы, светодиоды и фотодиоды	118
9.7. Тиристоры.....	121
9.8. Управляемые выпрямители и частотные преобразователи	125
10. ЭЛЕМЕНТЫ АНАЛОГОВОЙ СХЕМОТЕХНИКИ	128
10.1. Биполярные транзисторы. Основные характеристики	128
10.2. Принципы электронного усиления.....	132
10.3. Обратная связь и ее свойства.....	136
10.4. Усилители на биполярных транзисторах	138
10.5. Полевые транзисторы и ПЗС	144
10.6. Операционные усилители и типовые схемы их включения..	149
11. ЦИФРОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА.....	154
11.1. Теорема Котельникова	154
11.2. Понятие о системах счисления. Цифровые коды.....	154
11.3. Основные понятия булевой алгебры. Логические элементы..	157
11.4. Триггеры.....	160
11.5. Понятие о регистрах и счетчиках	163

9. ДИОДЫ И СХЕМЫ НА ИХ ОСНОВЕ

9.1. Линейные и нелинейные резисторы

Резистором называется прибор с двумя выводами, в котором используется зависимость электрического сопротивления от приложенного напряжения, температуры и других параметров. Основа резисторов – металлы, композиционные материалы или полупроводники. Носители зарядов – электроны и дырки. Резисторы подразделяют на типы: линейные; варисторы; терморезисторы (термисторы и позисторы); фоторезисторы; тензорезисторы.

Линейные резисторы имеют точность (допустимые отклонения от номинальных значений), выбираемую из ряда: 20%; 10%; 5%; 1%; 0,5%; 0,25%; 0,1%. Номинальные значения сопротивлений и емкостей определяются стандартизированными рядами чисел. Ряд E24 (отклонение от номинала $\pm 5\%$) включает 24 числа: 1; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2; 2,2; 2,4; 2,7; 3; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1; ряд E6 ($\pm 20\%$) – 6; E12 ($\pm 10\%$) – 12 и т. д. Номинальные значения сопротивлений и емкостей в единицах, десятках, сотнях Ом, кОм (10^3 Ом), МОм (10^6 Ом), ГОм (10^9 Ом), пФ (10^{-12} Ф), нФ (10^{-9} Ф), мкФ (10^{-6} Ф), Ф должны быть равны номинальным значениям ряда. На схемах однотипные элементы нумеруют арабскими цифрами слева направо, сверху вниз, номера ставят в строке с их обозначениями (рис. 9.1). Номинальная мощность резисторов выбирается из ряда: 0,068; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 10; 15 Вт и т. д. Она указывается внутри обозначения, номинальные значения сопротивлений ставят рядом с обозначением. Если в номинальном значении сопротивления нет единицы измерения, то оно дано в Ом; «к» – в кОм; «М» – в МОм. Переменные резисторы (рис. 9.1, д) имеют контактный ползунок с токопроводящей частью, положение которого регулируется винтом.

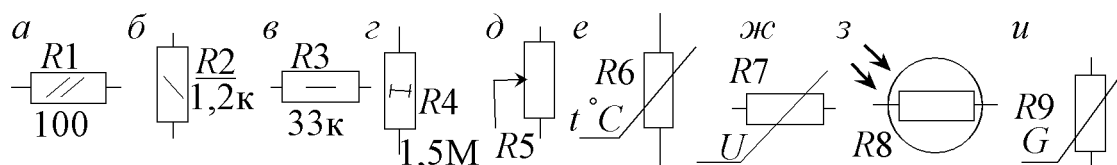


Рис. 9.1. Обозначения резисторов: а – $R_1 = 100$ Ом, $P = 0,125$ Вт; б – $R_2 = 1,2$ кОм, $P = 0,25$ Вт; в – $R_3 = 33$ кОм, $P = 0,5$ Вт; г – $R_4 = 1,5$ МОм, $P = 1$ Вт; д – переменный резистор; е – терморезистор; ж – варистор; з – фоторезистор; и – тензорезистор

Основная характеристика линейного резистора – ВАХ, определяемая сопротивлением, зависящим от температуры. Эта зависимость характеризуется температурным коэффициентом сопротивления (ТКС), который задает изменение сопротивления на 1К в 10^{-6} от номинального значения. Реальные резисторы имеют ненулевые емкость (1 пФ) и индуктивность, что может сказываться на их работе в высокочастотных схемах. 90% резисторов составляют линейные, но для первичных преобразователей физических величин в электрические используют другие типы.

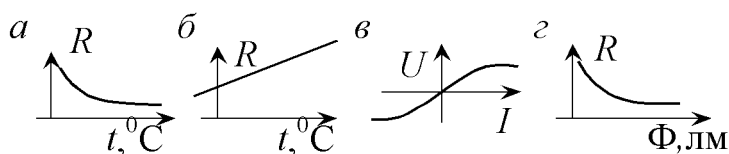


Рис. 9.2. Характеристики резисторов: а – зависимость $R = f(t)$ термистора; б – зависимость $R = f(t)$ позистора; в – ВАХ варистора; з – зависимость $R = f(\Phi)$ фоторезистора

Резистор, у которого зависимость $R(t, ^\circ\text{C})$ является полезным свойством, называется терморезистором (рис. 9.1, e). Терморезистор с $\text{ТКС} < 0$ называют термистором (рис. 9.2, а), с $\text{ТКС} > 0$ – позистором (рис. 9.2, б). В позисторах, называемых термометрами сопротивления, используется увеличение сопротивления проводников с ростом температуры. У варисторов сопротивление зависит от приложенного напряжения (рис. 9.1, ж), нелинейность их ВАХ (рис. 9.2, в) обуславливает использование для ограничения напряжений. Для преобразования оптического излучения в электрические сигналы служат фоторезисторы (рис. 9.1, з), их основная характеристика – зависимость сопротивления от светового потока (рис. 9.2, з). Преобразователи давления и силы строят на тензорезисторах (рис. 9.1, и), сопротивление которых зависит от механической деформации. Они характеризуются коэффициентом тензочувствительности (частное от $\Delta R/R$ к относительному удлинению Δ/l).

9.2. Конденсаторы, индуктивные и коммутационные элементы

Конденсаторы бывают постоянной, переменной емкости и подстроечные. По материалу диэлектрика их подразделяют на воздушные и с твердым диэлектриком. Диэлектрик бывает неорганическим (слюда, керамика, стекло), органическим (бумага, фторопласт, полистирол) или в виде оксидной пленки на обкладках (электролитические конденсаторы). Основными параметрами конденсаторов являются: номиналь-

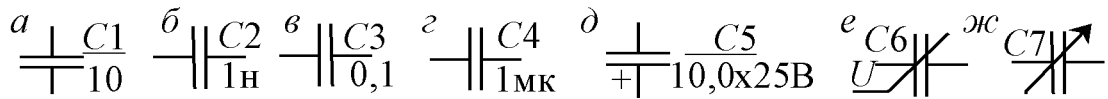


Рис. 9.3. Конденсаторы: *a* – постоянный 10 пФ; *b* – постоянный 1 нФ; *v* – постоянный 0,1 мкФ; *z* – постоянный 1 мкФ; *d* – постоянный 10 мкФ; *e* – вариконд; *жс* – подстроечный

ная емкость; отклонения емкости от номинального значения; электрическая прочность, характеризуемая максимальным напряжением; тангенс угла потерь; температурный коэффициент емкости (ТКЕ) – изменение емкости на 1 К в 10^{-6} от номинального значения. Если при номинальном значении емкости конденсатора единица измерения не указана, то емкость задана в пФ (10^{-12} Ф); если стоит «н» – в нФ (10^{-9} Ф); «мк» или десятичная запятая задают емкость в мкФ (10^{-6} Ф) (рис. 9.3).

Конденсатор на рис. 9.3, *d* полярный с максимальным напряжением 25 В, «+» у верхней обкладки показывает, что ее потенциал должен быть выше потенциала нижней. Емкость вариконда (рис. 9.3, *e*) зависит от приложенного напряжения. Подстроечные конденсаторы (рис. 9.3, *жс*) имеют винт, регулирующий площадь перекрытия обкладок и емкость. Реальный конденсатор имеет конечное сопротивление и ненулевую индуктивность.

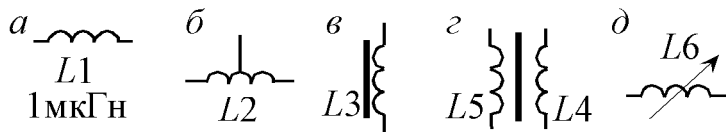


Рис. 9.4. Катушки индуктивности: *a* – постоянная с $L_1 = 1\text{ мкГн}$; *b* – с отводом; *v* – на ферромагнитном сердечнике; *z* – на общем сердечнике; *d* – переменная

Катушки индуктивности (рис. 9.4) в отличие от резисторов и конденсаторов не выпускаются большими сериями, поэтому их номинальные значения не стандартизированы.

Реальные катушки индуктивности имеют ненулевое сопротивление и ненулевую емкость.

Коммутационные элементы подразделяют на механические и электронные (рис. 9.5). На схемах переключатели показывают в нормальном состоянии, т. е. когда кнопки отжаты или по катушкам реле не протекает ток. Реальные коммутационные элементы имеют ненулевое сопротивление замкнутых контактов (от долей до единиц Ом), ненулевую индуктивность, ненулевую емкость (около 1 пФ) и не равное бесконечности сопротивление между контактами в разомкнутом состоянии.

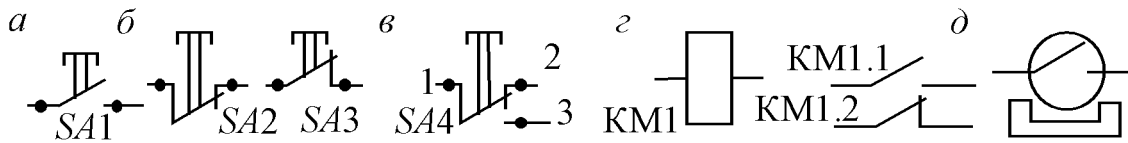


Рис. 9.5. Коммутаторы: *a* – кнопочный нормально разомкнутый контакт; *б* – кнопочные нормально замкнутый контакты; *в* – переключающий контакт; *г* – нормально разомкнутый KM1.1 и нормально замкнутый KM1.2 контакты, управляемые катушкой реле KM1; *д* – геркон (герметизированный контакт), управляемый магнитом

9.3. Понятие о *p-n*-переходе и полупроводниковые диоды.

P-n-переходом называется область, в которой имеется пространственное изменение типа проводимости полупроводника с *p* на *n*. До образования *p-n*-перехода обе части кристалла с различной проводимостью электронейтральны, заряд свободных носителей (электронов в *n*-области, дырок в *p*-области) скомпенсирован зарядом ионов кристаллической решетки, называемых связанными зарядами («+» в *n*-области, «-» в *p*-области). Концентрация дырок в *p*-области гораздо выше, чем в *n*-области; концентрация электронов в *n*-области намного выше, чем в *p*-области. При соприкосновении областей начинается диффузия, стремящаяся выровнять концентрации свободных носителей. Свободные электроны из *n*-области диффундируют в *p*-область, а дырки из *p*-области – в *n*-область, возникает диффузионный ток ($I_{\text{диф}}$ на рис. 9.6, *a*).

Продиффундировавшие в *p*-область электроны оставляют в приграничном слое *n*-области связанные «+» ионы; перешедшие в *n*-область дырки оставляют в *p*-области «-» ионы. В *n*-области на гра-

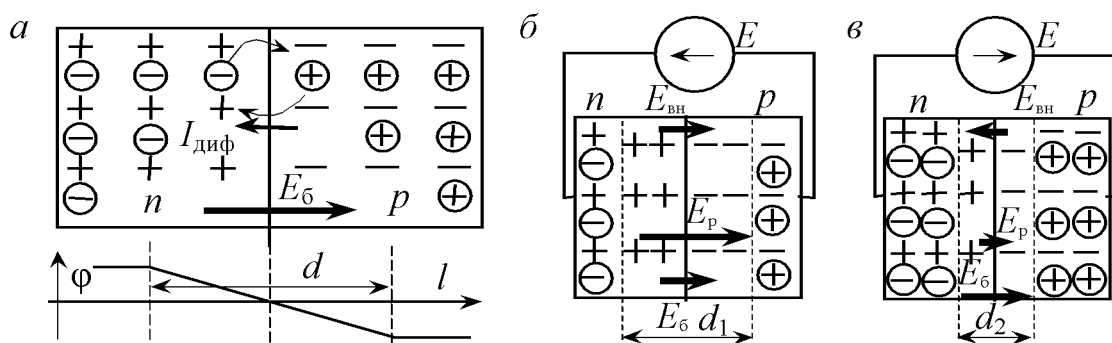


Рис. 9.6. Зона *p-n*-перехода и распределение потенциала по длине l (*a*); обратное (*б*) и прямое (*в*) смещение *p-n*-перехода (*б*); свободные носители показаны в кружке, связанные заряды ионов – без кружка

нице с p -областью образуется положительно заряженный слой, а в p -области на границе с n -областью – отрицательно заряженный. Этот двойной слой обеднен свободными носителями и имеет высокое сопротивление. Неподвижные заряды ионов на границе областей образуют как бы обкладки конденсатора, поле которого препятствует диффузии свободных зарядов (уничтожает диффузионный ток). Это поле называют запирающим или барьерным (E_{δ} на рис. 9.6, *a*). Чем дольше длится $I_{\text{диф}}$, тем больше разница потенциалов между областями, называемая потенциальным барьером, и тем больше E_{δ} , прекращающее $I_{\text{диф}}$ ($E_{\delta} = -\text{grad}\phi$). Наступает динамическое равновесие: поле E_{δ} компенсирует силы, обусловленные разницей концентраций. В области обедненного слоя постоянно генерируются тепловые электронно-дырочные пары, электроны под действием E_{δ} перемещаются в n -область, а дырки – в p -область. При этом E_{δ} уменьшается, что увеличивает $I_{\text{диф}}$, который восстанавливает потенциальный барьер, т. е. E_{δ} .

К p - n -переходу можно приложить обратное или прямое напряжение (рис. 9.6, *b*, *в*). При обратном напряжении (обратное смещение перехода) поле $E_{\text{вн}}$ источника E сонаправлено с E_{δ} , что увеличивает результирующее поле в области перехода ($E_{\delta} + E_{\text{вн}} = E_p > E_{\delta}$). Обедненный слой расширяется ($d_1 > d$ на рис. 9.6), сопротивление перехода увеличивается. Основные носители заряда не могут преодолеть потенциальный барьер, поэтому ток через переход обусловлен неосновными, возникающими из-за тепловой генерации. Этот ток называют обратным током насыщения I_0 . В зависимости от перехода $I_0 = 10^{-11} \div 10^{-6}$ А и увеличивается в два раза при повышении температуры на 10°C . Обратносмещенный p - n -переход можно рассматривать как конденсатор (его емкость называют барьерной C_{δ}), расстояние между обкладками которого увеличивается с ростом обратного напряжения, а сопротивление утечки уменьшается с ростом температуры.

При прямом смещении источник подключается к переходу так, чтобы его поле было направлено противоположно E_{δ} (рис. 9.6, *в*). Результирующее поле в области перехода $E_p < E_{\delta}$, что уменьшает ширину и сопротивление обедненного слоя ($d_1 > d_2$ на рис. 9.6). Существует ЭДС источника (для переходов на основе Si $E \approx 0,6 \div 0,7$ В, на основе Ge $E \approx 0,2 \div 0,4$ В), при которой $E_p \approx 0$, потенциальный барьер отсутствует, а ток определяется малым сопротивлением p и n областей.

P - n -переход создается в диодах, транзисторах, тиристорах и т. д. Диод – прибор с одним p - n -переходом и двумя выводами (рис. 9.7, *a*). ВАХ диода описывается уравнением Эберса - Молла:

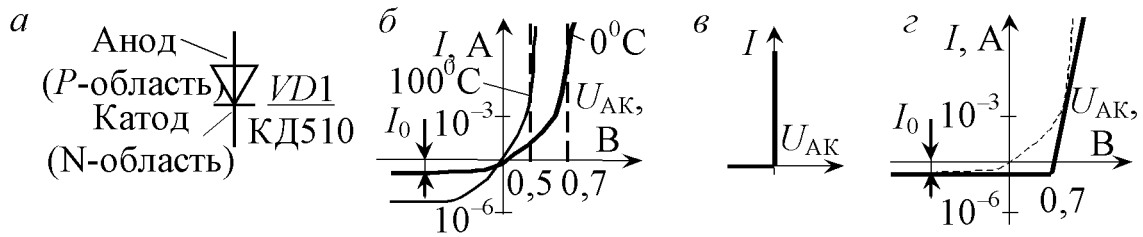


Рис. 9.7. а – диод; б – ВАХ по уравнению Эберса - Молла; в – аппроксимация ВАХ электронного ключа; г – уточненная аппроксимация ВАХ диода

$$I = I_0(e^{\frac{U_{AK}}{m\phi_t}} - 1) \approx I_0 e^{\frac{U_{AK}}{m\phi_t}}, \quad (9.1)$$

где U_{AK} – напряжение между анодом и катодом; m – поправочный коэффициент ($m = 1 \div 2$); ϕ_t – термический потенциал, выражающийся в виде $\phi_t = kT/e$, где k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; e – заряд электрона. При температурах, близких к комнатной, $\phi_t \approx 25$ мВ. ВАХ диода приведены рис. 9.7, б. С ростом температуры увеличивается обратный ток, и на 2,1 мВ на $^{\circ}C$ снижается напряжение, уничтожающее потенциальный барьер.

Нелинейную характеристику аппроксимируют отрезками или лучами, что позволяет свести расчет нелинейных цепей к линейным. Простейшая аппроксимация ВАХ диода (рис. 9.7, в) соответствует идеальному ключу, замкнутому при $U_{AK} \geq 0$ (диод можно заменить проводником) и разомкнутому при $U_{AK} < 0$ (разрыв цепи). Модель диода как идеального ключа (рис. 9.8, а) достаточна для анализа работы некоторых устройств, например выпрямителей, но не учитывает I_0 , падения напряжения и наклон ВАХ при прямом смещении, динамических свойств диода. Более точной аппроксимации ВАХ диода (рис. 9.7, г) соответствует модель на рис. 9.8, б, в которой ключ показан для $U_{AK} > 0,7$ В (при прямом смещении). При $U_{AK} \leq 0,7$ В ключ переводится в нижнее положение. $R_{обр}$ символизирует высокое сопротивление обратносмещенного перехода ($R_{обр} = 10^5 \div 10^9$ Ом);

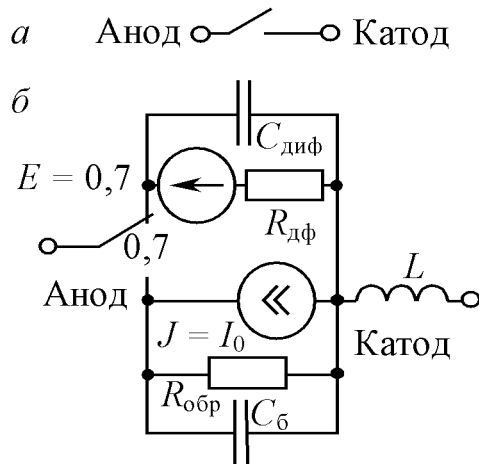


Рис. 9.8. Модели диода: а – управляемый напряжением U_{AK} переключатель; б – уточненная по ВАХ диода при $I_0 \neq 0$ и $U_{AK} \neq 0$

L – индуктивность выводов диода; $C_{\text{диф}}$ – диффузионная емкость, обусловленная накоплением зарядов в объеме диода и проявляющаяся при прямом смещении; $R_{\text{дф}}$ – дифференциальное сопротивление прямосмещенного диода. $R_{\text{дф}} = dU_{\text{АК}}/dI$ и может быть найдено из (9.1)

$$R_{\text{дф}} = m\phi/I. \quad (9.2)$$

9.4. Выпрямители на диодах

Выпрямители – устройства, преобразующие переменный синусоидальный ток в пульсирующий (периодический несинусоидальный) с ненулевой постоянной составляющей. Выпрямители содержат нелинейные элементы, в качестве которых чаще всего используют выпрямительные диоды (рис. 9.7, а). Основные параметры этих диодов: максимальное обратное напряжение $U_{m.\text{обр}}$; средний прямой ток $I_{\text{пр}}$ (максимальный постоянный прямой ток); максимальный импульсный прямой ток $I_{m.\text{пр}}$ при заданной длительности импульса; рассеиваемая мощность диода P . Анализ выпрямителей часто проводится на основе модели диода в виде идеального ключа.

Рассмотрим трехфазный мостовой выпрямитель (рис. 9.9, а). Трехфазная сеть для него часто создается трехфазным трансформатором. Группа $VD1 - VD3$ с общим катодом называется катодной, группа $VD4 - VD6$ с общим анодом – анодной. Из катодной группы открывается диод с самым высоким потенциалом на аноде (его можно заменить проводником), два других диода закрыты (разрыв цепи). В анодной группе открывается диод, на катоде которого самый низкий потенциал (проводник), другие диоды закрыты (разрыв цепи).

Характерными для этой схемы будут моменты времени, соответствующие точкам пересечения различных фазных напряжений (рис. 9.9, б).

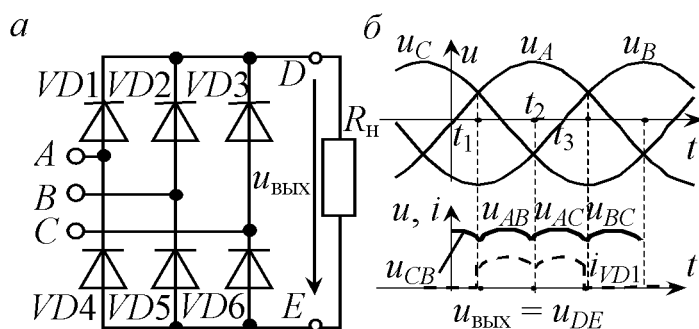


Рис. 9.9. Трехфазный мостовой выпрямитель: $u_{\text{ВЫХ}} = u_{DE} = u_{CB}$. Ток через $R_{\text{н}}$ протекает по контуру:

соответствующие точкам пересечения различных фазных напряжений (рис. 9.9, б). На промежутке времени $[0; t_1]$ самый высокий потенциал на фазе C , самый низкий – на B , открываются $VD3$ и $VD5$, т. C соединяется с D , B с E , а

трехфазный источник, C , $VD3$, D , R_H , E , $VD5$, B . Через остальные диоды при $t \in [0; t_1]$ ток не протекает, u_{AK} для этих диодов будет определяться линейными напряжениями источника: $u_{AKVD1} = u_{AC}$, $u_{AKVD2} = u_{BC}$, $u_{AKVD4} = u_{BA}$. При $t \in [t_1; t_2]$ самый высокий потенциал на фазе A , самый низкий – на B , открыты $VD1$, $VD5$ (остальные закрыты), и $u_{ВЫХ} = u_{DE} = u_{AB}$. При $t \in [t_2; t_3]$ самый высокий потенциал на фазе A , а самый низкий – C , открыты $VD1$, $VD6$ и $u_{ВЫХ} = u_{DE} = u_{AC}$.

Выходное напряжение («сшитое» из вершин линейных напряжений источника) является периодическим несинусоидальным (пульсирует с частотой $6f_{сети}$) и имеет большую постоянную составляющую, т. е. близко к постоянному. Ток нагрузки течет по одному из диодов катодной группы и по одному из анодной. Время протекания тока через диод составляет $1/3$ времени протекания тока через R_H (средний ток через диод в 3 раза меньше тока нагрузки), максимальное обратное напряжение на диоде равно амплитуде линейного напряжения.

В трехфазном полумостовом выпрямителе (рис. 9.10, *a*) нет анодной группы, открыт диод с самым высоким потенциалом на аноде. Временные диаграммы приведены на рис. 9.10, *б*. При $t \in [0; t_1]$ самый высокий потенциал на фазе C , открыт $VD3$, $VD1$ и $VD2$ закрыты, C соединяется с D , $u_{ВЫХ} = u_{DN} = u_{CN}$, напряжение u_{AK} для закрытых диодов определяется линейными напряжениями источника $u_{AKVD1} = u_{AC}$, $u_{AKVD2} = u_{BC}$, ток нагрузки протекает по контуру: трехфазный источник, C , $VD3$, D , R_H , N . При $t \in [t_1; t_2]$ самый высокий потенциал на фазе A , $VD2$ и $VD3$ закрыты, $VD1$ открыт, т. A соединяется с D , $u_{ВЫХ} = u_{DN} = u_{AN}$. Периодическое несинусоидальное выходное напряжение («кусочки» фазных напряжений) пульсирует с частотой $3f_{сети}$ и имеет ненулевую постоянную составляющую. Ток нагрузки в любой момент времени протекает только через один диод. Время протекания тока через диод составляет $1/3$ времени протекания тока через R_H (средний ток через диод в три раза меньше тока через R_H), максимальное обратное напряжение на диоде равно амплитуде линейного напряжения.

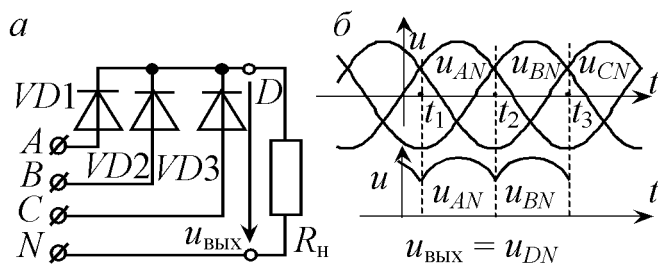


Рис. 9.10. Полумостовой выпрямитель: *a* – схема; *б* – временные диаграммы

Однофазные мостовые выпрямители (рис. 9.11, *a*) применяются

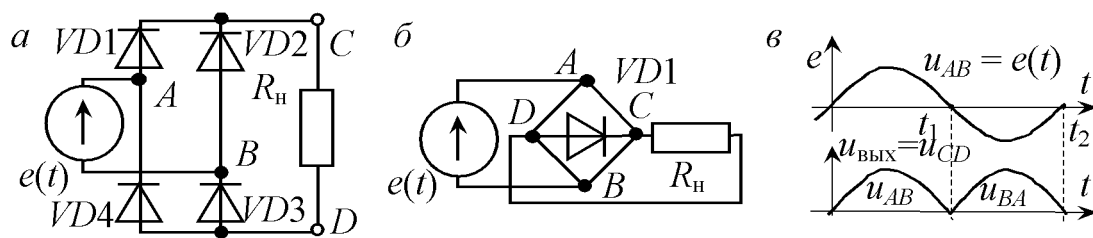


Рис. 9.11. Однофазный мостовой выпрямитель: *а* – схема; *б* – схема с однокорпусным мостовым блоком; *в* – временные диаграммы

весьма часто, поэтому их выпускают в виде готовых блоков (рис. 9.11, *б*). Иногда так изображают и выпрямители на отдельных диодах. У выпрямителя из катодной группы открыт диод с самым высоким потенциалом анода, а из анодной – диод с самым низким потенциалом катода (рис. 9.11, *в*). В промежутке $[0; t_1]$ $VD1, VD3$ открыты, $VD2, VD4$ закрыты, напряжение на нагрузке $u_{CD} = u_{AB} = e$, напряжение на закрытых диодах $u_{AKVD2} = u_{AKVD4} = u_{BA} = -e$, ток нагрузки течет по контуру: $e(t), A, VD1, C, R_{\text{н}}, D$. При $t \in [t_1; t_2]$ открыты $VD2, VD4$, закрыты $VD1, VD3$, и напряжение на нагрузке $u_{CD} = u_{BA} = -e$. Выходное напряжение (полуволны источника) пульсирует с частотой $2f_{\text{сети}}$ и имеет ненулевую постоянную составляющую. Ток нагрузки протекает через два диода, один из катодной группы, второй – из анодной. Время протекания тока через диод составляет $1/2$ времени протекания тока через $R_{\text{н}}$ (средний ток через диод в два раза меньше тока через $R_{\text{н}}$), максимальное обратное напряжение на диоде равно амплитудному напряжению источника.

Двухфазный выпрямитель (рис. 9.12, *а*) применяют при наличии двух синусоидальных источников с одинаковой амплитудой и с начальными фазами, отличающимися на 180° . Однофазный выпрямитель (рис. 9.12, *в*) применяют при малых токах нагрузки. Проанализируйте работу этих выпрямителей самостоятельно.

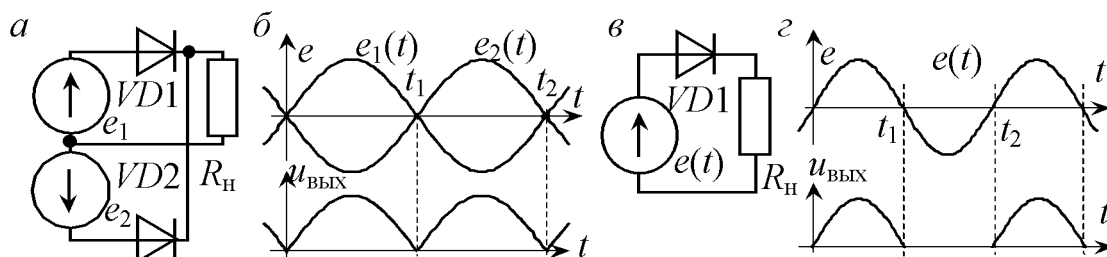


Рис. 9.12. Схема (*а*) и временные диаграммы (*б*) двухфазного выпрямителя; схема (*в*) и временные диаграммы (*г*) однофазного выпрямителя

Напряжение на выходе выпрямителя является периодической не-синусоидальной функцией времени с ненулевой постоянной составляющей. Для питания многих нагрузок нужна только постоянная составляющая, т. е. между выпрямителем и нагрузкой необходимо поставить устройство, пропускающее постоянную составляющую $a_0/2$ из (5.2), и не пропускающее переменную составляющую, т. е. пульсации, описываемые суммой по k в (5.2). Этим устройством является фильтр низких частот. После реальных ФНЧ остаются пульсации, для лучшего подавления которых перед нагрузкой устанавливают стабилизатор.

9.5. Стабилитрон и стабилизатор напряжения

Уравнение (9.1) не описывает ВАХ диода при больших обратных напряжениях. При достижении U_{AK} величины $U_{ст.мин}$ резко увеличивается обратный ток (рис. 9.13, а). Небольшое повышение обратного напряжения до $U_{ст.макс}$ приводит к значительному повышению обратного тока (от $I_{ст.мин}$ до $I_{ст.макс}$). Участок ВАХ, ограниченный точками $(U_{ст.мин}, I_{ст.мин})$, $(U_{ст.макс}, I_{ст.макс})$, называется областью обратимого электрического пробоя. Ее наличие обусловлено лавинным или туннельным эффектом. Стабилитрон (рис. 9.13, б) – это диод, предназначенный для работы в области обратимого пробоя. Поскольку $U_{ст.мин} \approx U_{ст.макс}$, то в справочниках приводится среднее значение $U_{ст}$ (напряжение стабилизации), и дифференциальное сопротивление на участке пробоя, характеризующее наклон ВАХ $R_{дф} = dU_{AK}/dI$. Справочными характеристиками являются минимальный и максимальный токи стабилизации $I_{ст.мин}$ и $I_{ст.макс}$; температурный коэффициент напряжения стабилизации $\alpha_{ст}$ (относительное изменение $U_{ст}$ при изменении температуры на $1^{\circ}C$). Модель стабилитрона в области обратимого пробоя приведена на рис. 9.13, в.

Схема параллельного стабилизатора на стабилитроне представлена на рис. 9.13, г. Примем, что $R_H = \infty$, т. е. $i_H = 0$, и на входе действует нестабилизированное напряжение $u_{вх}$, например, выходное напряжение

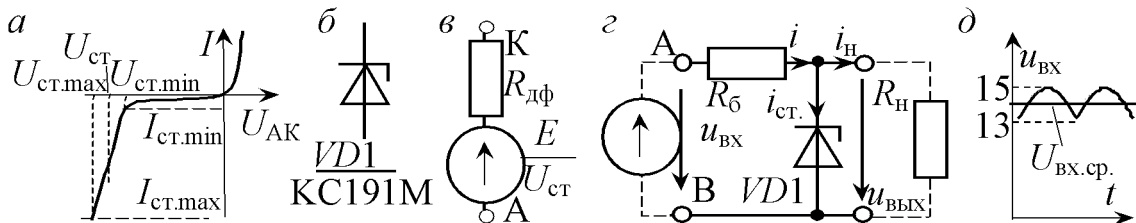


Рис. 9.13. Стабилитрон: а – ВАХ; б – обозначение; в – схема замещения; г – схема включения (стабилизатор); д – временная диаграмма $u_{вх}$ стабилизатора

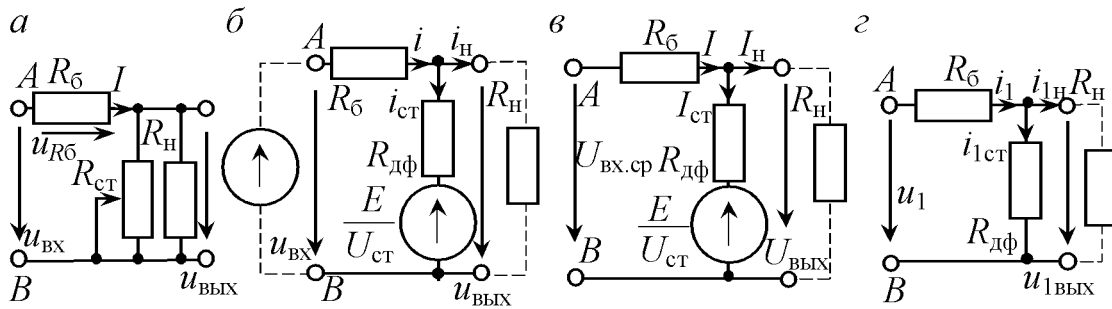


Рис. 9.14. Схемы замещения стабилизатора: *а* – резистивная; *б* – расчетная; *в* – для расчета по постоянному току; *г* – для расчета по переменному току

выпрямителя (рис. 9.13, *д*). Если при всех изменениях $u_{\text{вх}}$ ток через стабилитрон $i_{\text{ст}}$ не выходит за пределы $I_{\text{ст.мин}}$, $I_{\text{ст.макс}}$, то напряжение на стабилитроне $u_{\text{вых}}$ остается почти постоянным и равным $U_{\text{ст}}$. Пусть $u_{\text{вх}}$ увеличивается. Тогда увеличивается $i_{\text{ст}}$, а статическое сопротивление $R_{\text{ст}} = U_{\text{ст}}/i_{\text{ст}}$ уменьшается.

Стабилизатор можно представить в виде схемы на рис. 9.14, *а*, где роль стабилитрона выполняет переменный резистор $R_{\text{ст}}$. Движок $R_{\text{ст}}$ перемещается вверх, уменьшая $R_{\text{ст}}$ так, чтобы $R_{\text{ст}}i_{\text{ст}} = u_{\text{вых}} = \text{const} = U_{\text{ст}}$. Схема замещения стабилизатора с учетом схемы замещения стабилитрона (рис. 9.13, *в*) приведена на рис. 9.14, *б*. Рассмотрим синтез стабилизатора при $R_{\text{н}} = \infty$ ($i_{\text{н}} = 0$). Необходимо задать $u_{\text{вх}}(t)$ и требуемое $u_{\text{вых}}$. Пусть $u_{\text{вх}}$ приведено на рис. 9.13, *д*, а $u_{\text{вых}} = 9,1$ В. По $u_{\text{вых}}$ выбираем стабилитрон, так, чтобы $u_{\text{вых}} \approx U_{\text{ст}}$. Выбрали КС191М, для которого $I_{\text{ст.мин}} = 5$ мА; $I_{\text{ст.макс}} = 15$ мА; $R_{\text{дф}} = 10$ Ом. Находим среднее между максимальным и минимальным значение входного напряжения $U_{\text{вх.ср}} = 14$ В. Считаем, что в схеме на рис. 9.14, *б* $u_{\text{вх}} = U_{\text{вх.ср}}$, и записываем уравнение ВЗК по контуру $u_{\text{вх}}$, $R_{\text{б}}$, $R_{\text{дф}}$, E :

$$iR_{\text{б}} + i_{\text{ст}}R_{\text{дф}} - u_{\text{вх}} = -E, \quad (9.3)$$

которое при $u_{\text{вх}} = U_{\text{вх.ср}}$, $i_{\text{н}} = 0$, $i = i_{\text{ст}} = I_{\text{ст}}$ преобразуется к виду

$$I_{\text{ст}}R_{\text{б}} + I_{\text{ст}}R_{\text{дф}} - U_{\text{вх.ср}} = -E. \quad (9.4)$$

Ток $I_{\text{ст}}$ выбираем как среднее между $I_{\text{ст.мин}}$ и $I_{\text{ст.макс}}$:

$$I_{\text{ст}} = \frac{I_{\text{ст.мин}}}{2} + \frac{I_{\text{ст.макс}}}{2}. \quad (9.5)$$

Из (9.4) и (9.5) находим сопротивление балластного резистора:

$$R_{\text{б}} = \frac{U_{\text{вх.ср}} - E}{I_{\text{ст}}} - R_{\text{дф}} = \frac{U_{\text{вх.ср}} - U_{\text{ст}}}{I_{\text{ст}}} - R_{\text{дф}}. \quad (9.6)$$

На основании полученного по (9.6) $R_{\text{б}} = 480$ Ом выбираем из ряда E24 ближайшего значения ($R_{\text{б}} = 470$ Ом). Синтез заканчивается проверкой условий $I_{\text{ст.мин}} < i_{\text{ст}} < I_{\text{ст.макс}}$ при минимальном и максимальном $u_{\text{вх}}$.

Анализ является составной частью синтеза или может проводиться самостоятельно. Проведем анализ стабилизатора на рис. 9.13, *з* при $R_{\text{н}} = \infty$ ($i_{\text{н}} = 0$) и $u_{\text{вх}}(t) = 14 + 1 \sin \omega t = U_{\text{вх.ср}} + u_1(t)$, где первое слагаемое является постоянной составляющей, второе – переменной. Поскольку схема замещения стабилизатора на рис. 9.14, *б* линейна, то используем метод суперпозиции для цепей с периодическими несинусоидальными источниками. Оставляем постоянную составляющую $U_{\text{вх.ср}}$ и рассчитываем цепь по постоянному току (рис. 9.14, *в*). Из (9.4) находим $I_{\text{ст}} \approx 10,2$ мА. Из ВЗК по контуру $U_{\text{вых}}, E, R_{\text{дф}}$ постоянная составляющая выходного напряжения $U_{\text{вых}} = E + I_{\text{ст}} R_{\text{дф}} \approx 9,2$ В. Далее переходим к расчету по переменному сигналу при нейтрализованном E (рис. 9.14, *г*) $u_{1\text{вых}}(t) = i_{1\text{ст}} R_{\text{дф}} = u_1(t) R_{\text{дф}} / (R_{\text{дф}} + R_{\text{б}}) \approx 0,021 \sin \omega t$. Тогда выходное напряжение $u_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вых}} + u_{1\text{вых}}(t) = 9,2 + 0,021 \sin \omega t$.

Находим коэффициент стабилизации $K_{\text{ст}}$, который показывает во сколько раз выходное напряжение стабильнее входного:

$$K_{\text{ст}} = \frac{(\Delta U_{\text{вх}} / U_{\text{вх.ср}})}{(\Delta U_{\text{вых}} / U_{\text{вых.ср}})} = \frac{(U_{\text{м,вх}} / U_{\text{вх.ср}})}{(U_{\text{м,вых}} / U_{\text{вых.ср}})}. \quad (9.7)$$

Мерой неустойчивости является отношение максимального отклонения величины от ее среднего значения к среднему значению. Часто в качестве среднего используют постоянную составляющую, а вместо максимального отклонения – амплитуду первой гармоники.

Для разработанного стабилизатора $K_{\text{ст}} = (1/14):(0,021/9,2) \approx 31,3$.

Стабилизатор на стабилитроне является реальным источником ЭДС, для определения характеристик которого необходимо по методу эквивалентного генератора преобразовать схему на рис. 9.14, *б*. Принимая в качестве выходных зажимы для подключения нагрузки и считая идеальным источник, создающий $u_{\text{вх}}$, получаем

$$e_{\text{экр}} = (u_{\text{вх}} - U_{\text{ст}}) \frac{R_{\text{дф}}}{R_{\text{дф}} + R_{\text{б}}} + U_{\text{ст}}; R_{\text{экр}} = \frac{R_{\text{б}} R_{\text{дф}}}{R_{\text{б}} + R_{\text{дф}}}. \quad (9.8)$$

При $R_{\text{б}} \gg R_{\text{дф}}$, что чаще всего выполняется на практике, из (9.8)

следует $e_{\text{ЭКВ}} \approx U_{\text{СТ}}$, $R_{\text{ЭКВ}} \approx R_{\text{ДФ}}$, т. е. стабилизатор является достаточно близким к идеальному источником ЭДС.

Рассмотренная схема стабилизатора применима для $i_{\text{Н}} < I_{\text{СТ.МАХ}}$, в противном случае между стабилизатором и нагрузкой устанавливается устройство, повторяющее на выходе входное напряжение, потребляющее от стабилизатора малый ток и отдающее в нагрузку большой.

9.6. Варикапы, светодиоды и фотодиоды

Варикапом (рис. 9.15, а) называется диод, у которого используется зависимость емкости перехода (барьерной емкости $C_{\text{б}}$) от обратного напряжения. Основные характеристики варикапов: максимальное обратное напряжение $U_{\text{МАХ}}$; зависимость емкости от обратного напряжения (рис. 9.15, б); добротность; коэффициент перекрытия по емкости $K_c = C_{\text{ВМАХ}}/C_{\text{ВМИН}}$; температурный коэффициент емкости; сопротивление потерь. Варикап предназначен для использования в качестве управляемой напряжением емкости, например, при настройке контура.

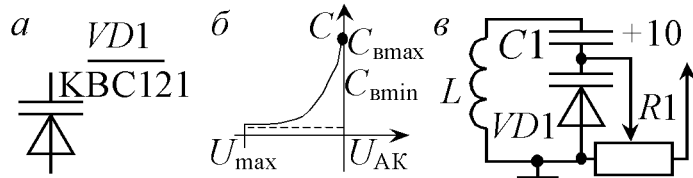


Рис. 9.15. Варикап: а – обозначение; б – функция $C = f(U_{\text{обп}})$; в – схема включения

Контур (рис. 9.15, в) включает индуктивность L и эквивалентную емкость C , состоящую из последовательно соединенных разделительного конденсатора $C1$ и емкости варикапа C_{VD1} . $C1$ позволяет задавать обратное смещение на катоде VD1 , которое не попадает на катушку L . Емкость C при последовательном соединении рассчитывается аналогично эквивалентному сопротивлению при параллельном соединении резисторов и резонансная частота контура

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \frac{C1C_{\text{VD1}}}{C1 + C_{\text{VD1}}}}} \quad (9.9)$$

У светодиода (рис. 9.16, а) под действием прямого тока в области p - n -перехода происходит рекомбинация дырок и электронов с излучением квантов видимого света или инфракрасного диапазона. Характеристики светодиодов: цвет свечения; максимальный постоянный прямой ток $I_{\text{МАХ}}$; постоянное прямое напряжение $U_{\text{МАХ}}$; максимальное

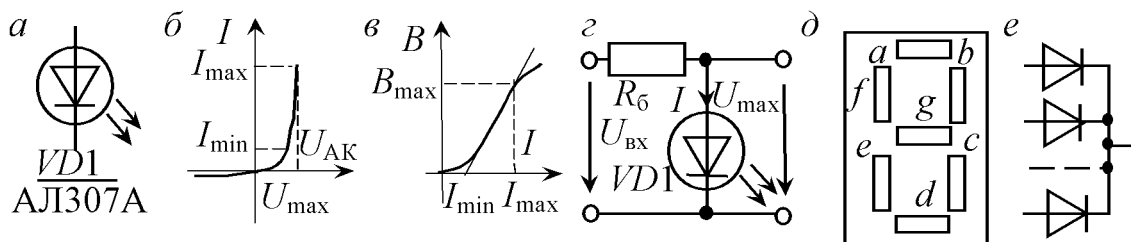


Рис. 9.16. Светодиод: *а* – обозначение; *б* – ВАХ; *в* – люкс-амперная характеристика; *г* – схема включения; *д* – семисегментный светодиодный индикатор; *е* – схема семисегментного светодиодного индикатора с общим катодом

обратное напряжение; ВАХ (рис. 9.16, *б*); люкс-амперная характеристика (рис. 9.16, *в*); максимальная сила света B_{\max} . ВАХ светодиода (рис. 9.16, *б*) описывается уравнением Эберса - Молла (9.1), в котором $m = 0,5 \div 2$ в зависимости от типа прибора. Падение напряжения на прямой ветви ВАХ $U_{\max} = 1 \div 2,5$ В зависит от цвета свечения (1 В для синего; 2,5 В для инфракрасного), дифференциальное сопротивление на прямой ветви мало ($R_{\text{дф}} \leq 1$ Ом), что позволяет использовать светодиоды в качестве низковольтных стабилитронов.

Люкс-амперная характеристика (рис. 9.16, *в*) имеет нелинейный начальный участок и практически линейный рабочий, на котором ее аппроксимируют выражением $B = B_0(I - I_{\min})$, где B_0 – чувствительность по яркости (изменение яркости при изменении тока на единицу). Расчет схемы включения светодиода (рис. 9.16, *г*) начинается с выбора тока через светодиод по люкс-амперной характеристике, после чего из ВЗК по контуру: $U_{\text{вх}}, R_{\text{б}}, U_{\max}$ определяем $R_{\text{б}} = (U_{\text{вх}} - U_{\max})/I$ и округляем полученное значение до ближайшего из стандартного ряда.

Часто в одном устройстве совмещают несколько переходов, расположение которых обеспечивает цифровую или знаковую индикацию. В семисегментном индикаторе (рис. 9.16, *д*) светодиоды расположены так, чтобы изобразить десятичную цифру. Для экономии выводов один из электродов в индикаторе часто делают общим (рис. 9.16, *е*).

Фотодиод (рис. 9.17, *а*) меняет свои характеристики под действием квантов света, попадающих на *p-n*-переход. Основные характеристики фотодиода: темновой ток $I_{\text{т}}$ (ток при световом потоке $\Phi = 0$); относительное изменение темнового тока на 1 К; интегральная чувствительность $S_{\text{инт}}$ (коэффициент пропорциональности между фототоком I_{Φ} и потоком Φ); ВАХ (рис. 9.17, *б*); спектральные характеристики (зависимость чувствительности от длины волны света); зависимость чувствительности от частоты. Обратный ток фотодиода выражается в виде

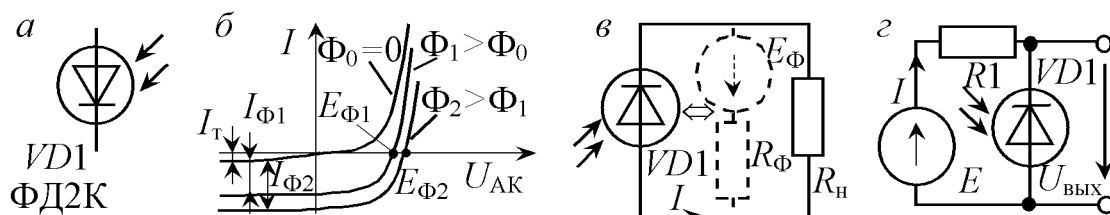


Рис. 9.17. Фотодиод: *а* – обозначение; *б* – ВАХ; *в* – схема включения в режиме фотогенератора; *г* – схема включения в режиме фотопреобразователя

$$I = I_T + I_\Phi = I_T + S_{\text{инт}} \Phi, \quad (9.10)$$

т. е. на обратной ветви ВАХ фотодиод можно представить как источник тока с током, пропорциональным потоку. В режиме холостого хода ($I = 0$) напряжение на зажимах фотодиода или фото ЭДС E_Φ

$$U_{\text{хх}} = E_\Phi = \varphi_T \ln \left(1 + \frac{S_{\text{инт}} \Phi}{I_T} \right). \quad (9.11)$$

Фотодиод может работать в режимах фотогенератора и фотопреобразователя. В режиме фотогенератора (рис. 9.17, *в*) $U_{\text{АК}} > 0$ и фотодиод является источником ЭДС с внутренним сопротивлением $R_\Phi = 10 \div 10^5$ Ом. В качестве генератора фотодиоды используются в солнечных батареях и быстродействующих регистраторах светового потока. В режиме фотопреобразователя (рис. 9.17, *г*) $U_{\text{АК}} < 0$ и фотодиод является нагрузкой, статическое сопротивление которой $R_{\text{ст}}$ уменьшается с увеличением светового потока. Для расчета фотопреобразователя используется схема замещения фотодиода в виде источника тока, определяемого по (9.10). Выходное напряжение в схеме на рис. 9.17, *г* может сниматься с *VD1* или с *R1*.

Часто светодиод и фотодиод объединяют в одном устройстве с целью получения датчика положения, системы связи по оптоволоконным линиям, системы сигнализации и т. д. В *оптоне* (рис. 9.18, *а*)

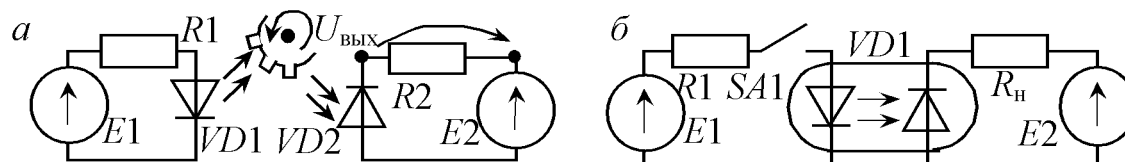


Рис. 9.18. Схема оптопары в датчике частоты вращения (*а*); схема гальванически развязанных при помощи оптрона цепей (*б*)

источник и приемник света расположены так, чтобы между ними был оптический контакт, а оптический канал мог изменяться под действием внешних механических объектов. На рис. 9.18, а это изменение осуществляет вращающаяся шестеренка.

У *оптрона* световой канал между излучателем и приемником защищен от воздействия внешних устройств. Оптрон содержит конструктивно объединенные в одном корпусе излучатель и приемник. Если приемником является фотодиод, то оптрон называют диодным; фоторезистор – резисторным; фототранзистор – транзисторным. Схема включения диодного оптрона приведена на рис. 9.18, б. При замкнутом SA1 открывается светодиод оптрона, и свет, попадая на фотодиод VD1, создает ток в управляемом контуре $R_{\text{н}}, E2$, фотодиод. Оптроны используют для гальванической развязки цепей. *Гальванически развязанными* называются цепи, взаимодействие между которыми осуществляется при отсутствии общего провода, т. е. эти цепи связаны через световой поток или электромагнитное поле. Гальваническая развязка используется для управления от низковольтной маломощной цепи мощной высоковольтной. Она повышает надежность работы низковольтной схемы и обеспечивает ее защиту от высокого напряжения.

9.7. Тиристоры

Тиристорами называют полупроводниковые приборы с тремя и более *p-n*-переходами, имеющие два устойчивых состояния. Простейшим тиристором является *диодный тиристор*, или *динистор* (рис. 9.19, а, б). Он имеет три *p-n*-перехода 1, 2, 3 и по две *p*- и *n*-области. Левая *p*-область называется анодом, правая *n*-область – катодом. ВАХ динистора приведена на рис. 9.19, в. При приложении к динистору обратного напряжения ($U_{\text{AK}} < 0$) закрыты переходы 1 и 3, и динистор не пропускает ток как два обратносмещенных диода. При прямом напряжении ($U_{\text{AK}} > 0$) переходы 1 и 3 открыты, переход 2 закрыт. Увеличение U_{AK} до значения напряжения стабилизации перехода 2 $U_{\text{ст}2}$ приводит к потере этим переходом запирающих свойств, т. к. он попадает в область обратимого пробоя.

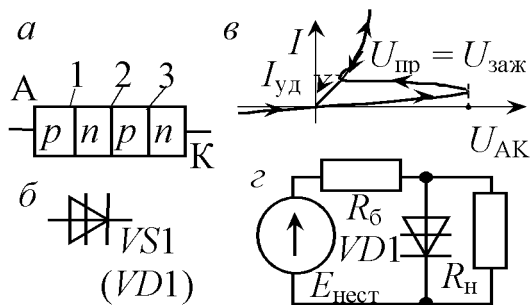


Рис. 9.19. Динистор. а – структура; б – обозначение; в – ВАХ; г – схема защиты

От анода к катоду динистора начинает протекать прямой ток, что увеличивает концентрацию неосновных носителей заряда в областях, примыкающих к переходу 2. При этом почти до нуля уменьшается напряжение на переходе 2, а напряжение между анодом и катодом динистора определяется напряжением на двух открытых переходах 1 и 3. $U_{ст2}$ называется напряжением пробоя $U_{пр}$, зажигания $U_{зж}$ или включения $U_{вкл}$ динистора. Выключается динистор при восстановлении запирающих свойств перехода 2 снижением прямого тока до тока удержания $I_{уд}$. Поскольку $I_{уд} \approx 0$, то говорят, что динистор закрывается снижением до нуля прямого тока, или $U_{АК}$.

Основные характеристики динистора: максимальное обратное напряжение $U_{обр.мах}$, максимальный прямой ток $I_{мах}$, напряжение $U_{пр}$ или $U_{зж}$. Динисторы используются в схемах защиты от перенапряжения (рис. 9.19, *з*). Динистор открывается, когда напряжение на нагрузке превышает $U_{пр}$ или $U_{зж}$ динистора. Для выключения схемы необходимо прервать ток через динистор, например кратковременно уменьшить $E_{нест}$ до нуля.

Триодный тиристор, или *тринистор* имеет отвод от одной из областей, примыкающих к переходу 2. Этот отвод называется управляющим электродом (УЭ). Если отвод сделан от области, лежащей ближе к аноду, то имеется тринистор, управляемый по аноду (рис. 9.20, *а*). Если УЭ сделан от области, лежащей ближе к катоду, – тринистор, управляемый по катоду (рис. 9.20, *б*).

Введение управляющего электрода позволяет создавать управляющий ток $I_{упр}$, который протекает от анода к УЭ в тринисторе, управляемом по аноду, и от управляющего электрода к катоду в тринисторе, управляемом по катоду. Для создания $I_{упр}$ в тринисторе с управлением по аноду нужно открыть переход 1, т. е. приложить к управляющему электроду потенциал более низкий, чем потенциал анода. $I_{упр}$ в тринисторе с управлением по катоду создается при открытом переходе

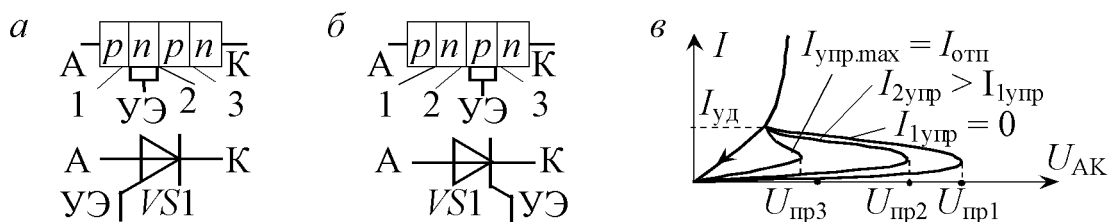


Рис. 9.20. Структура и обозначение тринистора, управляемого по аноду (*а*); структура и обозначение тринистора, управляемого по катоду (*б*); ВАХ тринистора (*в*)

де 3, для чего к УЭ нужно приложить более высокий потенциал, чем к катоду. При протекании $I_{упр}$ в области около перехода 2 увеличивается концентрация неосновных носителей, что снижает его напряжение стабилизации. Увеличение $I_{упр}$ снижает напряжение пробоя (рис. 9.20, в). Существует такой управляющий ток, называемый максимальным $I_{упр.мах}$ или отпирающим $I_{отп}$, при котором $U_{пр} \approx 1,4$ В, т. е. равно сумме напряжений на открытых переходах 1 и 3. Семейство ВАХ тринистора изображено на рис. 9.20, в.

Тринистор можно включить 2 способами: 1) при $I_{упр} = 0$ повышением напряжения $U_{АК}$ до значения, превышающего $U_{пр}$ (аналогично динистору); 2) при $U_{АК} > 0$ подачей $I_{упр} \geq I_{упр.мах}$. Чаще используется второй способ включения. Выключается тиристор аналогично динистору, т. е. снижением прямого тока ниже тока удержания. Основные характеристики тринистора: максимальное обратное напряжение $U_{обр.мах}$, максимальный прямой ток $I_{мах}$, напряжение $U_{пр}$ или $U_{зак}$, отпирающий ток $I_{отп}$, ток удержания $I_{уд}$, время включения ($E_1 < U_{пр}$).

Схемы включения тринисторов приведены на рис. 9.21. На верхних схемах изображены структуры, на нижних – стандартные обозначения тринисторов. В цепях с тринисторами выделяют два контура: 1) маломощного управляющего тока $I_{упр}$; 2) мощного управляемого тока $I_{н}$, протекающего через нагрузку $R_{н}$ (на рис. 9.21 они показаны штриховыми линиями). $SA1$ обеспечивает включение тринистора, а $SA2$ – выключение, $E2$ и $R1$ создают $I_{упр}$, а $E1$ – ток через нагрузку.

Для включения тринистора при замкнутом $SA2$ ($U_{АК} = E1$) на короткое время замыкают $SA1$, что создает импульс $I_{упр}$. Для тринистора с управлением по аноду (рис. 9.21, а) $I_{упр}$ определяется из ВЗК по контуру: анод $VS1$, переход 1, управляющий электрод, $E2$, $R1$, $SA1$: $I_{упр}R1 + U_{А.УЭ} = E2$, где $U_{А.УЭ}$ – напряжение между анодом и управляющим электродом. Для тринистора с управлением по катоду (рис. 9.21, б) $I_{упр}$ находится из ВЗК по контуру: управляющий электрод, переход 3, катод $VS1$, $E2$, $R1$, $SA1$: $I_{упр}R1 + U_{УЭ.К} = E2$, где $U_{УЭ.К}$ – напряжение между управляющим электродом и катодом. Для открытых переходов $U_{А.УЭ} \approx U_{УЭ.К} \approx 0,7$ В, поэтому при замкнутом $SA1$

$$I_{упр} = (E2 - 0,7)/R1. \quad (9.12)$$

Ток $I_{упр}$ по (9.12) должен быть больше справочного $I_{отп}$. После кратковременного импульса $I_{упр}$ $SA1$ может быть разомкнут, и $I_{упр} = 0$. Однако управляемый ток $I_{н}$, протекающий по контуру анод, переходы

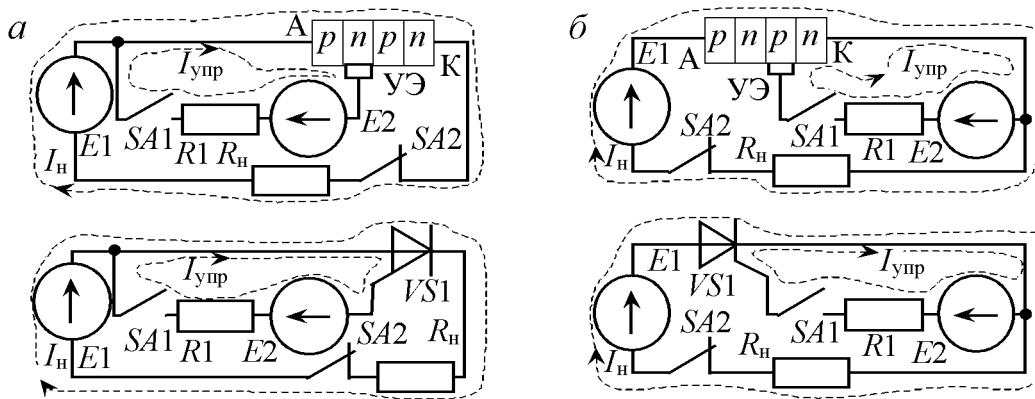


Рис. 9.21. Схемы включения тиристоров, управляемых: *а* – по аноду; *б* – по катоду

1, 2, 3, катод, R_n , $SA2$, $E1$, сохраняется, поскольку тиристор выключается при снижении прямого тока до тока удержания. Для выключения тиристора необходимо разорвать цепь тока I_n или снизить его до $I_{уд}$. Тиристор выключается при размыкании $SA2$, и $I_n = 0$.

На практике вместо постоянной ЭДС $E1$ и ключа $SA2$ используют синусоидальную ЭДС $e1(t)$, тиристор выключается при $e1(t) = 0$. В качестве $SA1$ применяют транзисторы, а роль $E2$ выполняет заряженный конденсатор. Трудности выключения тиристоров при работе на активно-индуктивную нагрузку обуславливают применение *запираемых тиристоров (запираемых тиристоров)* (рис. 9.22, *а, б*), управляемый ток которых существует только во время управляющего тока, т. е. они открываются и запираются управляющим током.

В настоящее время применяются симметричные тиристоры, называемые также *семисторами (симисторами)* (рис. 9.22, *в*). ВАХ этих приборов одинаковы в первом и третьем квадрантах (рис. 9.22, *г*). При подаче на управляющий электрод тока одной полярности они включаются как в прямом, так и в обратном направлениях.

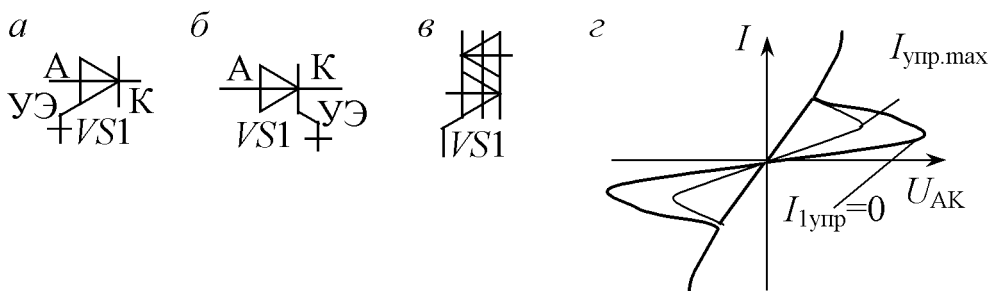


Рис. 9.22. Тиристоры: *а* – запираемый с управлением по аноду; *б* – запираемый с управлением по катоду; *в* – семистор; *г* – ВАХ семистора

9.8. Управляемые выпрямители и частотные преобразователи

Управляемый выпрямитель обеспечивает регулировку действующего значения выпрямленного напряжения. Его простейшая схема, состоящая из обычного выпрямителя с резистивным делителем на выходе, является неэкономичной, т. к. ток делителя превышает ток нагрузки, и на регулирующих элементах (резисторах делителя) падает мощность, превышающая мощность на нагрузке, что приводит к низкому КПД. Для повышения КПД применяют управляемые выпрямители, которые по схемотехнике силовой части аналогичны обычным, но вместо выпрямительных диодов в них используются триисторы или транзисторы. Структурная схема одного из вариантов управляемого выпрямителя приведена на рис. 9.23, а, временная диаграмма работы – на рис. 9.23, б.

При $t = 0$ $VS1$ и $VS2$ закрыты, напряжение на нагрузке $u_{DO} = u_H = 0$ и сохраняется нулевым, пока не откроется один из триисторов. Триисторы выбираются так, чтобы $U_{\text{уп}}$ при $I_{\text{уп}} = 0$ было больше, чем амплитуда u_{AO} и u_{BO} , т. е. они могут открываться только импульсом управляющего тока. На промежутке $[0; t_2]$ может открыться только $VS1$, т. к. для него $u_{AKVS1} > 0$. При $t \in [0; t_2]$ блок управления БУ вырабатывает импульс $I_{\text{уп}1}$, открывающий $VS1$. С момента t_1 подачи $I_{\text{уп}1}$ $VS1$ открывается, и на R_H проходит оставшаяся часть положительной полуволны u_{AO} . В момент t_2 $u_{AO} = 0$, и ток через R_H и $VS1$ становится равным нулю, т. е. $VS1$ закрывается. Для $t \in [t_2; t_4]$ подачей $I_{\text{уп}2}$ может открыться $VS2$. Момент подачи $I_{\text{уп}2}$ $t = t_3$ выбирается так, чтобы $t_1 = t_3 - t_2$. Импульс $I_{\text{уп}2}$ открывает $VS2$, и на нагрузку проходит часть положительной волны напряжения u_{BO} . В момент t_4 $u_{BO} = 0$, ток через R_H и $VS2$ равен нулю и $VS2$ закрывается.

Подача импульсов управляющего тока оценивается временем, отсчитываемым от начала положительной полуволны синусоиды вход-

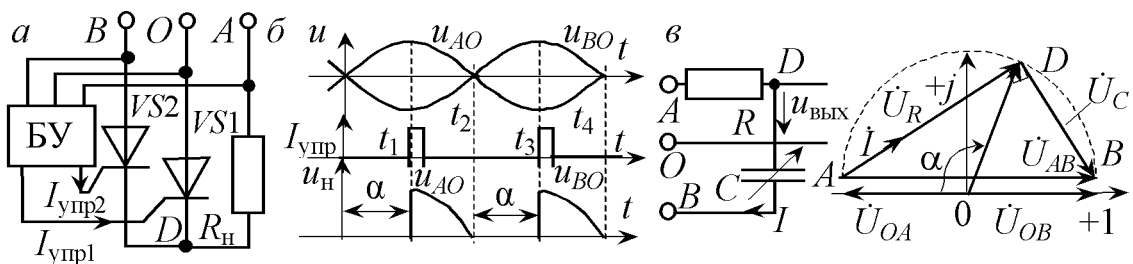


Рис. 9.23. Управляемый выпрямитель: а – схема; б – временная диаграмма; в – схема и векторная диаграмма ФСУ

ного напряжения, поступающего на тринистор. Это время переводят в градусы или радианы и называют углом управления или углом зажигания тиристоров α . Для перехода от времен к угловым величинам используют пропорцию: периоду сети T_c в секундах соответствует угол 2π радиан, а величине α в секундах – угол x радиан (2π радиан равно 360°). Для рассматриваемой схемы $\alpha \in [0; \pi]$ Чем больше α , тем меньше среднее напряжение на нагрузке ($\alpha = \omega t$):

$$\bar{u}_H = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} u_{AO}(\alpha) d\alpha = \frac{1}{\pi} (1 + \cos \alpha) U_m, \quad (9.13)$$

где U_m – амплитуда напряжений u_{AO} и u_{BO} . Выражение (9.13) называют *регулирующей* характеристикой управляемого выпрямителя.

Для формирования угла управления используют фазосдвигающие устройства (ФСУ), которые входят в состав блока управления. Схема и векторная диаграмма ФСУ приведены на рис. 9.23, в. Поскольку $\dot{U}_{AB} = \dot{U}_C + \dot{U}_R$, векторы \dot{I} и \dot{U}_R сонаправлены, \dot{U}_C отстает от \dot{I} на 90° (\dot{U}_R и \dot{U}_C ортогональны), то т. D лежит на полуокружности с диаметром \dot{U}_{AB} , т. е. \dot{U}_{DO} имеет угол поворота $[0^\circ, 180^\circ]$, и начальная фаза $u_{DO}(t) = u_{\text{вых}}(t)$ изменяется от 0 до 180° при изменении R или C от 0 до ∞ . Во времена, когда $u_{DO}(t) = 0$, электронные ключи блока управления формируют импульсы управляющего тока.

Изменение α позволяет регулировать среднее значение напряжения на нагрузке без существенных потерь мощности на регулирующих элементах. При открытом тринисторе через него протекает ток нагрузки, но на нем падает малое напряжение. Поэтому по сравнению с мощностью на нагрузке мощность на тринисторе мала. На закрытом тринисторе мощность равна нулю, т. к. ток через него равен нулю. КПД управляемых выпрямителей составляет 70–95%, что обусловило их широкое применение для управления мощными нагрузками.

Тиристоры широко используются в *частотных преобразователях*, которые преобразовывают синусоидальное напряжение одной частоты в близкое к синусоидальному напряжение другой частоты. Схема одного из таких преобразователей приведена на рис. 9.24, временная диаграмма работы – на рис. 9.25. Частотный преобразователь состоит из мостового выпрямителя на $VD1$ – $VD4$ с C -фильтрами низких частот ($C1, C2$), вырабатывающего относительно т. N два уровня постоянного напряжения ($+U$ и $-U$), управляемого инвертора на запираемых тринисторах $VS1$ – $VS6$ и блока управления БУ. БУ создает импульсы управляющего тока $I_{\text{упр1}}$ – $I_{\text{упр6}}$, которые открывают тринисторы, соединяя вы-

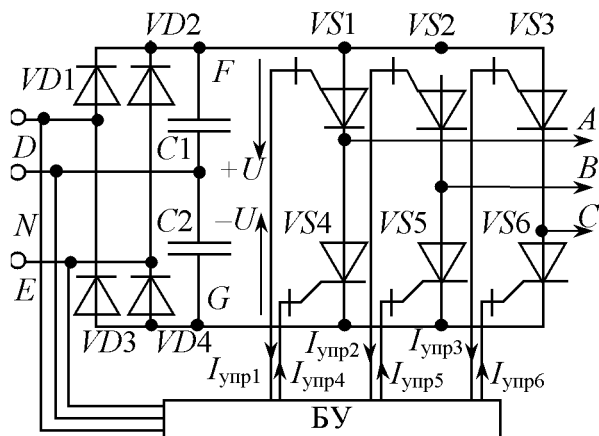


Рис. 9.24. Схема частотного преобразователя

($+U$) соединяется с т. G ($-U$), через транисторы протекает большой сквозной ток, что может вывести $VS1$ и $VS4$ или $VD1-VD4$ из строя. Поэтому $I_{упр4}$ подается с некоторой задержкой после окончания $I_{упр1}$. При подаче $I_{упр4}$ открывается $VS4$ и $u_{AN} = -U$ ($VS1$ при этом должен быть закрыт, т. е. $I_{упр1} = 0$). Длительности подачи импульсов управляющего тока на $VS1$ и $VS4$ повторяется. Периодическое несинусоидальное выходное напряжение u_{AN} имеет нулевую постоянную составляющую и большую первую гармонику (штриховая синусоида на рис. 9.25), т. е. оно близко к синусоидальному с нулевой начальной фазой. Рассматривая аналогично $VS2$ и $VS5$, работающие под воздействием $I_{упр2}$ и $I_{упр5}$, получаем, что u_{BN} имеет нулевую постоянную составляющую и большую первую

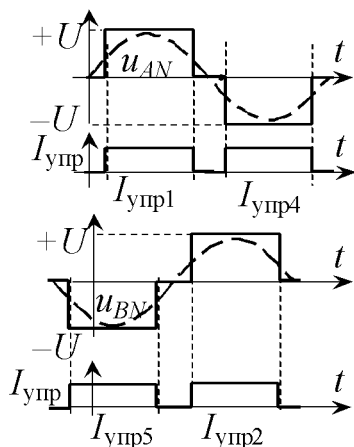


Рис. 9.25. Временные диаграммы частотного преобразователя

гармонику. Оно близко к синусоидальному с начальной фазой -120° . Самостоятельно изобразите временные диаграммы для $VS3$, $VS6$, $I_{упр3}$, $I_{упр6}$ в общих временных осях так, чтобы напряжение u_{CN} было близко к синусоидальному с начальной фазой $+120^\circ$. На выходах преобразователя получаем трехфазную систему напряжений, частота которых задается частотой подачи импульсов управляющего тока из БУ. Эта частота легко может изменяться практически от нуля до достаточно больших значений.

10. ЭЛЕМЕНТЫ АНАЛОГОВОЙ СХЕМОТЕХНИКИ

10.1. Биполярные транзисторы. Основные характеристики

Биполярным транзистором называют прибор с двумя или более $p-n$ -переходами, пригодный для усиления мощности. Чаще они имеют два $p-n$ -перехода, три вывода и состоят из чередующихся областей полупроводника с разным типом электропроводности. Различают транзисторы $p-n-p$ - и $n-p-n$ -типа (рис. 10.1). Среднюю область и вывод от нее называют базой (Б). Она отделена $p-n$ -переходами от двух других областей, которые называют коллектором (К) и эмиттером (Э). Переход между эмиттером и базой (1 на рис. 10.1) – эмиттерный, между коллектором и базой (2 на рис. 10.1) – коллекторный

Существуют четыре режима работы транзистора: активный; отсечки; насыщения; инверсный. В активном эмиттерный переход смещен в прямом направлении (открыт), коллекторный – в обратном (закрыт). В режиме отсечки оба перехода закрыты, насыщения – открыты; в инверсном эмиттерный переход закрыт, коллекторный – открыт. Режимы отсечки и насыщения используются в электронных ключах, инверсный – в микросхемах.

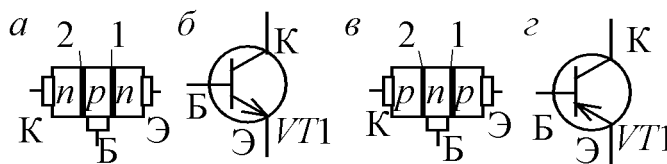


Рис. 10.1. Биполярный транзистор: *a* – структура $n-p-n$ -типа; *б* – обозначение $n-p-n$ -типа; *в* – структура $p-n-p$ -типа; *г* – обозначение $p-n-p$ -типа

У $n-p-n$ -транзистора в активном режиме (рис. 10.2, *a*) напряжение $U_{БЭ} > 0$ открывает эмиттерный переход, а напряжение $U_{КБ} > 0$ закрывает коллекторный, что обеспечивается при $E_K > E_B$ ($U_{КБ} = U_{КЭ} - U_{БЭ} = E_K - E_B$). При $U_{БЭ} > 0$ электроны из эмиттера диффундируют в базу, создавая ток эмиттера $I_Э$. На рис. 10.2, *a* он вытекает из эмиттера, т. к. направлен по движению «+» зарядов. База имеет малую ширину и концентрацию основных свободных носителей, поэтому неосновные носители в базе, в т. ч. электроны из эмиттера, достигают коллекторного перехода. Его потенциальный барьер препятствует прохождению основных носителей (электронов из коллектора в базу или дырок из базы в коллектор), но не препятствует прохождению неосновных, т. е. электронов из базы в коллектор. Под действием полей коллекторного перехода и источника E_K электроны из базы дрейфуют в коллектор, соз-

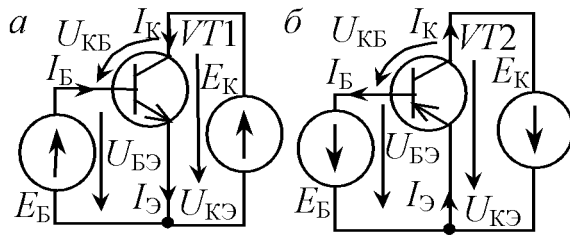


Рис. 10.2. Транзисторы в активном режиме: *а* – *n-p-n*-типа; *б* – *p-n-p*-типа

давая ток коллектора I_K (на рис. 10.2, *а* направлен противоположно движению электронов). Малая часть электронов рекомбинирует в базе с основными носителями (дырками для *n-p-n*-транзистора), что приводит к отрицательному заряду базы, для компенсации которого нужен малый базовый ток I_B (на рис. 10.2, *а* направлен от E_B к базе). Для создания активного режима *p-n-p*-транзистора нужно изменить на противоположное направление источников (рис. 10.2, *б*), что изменит направления I_E , I_B , I_K . Транзистор является обобщенным узлом и по ПЗК

$$I_E = I_B + I_K. \quad (10.1)$$

Поскольку доля рекомбинировавших в базе электронов мала по сравнению с количеством перешедших в коллектор электронов, то $I_B \ll I_K$. Коэффициент усиления тока базы

$$\beta = I_K/I_B \quad (10.2)$$

для разных транзисторов лежит в пределах от единиц до тысячи. Чем больше β , тем лучше транзистор. Близкую к единице (от 0,9 до 0,999) величину

$$\alpha = I_K/I_E = I_K/(I_B + I_K) = \beta/(\beta + 1) < 1 \quad (10.3)$$

называют коэффициентом передачи тока эмиттера.

Поскольку $U_{БЭ}$ определяет I_E , то по (10.1), (10.3) оно определяет и I_K . Работа биполярного транзистора описывается уравнением Эберса - Молла, которое называют также передаточной характеристикой:

$$I_K = I_{K0} \left(e^{\frac{U_{БЭ}}{\varphi_t}} - 1 \right) \approx I_{K0} e^{\frac{U_{БЭ}}{\varphi_t}}, \quad (10.4)$$

где I_{K0} – обратный ток коллекторного перехода; φ_t – термический потенциал ($\varphi_t = kT/e$, где k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; e – заряд электрона). При комнатных температурах $\varphi_t \approx 25$ мВ. С ростом на 10^0 С температуры транзистора I_{K0} увеличивается

примерно в два раза. В соответствии с (10.1), (10.2), (10.4) для транзистора можно выделить два контура: маломощный управляющий контур: E_B – база $VT1$ – эмиттер $VT1$, который часто является входным; и выходной контур мощного управляемого тока: E_K – коллектор $VT1$ – эмиттер $VT1$ (рис. 10.2, *a*). В управляющем контуре входным током является I_B , возникающий под действием входного напряжения $U_{БЭ}$, поэтому входной статической характеристикой транзистора называют зависимость $I_B(U_{БЭ})$ при $U_K = \text{const}$. Из (10.2), (10.4) следует, что $I_B(U_{БЭ})$ повторяет уравнение Эберса - Молла с точностью до множителя $1/\beta$ (рис. 10.3, *a*).

Выходной статической характеристикой называют зависимость I_K от $U_{КЭ}$ при постоянном $U_{БЭ}$. Поскольку $U_{БЭ}$ может изменяться, то существует семейство выходных статических характеристик, каждой из которых соответствует свое $U_{БЭ}$ (рис. 10.3, *б*). В справочниках вместо $U_{БЭ}$ чаще задают I_B , т. к. промежуточные характеристики сдвигаются пропорционально изменению I_B . Характеристика при $I_B = 300$ мкА ($U_{БЭ} = 0,68$ В) лежит посередине между характеристиками, соответствующими $I_B = 400$ мкА ($U_{БЭ} = 0,69$ В) и $I_B = 200$ мкА ($U_{БЭ} = 0,66$ В), но $U_{БЭ} = 0,68$ В не является средним между $U_{БЭ} = 0,69$ В и $U_{БЭ} = 0,66$ В (рис. 10.3, *б*). Использование в качестве переменной I_B может привести к неправильному пониманию работы транзистора. Иногда говорят об управлении транзистором током базы, что неверно. Транзистор управляется напряжением $U_{БЭ}$, а I_B и I_K являются следствием $U_{БЭ}$.

На рис. 10.3, *б* выделена пунктиром область работы транзистора в активном режиме. Выше прямой $I_K = I_{K\text{max}}$ и правее прямой $U_{КЭ} = U_{КЭ\text{max}}$ ($I_{K\text{max}}$, $U_{КЭ\text{max}}$ – максимально допустимые I_K и $U_{КЭ}$) лежит запрещенная область, в которой транзистор выходит из строя. Между характеристикой с $U_{БЭ} = 0$ В, $I_B = 0$ мкА и осью напряжений лежит об-

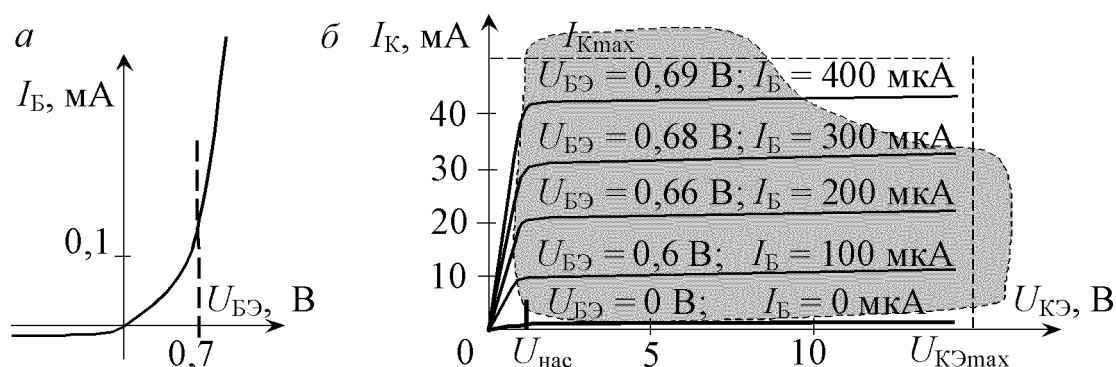


Рис. 10.3. Статические характеристики биполярных транзисторов: *a* – входная; *б* – выходные

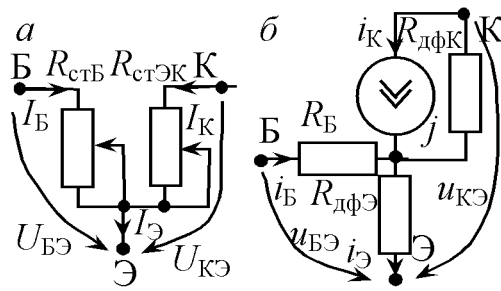


Рис. 10.4. Модели биполярного $n-p-n$ транзистора в активном режиме: a – статическая; b – динамическая

ласть отсечки. Между $U_{КЭ} = U_{нас}$ ($U_{нас}$ – напряжение насыщения, $U_{нас} = 0,3 \div 1,5$ В) и осью токов лежит область насыщения. Выходные статические характеристики в активной области близки к ВАХ источника тока и сдвигаются в зависимости от $U_{БЭ}$; транзистор в этой области является реальным источником тока, управляемым напряжением $U_{БЭ}$. Возможность управления описывается крутизной S , измеряемой в А/В или в мА/В. Она определяется из (10.4).

$$S = dI_K/dU_{БЭ} = I_K/\varphi_t. \quad (10.5)$$

На основе статических характеристик можно представить две модели биполярного транзистора $n-p-n$ -типа в активном режиме (рис. 10.4). Простейшей является модель, состоящая из статических сопротивлений между базой и эмиттером $R_{стБ}$ и между коллектором и эмиттером $R_{стЭК}$ (рис. 10.4, a). С учетом (10.2) и (10.4)

$$R_{стБ} = \frac{U_{БЭ}}{I_B} = \beta \frac{U_{БЭ}}{I_{К0}} e^{-\frac{U_{БЭ}}{\varphi_t}}, \quad (10.6)$$

$$R_{стЭК} = \frac{U_{КЭ}}{I_K} = \frac{U_{КЭ}}{I_{К0}} e^{-\frac{U_{БЭ}}{\varphi_t}}. \quad (10.7)$$

$R_{стБ}$ уменьшается с ростом $U_{БЭ}$, т. к. I_B увеличивается быстрее, чем $U_{БЭ}$ (рис. 10.3, a), что следует и из (10.6). С увеличением $U_{БЭ}$ числитель (линейно зависит от $U_{БЭ}$) растет медленнее знаменателя ($U_{БЭ}$ в показателе экспоненты). $R_{стЭК}$ при постоянном $U_{КЭ}$ резко снижается с ростом $U_{БЭ}$ (рис. 10.3, b), транзистор переходит на более высокую выходную характеристику, что следует и из (10.7). Тогда с ростом $U_{БЭ}$ $R_{стЭК}$ снижается сильнее, чем $R_{стБ}$. Кроме того, $R_{стБ} \gg R_{стЭК}$. На рис. 10.4, a движки переменных резисторов перемещаются вверх при росте $U_{БЭ}$ ($R_{стБ}$ и $R_{стЭК}$ уменьшаются) или вниз с уменьшением $U_{БЭ}$.

Статическая модель пригодна для иллюстрации работы транзистора, но расчет на ее основе приводит к нелинейным уравнениям. Схемы на транзисторах рассчитывают по постоянному и переменному току. Расчет по постоянному току производится с учетом нелинейно-

стей. Далее характеристики нелинейного элемента линеаризуют, проводя касательные в рабочей точке, задаваемой расчетом по постоянному току. Такая линеаризация для малого переменного сигнала дает линейную цепь. Для расчета по переменному сигналу нужна динамическая модель транзистора (рис. 10.4, б), в которой R_B – омическое сопротивление базы (от единиц до сотен Ом); $R_{дфК}$, $R_{дфЭ}$ – дифференциальные сопротивления коллекторного и эмиттерного переходов; j – источник тока, создающий переменную составляющую тока коллектора i_K ; i_B – переменная составляющая тока базы. $R_{дфК}$ определяется как

$$R_{дфК} = U_Y / I_K, \quad (10.8)$$

где U_Y – напряжение Эрли, которое в зависимости от типа транзистора лежит в пределах $100 \div 1000$ В. $R_{дфЭ}$ определяется из (10.4):

$$R_{дфЭ} = dU_{БЭ} / dI_{Э} \approx dU_{БЭ} / dI_K = \varphi / I_K = 1/S. \quad (10.9)$$

Для динамической модели дифференциальный коэффициент передачи тока базы $\beta = dI_K / dI_B$ почти совпадает с β по (10.2).

10.2. Принципы электронного усиления

Усилитель увеличивает энергию сигнала за счет энергии источника питания (рис. 10.5, а), которым часто является постоянный источник ЭДС $E_{пит}$. Активный элемент содержит управляемый источник тока $j = Su_{вх}$ и резисторы R_1 , R_2 , приемником усиленного сигнала служит R_H , источником сигнала является источник ЭДС $e_{вх}(t)$ с ненулевыми постоянной и переменной составляющими (рис. 10.5, б).

Под воздействием напряжения источника $e_{вх}(t)$ через вход управ-

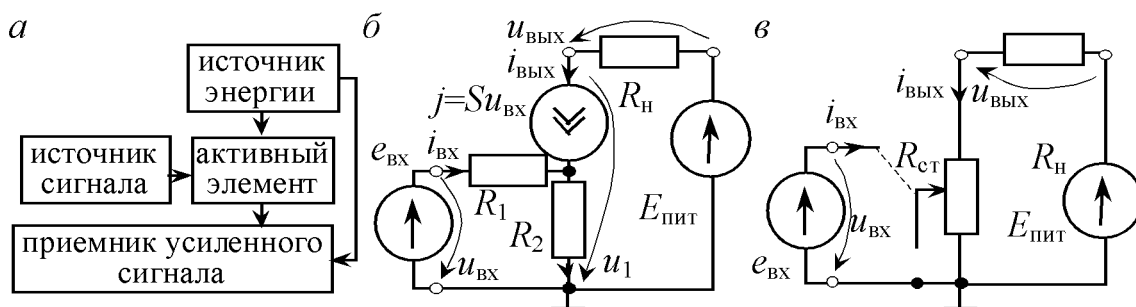


Рис. 10.5. Схемы усилителей: а – структурная; б – с управляемым источником тока; в – с переменным резистором

ляемого источника тока протекает входной ток $i_{\text{вх}}$, но выходной источник тока $j = Su_{\text{вх}}$, протекающий через нагрузку, может быть больше входного за счет R_1 и S (усиление по току). Выходное напряжение $u_{\text{вых}} = jR_{\text{н}} = SR_{\text{н}}u_{\text{вх}}$ может быть больше входного за счет произведения $SR_{\text{н}}$ (усиление по напряжению). Усилители могут усиливать только по току или по напряжению или одновременно по току и напряжению. Источником тока может быть переменный резистор с сопротивлением $R_{\text{ст}}$, изменяющимся под воздействием напряжения $e_{\text{вх}}(t)$ (рис. 10.5, в) (последовательно соединенные $E_{\text{шт}}$ и $R_{\text{ст}}$ можно преобразовать в эквивалентный источник тока). Пусть входное напряжение имеет вид

$$u_{\text{вх}} = e_{\text{вх}} = E_0 + E_m \sin \omega t, \quad (10.10)$$

где $E_0, E_m \sin \omega t$ – постоянная и переменная составляющие $u_{\text{вх}}$. Тогда выходной ток $i_{\text{вых}}$ и выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ каскада

$$i_{\text{вых}} = SE_0 + SE_m \sin \omega t; u_{\text{вых}} = i_{\text{вых}} R_{\text{н}} = SR_{\text{н}}(E_0 + E_m \sin \omega t). \quad (10.11)$$

Из (10.10) и (10.11) находим коэффициент усиления по напряжению:

$$K_u = u_{\text{вых}}/u_{\text{вх}} = SR_{\text{н}}, \quad (10.12)$$

откуда следует, что условие $K_u > 1$ обеспечивается соответствующим выбором S и $R_{\text{н}}$. Для $R_2 \approx 0$, т. е. $R_1 \gg R_2$ входной ток принимает вид

$$i_{\text{вх}} = \frac{e_{\text{вх}}(t)}{R_1 + R_2} = \frac{E_0 + E_m \sin \omega t}{R_1 + R_2} \approx \frac{E_0 + E_m \sin \omega t}{R_1}. \quad (10.13)$$

Из (10.11)–(10.13) коэффициенты усиления по току и мощности

$$K_i = \frac{i_{\text{вых}}}{i_{\text{вх}}} = S(R_1 + R_2) \approx [R_2 \approx 0] \approx SR_1; K_p = K_u K_i. \quad (10.14)$$

Напряжение между выходными зажимами активного элемента

$$u_1 = E_{\text{шт}} - SR_{\text{н}}(E_0 + E_m \sin \omega t) \quad (10.15)$$

для усилителей должно удовлетворять соотношению $0 < u_1 < E_{\text{шт}}$, иначе активный элемент выходит из режима источника тока. Для выполнения этого неравенства постоянная составляющая $u_{\text{вх}}$ в (10.10) должна

выбираться так, чтобы постоянная составляющая выходного напряжения $SR_H E_0$ в (10.11) лежала посередине между 0 и $E_{\text{пит}}$ ($SR_H E_0 \approx E_{\text{пит}}/2$). При этом обеспечивается максимальный размах напряжения на R_H .

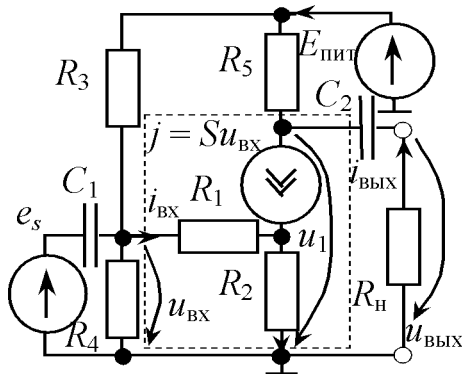


Рис. 10.6. Усилитель переменного сигнала с источником тока

Если полезный сигнал содержит только переменную составляющую, т. е. второе слагаемое в (10.10) ($e_s = E_m \sin \omega t$), то можно использовать усилитель переменного сигнала (рис. 10.6, управляемый источник тока обведен штриховой линией). Делитель R_3, R_4 обеспечивает режим работы усилителя по постоянному току, чтобы постоянная составляющая u_1 лежала примерно посередине между 0 и $E_{\text{пит}}$.

Разделительный конденсатор C_1 не пропускает постоянное напряжение, создаваемое делителем R_3, R_4 , на e_s , но обеспечивает прохождение переменного напряжения $E_m \sin \omega t$ от e_s на источник тока. C_2 не пропускает постоянную составляющую u_1 на R_H и пропускает переменную составляющую u_1 на R_H .

Для расчета по постоянному току нейтрализуем e_s и заменим конденсаторы разрывом цепи (рис. 10.7, а). Примем $R_2 \approx 0$. Тогда R_1 и R_4 соединены параллельно, а R_3 соединен с ними последовательно, и постоянная составляющая входного напряжения

$$U_{\text{вх}} = E_{\text{пит}} \frac{\frac{R_4 R_1}{R_4 + R_1}}{R_3 + \frac{R_4 R_1}{R_4 + R_1}}. \quad (10.16)$$

Из (10.16) с учетом $R_2 \approx 0$ получаем постоянные составляющие входного тока, тока источника тока, протекающего по R_5 , напряжения на R_5 и напряжения между выходными зажимами активного элемента:

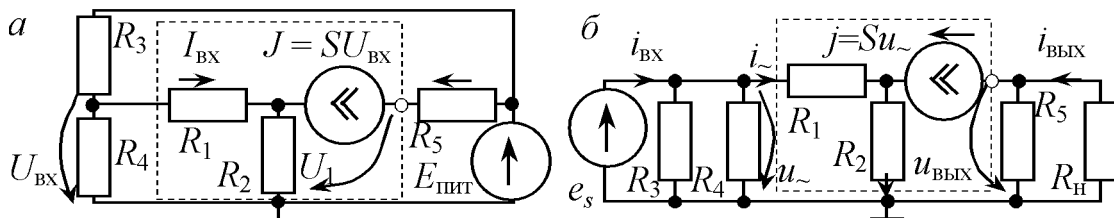


Рис. 10.7. Эквивалентные схемы усилителя переменного сигнала; а – по постоянному току; б – по переменному току

$$I_{\text{BX}} = \frac{U_{\text{BX}}}{R_1}; J = SU_{\text{BX}}; U_{R_5} = JR_5 = SU_{\text{BX}}R_5; U_1 = E_{\text{ПНТ}} - SU_{\text{BX}}R_5. \quad (10.17)$$

Из (10.17) при $R_2 \approx 0$ определяем мощность на активном элементе по постоянному току $P = U_1 J$ и переходим к расчету по переменному току. В схеме на рис. 10.6 нейтрализуем постоянные источники и считаем, что для переменного сигнала сопротивления C_1 и C_2 равны нулю, поэтому их можно заменить проводником. Тогда друг с другом параллельно соединены R_3 и R_4 , R_5 и R_{H} и схема усилителя по переменному сигналу примет вид на рис. 10.7, б. Для нее при $R_2 \approx 0$:

$$i_{\sim} = \frac{e_s}{R_1} = E_m \sin \omega t / R_1; i_{\text{BX}} = \frac{e_s}{R_4} + \frac{e_s}{R_3} + i_{\sim}; j = S u_{\sim} = S e_s; \quad (10.18)$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = -j \frac{R_5 R_{\text{H}}}{R_5 + R_{\text{H}}} = -S e_s \frac{R_5 R_{\text{H}}}{R_5 + R_{\text{H}}}; i_{\text{ВЫХ}} = -u_{\text{ВЫХ}} / R_{\text{H}}. \quad (10.19)$$

Из (10.18) и (10.19) находим коэффициенты усиления по напряжению, току и мощности:

$$K_u = u_{\text{ВЫХ}} / u_{\text{BX}} = -S \frac{R_5 R_{\text{H}}}{R_5 + R_{\text{H}}}; K_i = i_{\text{ВЫХ}} / i_{\text{BX}}; K_p = K_u K_i. \quad (10.20)$$

Полные токи или напряжения определяются как в методе суперпозиции в виде суммы постоянной и переменной составляющих. Например, ток i_{BX} на рис. 10.6 с учетом (10.17), (10.18)

$$i_{\text{BX}} = I_{\text{BX}} + i_{\sim} = U_{\text{BX}} / R_1 + E_m \sin \omega t / R_1; \quad (10.21)$$

напряжение u_1 на рис. 10.6 с учетом (10.17), (10.19)

$$u_1 = U_1 + u_{\text{ВЫХ}} = E_{\text{ПНТ}} - SU_{\text{BX}}R_5 - S E_m \frac{R_5 R_{\text{H}}}{R_5 + R_{\text{H}}} \sin \omega t. \quad (10.22)$$

Знак « \rightarrow » для $u_{\text{ВЫХ}}$ и K_u в (10.19), (10.20) отражает сдвиг фаз на 180° между входным и выходным сигналами, появление которого можно объяснить без расчетов. При увеличении входного напряжения (рис. 10.6) увеличиваются ток источника тока и напряжение на R_5 . Тогда из ВЗК по контуру $E_{\text{ПНТ}}$, R_5 , u_1 следует, что u_1 уменьшается. При снижении входного напряжения u_1 увеличивается, т. е. переменные составляющие этих напряжений сдвинуты по фазе на 180° , а переменная составляющая u_1 является выходным напряжением.

10.3. Обратная связь и ее свойства

Обратной связью (ОС) называют передачу выходного сигнала объекта на его вход. Если выходной сигнал уменьшает входной, то имеется отрицательная обратная связь (ООС). При положительной ОС выходной сигнал увеличивает входной. Структурные схемы объектов с ОС представлены на рис. 10.8, стрелки задают направления распространения сигналов. Объект изображен прямоугольником с комплексным коэффициентом передачи $\underline{K}_{об}(j\omega)$. Звено, через которое сигнал Y с выхода объекта подается на его вход, называется звеном ОС (прямоугольник с $\underline{\beta}$). Звено, которое из входного сигнала X и сигнала ОС μ вырабатывает сигнал расстройки ε , управляющий объектом, называется суммирующим узлом.

Для ООС он вычитает сигналы X и μ , для положительной ОС – суммирует. Соотношения между сигналами в объектах с ОС имеют вид

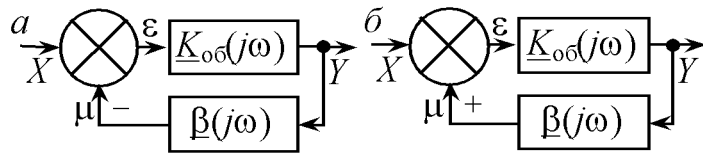


Рис. 10.8 Структурные схемы объектов с ОС:
а – с ООС; б – с положительной ОС

$$\varepsilon = X \mp \mu; Y = \varepsilon \underline{K}_{об}; \mu = Y \underline{\beta}, \quad (10.23)$$

где « \mp » и « $+$ » соответствуют ООС и положительной ОС. Подставляя одну величину в (10.23) в другую, находим коэффициент передачи системы с ОС и расстройку:

$$\underline{K} = \frac{\underline{K}_{об}}{1 \pm \underline{K}_{об} \underline{\beta}}; \varepsilon = \frac{X}{1 \pm \underline{K}_{об} \underline{\beta}}, \quad (10.24)$$

где « $+$ » соответствует ООС, « \mp » – положительной ОС. Знаменатель в (10.24) называют глубиной ОС, а $\underline{K}_{об} \underline{\beta}$ – петлевым усилением. При $\underline{K}_{об} \rightarrow \infty$ для ООС из (10.24) следует

$$\underline{K} \approx 1/\underline{\beta}; \varepsilon \approx 0, \quad (10.25)$$

т. е. при ООС, бесконечно большом коэффициенте передачи объекта и конечных коэффициенте передачи звена ОС и входном сигнале коэффициент передачи всей системы определяется звеном ОС, а сигнал расстройки равен нулю; т. е. объект «оценивает» расстройку и устанавливает на выходе такой сигнал, чтобы расстройка снизилась до нуля.

Из (10.24) также следует, что для ООС относительная нестабильность эквивалентного коэффициента K при большом $K_{об}$ значительно меньше относительной нестабильности коэффициента передачи без ООС $K_{об}$. Пусть ΔK – абсолютная нестабильность эквивалентного коэффициента передачи с ООС, а $\Delta K_{об}$ – абсолютная нестабильность коэффициента передачи объекта без ООС.

Тогда

$$\frac{\Delta K}{K} = \left[\Delta K = \frac{dK}{dK_{об}} \Delta K_{об} \right] = \frac{\Delta K_{об}}{K |1 + K_{об} \beta|^2} = \frac{\Delta K_{об}}{K_{об}} \cdot \frac{1}{|1 + K_{об} \beta|}, \quad (10.26)$$

т. е. относительная нестабильность коэффициента передачи при охвате объекта ООС уменьшается в глубину ОС раз (в $|1 + K_{об} \beta|$ раз). Этот факт является существенным достоинством систем с ООС.

В электронике ОС часто используются в усилителях. Их подразделяют по способу присоединения цепи ОС ко входу на параллельную и последовательную и по используемому выходному сигналу на ОС по напряжению и ОС по току. Если выходной сигнал звена ОС включается на входе последовательно с источником, то ОС последовательная; параллельно – параллельная. Если в качестве входного сигнала для звена ОС используется выходное напряжение или его часть, то получаем ОС по напряжению; если выходной ток или его часть – ОС по току. В электронике выделяют четыре основных вида ОС (рис. 10.9).

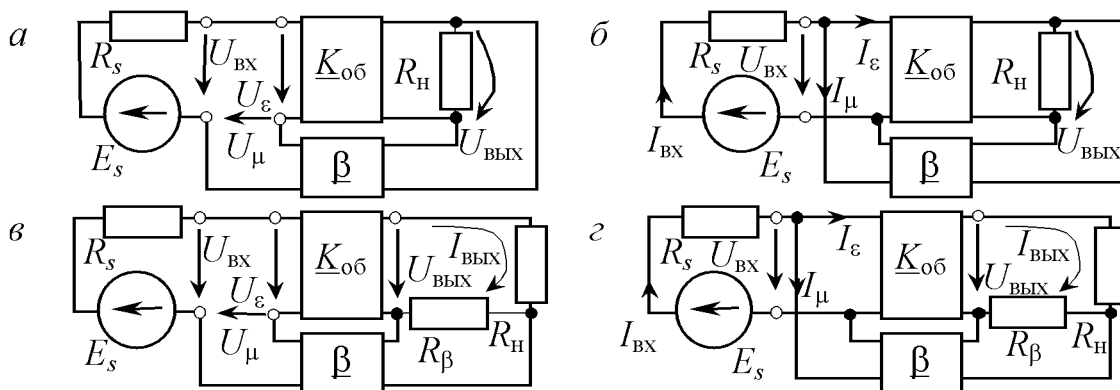


Рис. 10.9 Структурные схемы типов ОС: *а* – последовательная по напряжению; *б* – параллельная по напряжению; *в* – последовательная по току; *з* – параллельная по току. E_s, R_s – реальный источник входного сигнала для системы с ОС; $U_{ВХ}, I_{ВХ}, U_{\varepsilon}, I_{\varepsilon}, U_{\mu}, I_{\mu}, U_{ВЫХ}, I_{ВЫХ}$ – напряжение и ток, соответственно, источника на входе системы с ОС, расстройки на входе объекта, охваченного ОС, на выходе звена ОС, на выходе системы с ОС

В ОС по току последовательно с R_H обычно устанавливают R_β , падение напряжения на котором пропорционально $I_{\text{ВЫХ}}$ поступает на вход звена ОС. Введение ОС влияет на входное и выходное сопротивления устройства. По сравнению с входным сопротивлением усилителя без ООС последовательная ООС увеличивает, а параллельная ООС уменьшает входное сопротивление в $|1 + \underline{K}_{\text{об}}\beta|$ раз. ОС изменяет выходное сопротивление

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{ВЫХ}}}, \quad (10.27)$$

где $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$, $\Delta I_{\text{ВЫХ}}$ – изменение выходного напряжения и тока соответственно. ООС по напряжению уменьшает $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$, а значит и $R_{\text{ВЫХ}}$, в $|1 + \underline{K}_{\text{об}}\beta|$ раз, что приближает выход устройства к источнику ЭДС. ООС по току уменьшает $\Delta I_{\text{ВЫХ}}$ в $|1 + \underline{K}_{\text{об}}\beta|$ раз, т. е. увеличивает $R_{\text{ВЫХ}}$ в $|1 + \underline{K}_{\text{об}}\beta|$ раз, что приближает выход устройства к источнику тока.

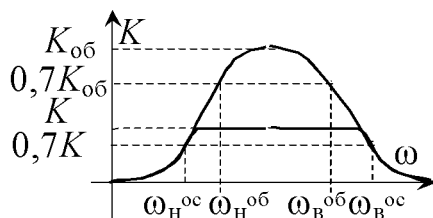


Рис. 10.10 Влияние ООС на полосу пропускания усилителя

ООС расширяет полосу пропускания исходного усилителя, оцениваемую по уровню 0,7 от максимального значения коэффициента передачи (рис. 10.10).

Положительная ОС увеличивает результирующий коэффициент передачи, но делает его нестабильным, сужает полосу пропускания и может ввести усилитель в ограничение, обусловленное конечным напряжением питания, или превратить в генератор.

Поэтому положительная ОС используется для создания специализированных электронных устройств.

10.4. Усилители на биполярных транзисторах

Биполярный транзистор с тремя выводами включается в схему усилителя, который является четырехполюсником с двумя входными и двумя выходными зажимами (к входным подключается источник сигнала, к выходным – нагрузка). Поэтому один вывод биполярного транзистора при работе в качестве активного элемента усилителя является общим для входной и выходной цепи. В соответствии с этим выделяют 3 основные схемы включения биполярных транзисторов: 1) с общим эмиттером (ОЭ); 2) с общим коллектором (ОК); 3) с общей базой (ОБ).

В основе усилителя с ОЭ лежит усилитель переменного сигнала с

управляемым источником тока (на рис. 10.6 обведен штриховой линией), схема которого почти идентична модели транзистора (рис. 10.4, б). $R_{дфК}$ транзистора рассчитывается по (10.8), что дает его большую величину при постоянных $I_K \approx 10^{-3}$ А. Поэтому можно принять $R_{дфК} = \infty$ (разрыв цепи), а в усилителе в качестве источника тока использовать транзистор (рис. 10.11, а). По переменному току эмиттер является общим для источника e_s и нагрузки R_H , поэтому схему называют усилителем с ОЭ. Для преемственности с рис. 10.6 на рис. 10.11, а сохранены номера аналогичных элементов. Назначение элементов в усилителе с ОЭ совпадает с назначением элементов усилителя на рис. 10.6 ($i_{вх}$ соответствует i_B ; $j - i_K$). Расчет усилителя с ОЭ по постоянному току отличается от расчета усилителя на рис. 10.6 тем, что R_B и $R_{дфЭ}$ транзистора неизвестны, а внутренние сопротивления источника тока известны.

Рассчитаем по постоянному току схему на рис. 10.11, а. C_1, C_2 заменяем разрывом цепи. Принимаем $I_B = 0$. Постоянная составляющая $u_{вх}$

$$U_{вх} = E_{пит} R_4 / (R_3 + R_4), \quad (10.28)$$

причем $U_{вх} = U_{БЭ}$. По (10.4) находим постоянный I_K . После этого по (10.2) через β нужно найти $I_B \neq 0$ и пересчитать $U_{вх}$. При больших β этого не делают, т. к. $I_B \approx 0$. Постоянный I_K протекает по $E_{пит}, R_5$, коллектору и эмиттеру VT1 ($I_K \approx I_E$). Из ВЗК по контуру $E_{пит}, R_5$, постоянная составляющая u_1 находим

$$U_1 = E_{пит} - I_K R_5. \quad (10.29)$$

Поскольку $U_1 = U_{КЭ}$, то постоянная мощность на транзисторе

$$P_{КVT1} = U_{КЭ} I_K. \quad (10.30)$$

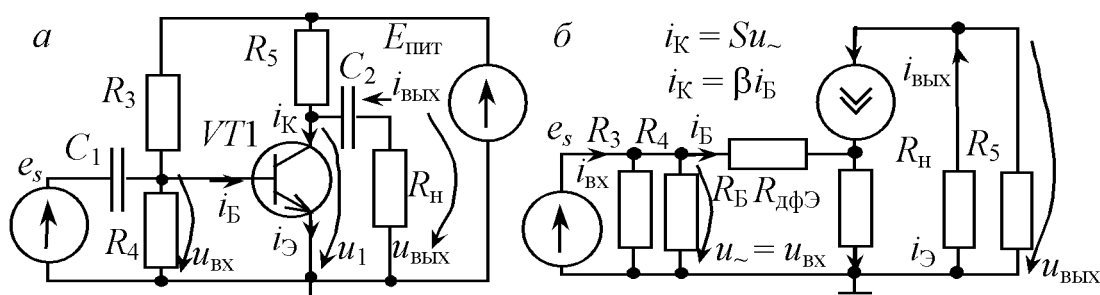


Рис. 10.11. Усилитель с ОЭ: а – схема принципиальная; б – схема по переменному току

Схема замещения усилителя с ОЭ по переменному току (рис. 10.11, б) аналогична схеме на рис. 10.7, б: роль R_1 выполняет R_B , $R_2 - R_{дфЭ}$. По результатам расчета каскада на постоянном токе находим S и $R_{дфЭ}$ по (10.5) и (10.9). Поскольку R_B неизвестно, то при расчете схемы по переменному току учитываем (10.2) для переменных составляющих $i_K = \beta i_B$ принимая, что $\beta \gg 1$, а также, что переменными составляющими токов в R_3 и R_4 можно пренебречь ($i_B \approx i_{вх}$).

Тогда

$$K_u = -\frac{R_5 R_H}{(R_5 + R_H) R_{дфЭ}}; K_i \approx \beta \frac{R_5}{R_5 + R_H}; K_p = K_u K_i; \quad (10.31)$$

т. е. K_u определяется отношением эквивалентного сопротивления по переменному сигналу между коллектором и общей точкой (параллельно соединенные R_5 и R_H) к эквивалентному сопротивлению по переменному сигналу в цепи эмиттер – общая точка ($R_{дфЭ}$). Знак « $-$ » в (10.31) для K_u отражает сдвиг фаз на 180° между входным и выходным напряжениями. К недостаткам данного усилителя с ОЭ относят высокие искажения, обусловленные зависимостью $R_{дфЭ}$ от мгновенного значения тока коллектора за период сигнала, и температурную нестабильность, связанную с увеличением I_{K0} и I_K при повышении температуры. Тогда $U_{КЭ}$ по (10.29) уменьшается. При $U_1 = U_{КЭ} = U_{нас}$ транзистор переходит в режим насыщения и перестает усиливать переменный сигнал. Из-за склонности к насыщению усилитель с ОЭ без температурной стабилизации тока I_K на практике не используется.

Один из вариантов температурной стабилизации I_K в усилителе с ОЭ приведен на рис. 10.12. В схему дополнительно введены R_1 , обеспечивающий термостабилизацию, и последовательно соединенные C_3 и R_2 для задания K_u . Назначение остальных элементов соответствует их назначению в усилителе с ОЭ без температурной стабилизации.

Термостабилизация тока I_K осуществляется следующим образом. Постоянная составляющая напряжения на базе по (10.28) не зависит от температуры. В данной схеме $U_{вх} \neq U_{БЭ}$, т. к. $U_{БЭ}$ определяется из ВЗК по контуру $U_{вх}$, $U_{БЭ}$, U_{R1} :

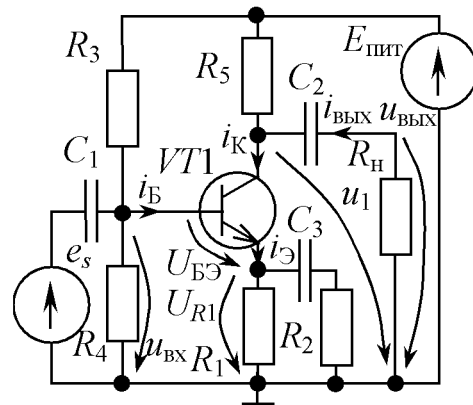


Рис. 10.12. Усилитель с ОЭ с температурной стабилизацией по току

$$U_{БЭ} = U_{ВХ} - U_{R1}. \quad (10.32)$$

При повышении температуры увеличивается I_{K0} , и по (10.4) увеличивается I_K . Тогда увеличиваются ток эмиттера $I_Э$ ($I_K \approx I_Э$) и падение напряжения на R_1 ($U_{R1} = I_Э R_1$), а по (10.32) напряжение $U_{БЭ}$ уменьшается, что по (10.4) уменьшает I_K .

Расчет по постоянному току в принципе можно провести по (10.4), что приводит к нелинейным уравнениям. На практике используется следствие уравнения Эберса - Молла, заключающееся в том, что при полностью открытом эмиттерном переходе транзистора в активном режиме $U_{БЭ}$ мало изменяется под воздействием переменного сигнала, это позволяет принять для кремниевых транзисторов $U_{БЭ} \approx 0,7$ В (рис. 10.3, а), для германиевых – $U_{БЭ} \approx 0,4$ В. На постоянном токе конденсаторы C_1, C_2, C_3 представляются как разрыв цепи. По (10.28) находим $U_{ВХ}$, затем из (10.32) $U_{R1} = I_Э R_1$, откуда определяем $I_Э$. Поскольку $I_K \approx I_Э$, то по (10.29) находим U_1 и далее $U_{КЭ}$:

$$U_{КЭ} = U_1 - U_{R1}. \quad (10.33)$$

По (10.30) определяем постоянную мощность на транзисторе.

Схему замещения по переменному току получаем, принимая равными нулю сопротивления конденсаторов на частоте сигнала, заменяя транзистор схемой на рис. 10.4, б и нейтрализуя $E_{пит}$. По аналогии с усилителем без термостабилизации K_u определяется отношением эквивалентного сопротивления по переменному сигналу между коллектором и общей точкой (параллельные R_5 и R_H) к эквивалентному сопротивлению по переменному сигналу в цепи эмиттер – общая точка ($R_{дфЭ}$ последовательно с параллельными R_1 и R_2), поэтому

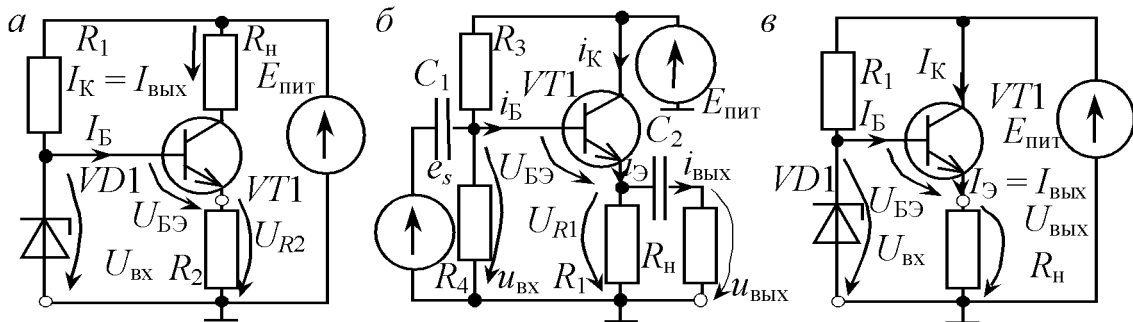


Рис. 10.13. Источник тока (а); усилитель переменного тока с ОК (б); стабилизатор напряжения с ОК (в)

$$K_u = -\frac{R_5 R_H}{R_5 + R_H} \left/ \left(R_{\text{дфЭ}} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) \right. \quad (10.34)$$

K_i и K_p находим по (10.31) и расчет считаем законченным.

Введение в схему с ОЭ параллельно соединенных R_1 и R_2 приводит к появлению ООС по току, т. к. через них протекает ток эмиттера, частью которого является выходной ток, а падение напряжения на них вычитается из входного напряжения. Сигналом расстройки является напряжение между базой и эмиттером, а сигнал ОС включается последовательно с входным напряжением. Поскольку ООС уменьшает K_u , то для установки значения K_u по переменному сигналу вводят R_2 .

На основе усилителя с ОЭ можно построить источник тока (рис. 10.13, а). В этой схеме $U_{R2} = U_{\text{вх}} - U_{\text{БЭ}} = (U_{\text{БЭ}} \approx 0,7) = U_{\text{ст}} - 0,7$ определяется напряжением стабилизации $U_{\text{ст}}$ стабилитрона $VD1$. Тогда ток через нагрузку $I_{\text{ввых}} = I_K \approx I_{\text{Э}} = U_{R2}/R_2$ не зависит от $E_{\text{пит}}$ и от R_H , пока транзистор находится в активном режиме.

Расчет усилителя с ОК (эмиттерного повторителя) (рис. 10.13, б) по постоянному току аналогичен расчету по постоянному току усилителя с ОЭ с температурной стабилизацией (рис. 10.12) при $R_5 = 0$. По (10.28) находим $U_{\text{вх}}$, а из (10.32) определяем $U_{R1} = I_{\text{Э}} R_1$, откуда находим $I_{\text{Э}}$ и I_K ($I_K \approx I_{\text{Э}}$). Напряжение $U_{\text{КЭ}} = E_{\text{пит}} - U_{R1}$, по (10.30) определяем $R_{\text{КВТ1}}$. Расчет по переменному току дает коэффициент K_u :

$$K_u = \frac{R_1 R_H}{R_1 + R_H} \left/ \left(R_{\text{дфЭ}} + \frac{R_1 R_H}{R_1 + R_2} \right) \right. < 1. \quad (10.35)$$

Из-за того, что $R_{\text{дфЭ}} \approx 0$ $K_u \approx 1$, т. е. по переменной составляющей, схема с ОК повторяет на выходе (эмиттере) входное напряжение, поэтому ее называют эмиттерным повторителем. Коэффициент K_i

$$K_i \approx \beta \frac{R_1}{R_1 + R_H}, \quad (10.36)$$

откуда при $R_1 \gg R_H$ следует $K_i \approx \beta \gg 1$, т. е. усилитель с ОК усиливает по току (потребляет от источника сигнала малый базовый ток, а отдает в нагрузку большой выходной, являющийся частью тока эмиттера).

Усилитель с ОК имеет высокое входное сопротивление и низкое выходное, его выход приближается по свойствам к источнику ЭДС. Такие свойства обуславливают применение усилителей с ОК в стабилизаторах напряжения (рис. 10.13, в), где эмиттерный повторитель на $VТ1$ потребляет малый ток I_B от стабилизатора на $VD1$ и большой ток в

нагрузку $I_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{Э}}$. Напряжение $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} - U_{\text{БЭ}} = U_{\text{СТ}} - 0,7$ определяется напряжением стабилизации $U_{\text{СТ}}$ VD1 и не зависит от $E_{\text{ПНТ}}$. Схема с ОК является схемой с последовательной ООС по напряжению. Управляющее транзистором напряжение между базой и эмиттером определяется как разница между входным и выходным напряжениями, а сигнал ОС включается последовательно с входным напряжением.

Схема усилителя с общей базой приведена на рис. 10.14. Назначение конденсаторов в этом усилителе состоит в разделении постоянной и переменной составляющих. Постоянная составляющая тока коллектора $I_{\text{К}}$ протекает по R_2 , постоянная составляющая тока эмиттера $I_{\text{Э}}$ – по R_1 . Тогда из ВЗК по контуру $U_{\text{БЭ}}$, U_{R1} , E_2 : $U_{\text{БЭ}} + U_{\text{R1}} = E_2$ с учетом $U_{\text{R1}} = R_1 I_{\text{Э}}$ находим $I_{\text{Э}} = (E_2 - U_{\text{БЭ}})/R_1 \approx (E_2 - 0,7)/R_1$. Поскольку $I_{\text{К}} \approx I_{\text{Э}}$, а $U_{\text{R2}} = R_2 I_{\text{К}}$, то из ВЗК по контуру E_1 , U_{R2} , $U_{\text{КЭ}}$, $U_{\text{БЭ}}$ находим $U_{\text{КЭ}} = E_1 - U_{\text{R2}} + U_{\text{БЭ}} \approx E_1 - U_{\text{R2}} + 0,7$. По (10.30) определяем $P_{\text{КВТ1}}$ и рассчитываем схему по переменному току. Без вывода приведем K_u и K_i :

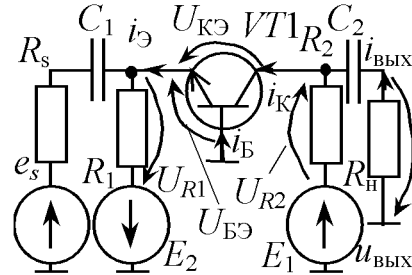


Рис. 10.14. Схема с ОБ

$$K_u = \frac{R_2 R_{\text{Н}}}{(R_s + R_{\text{дфЭ}})(R_2 + R_{\text{Н}})}; \quad K_i = \frac{\alpha R_2}{R_2 + R_{\text{Н}}}; \quad (10.37)$$

т. е. K_u зависит от неопределенного R_s , что является недостатком усилителя с ОБ. Недостатком является и низкий K_i , т. е. каскад потребляет от источника сигнала больший ток, чем отдает в нагрузку. Эти недостатки обуславливают редкое использование усилителя с ОБ на низких и средних частотах. Его чаще применяют на высоких частотах, т. к. на его работу меньше влияют емкости транзисторов.

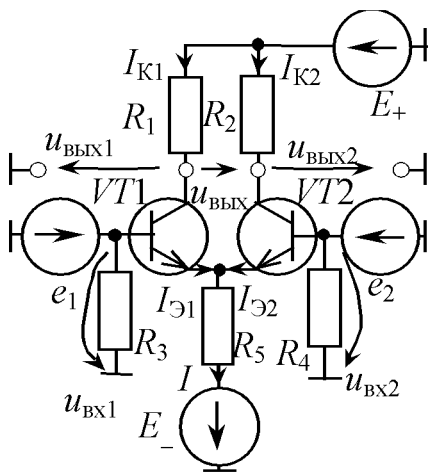


Рис. 10.15. Дифференциальный усилитель

На практике часто используют дифференциальный усилитель (рис. 10.15), усиливающий с большим коэффициентом дифференциальную составляющую сигнала (дифференциальный сигнал) и с малым коэффициентом синфазную составляющую (синфазный сигнал), которые определяются из двух напряжений (например, $u_{\text{ВХ1}}$ и $u_{\text{ВХ2}}$):

$$u_{\text{дф}} = u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}; u_{\text{сф}} = \frac{u_{\text{вх1}} + u_{\text{вх2}}}{2}. \quad (10.38)$$

Дифференциальный сигнал создается первичными преобразователями физических величин в электрические, т. е. несет полезную информацию, а синфазный сигнал обусловлен вредными факторами (наводками на соединительные линии, напряжениями на общем проводе от мощных потребителей и т. д.). Обычно в дифференциальном усилителе $R_1 \approx R_2 = R_{\text{к}}$, а $R_3 \approx R_4$. Дифференциальный усилитель имеет два входа (на них подаются $u_{\text{вх1}}$ и $u_{\text{вх2}}$) и три выхода $u_{\text{вых1}}$, $u_{\text{вых2}}$ и $u_{\text{вых}}$, из которых одновременно чаще используется один. Напряжение $u_{\text{вых}}$ между коллекторами является дифференциальным, а $u_{\text{вых1}}$ и $u_{\text{вых2}}$ отсчитываются от общей точки. Коэффициенты усиления дифференциального и синфазного сигналов следующие:

$$K_{\text{идф}} = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{дф}}} = \frac{R_{\text{к}}}{R_{\text{дфЭ}}}; K_{\text{исф}} = \frac{u_{\text{вых1}}}{u_{\text{сф}}} = \frac{R_{\text{к}}}{2R_5}, \quad (10.39)$$

где $R_{\text{дфЭ}}$ – дифференциальное сопротивление эмиттера любого транзистора ($R_{\text{дфЭ}}$ примерно равны друг другу). Поскольку $R_{\text{дфЭ}} \ll 2R_5$, то $K_{\text{идф}} \gg K_{\text{исф}}$. Величину $K_{\text{псс}} = K_{\text{идф}}/K_{\text{исф}} \gg 1$ называют коэффициентом подавления синфазного сигнала. Большое значение $K_{\text{псс}}$ дифференциального усилителя означает, что схема эффективно выделяет полезный дифференциальный сигнал и подавляет синфазный.

Часто дифференциальные усилители используют как термостабильные схемы, поскольку температурные дрейфы напряжения $U_{\text{БЭ}}$ двух одинаковых транзисторов в одинаковых температурных условиях, являются одинаковыми, т. е. представляют собой синфазный сигнал, который подавляется дифференциальным усилителем.

10.5. Полевые транзисторы и ПЗС

Полевыми (униполярными) называют транзисторы, у которых ток обусловлен носителями заряда одного знака (электронами или дырками), а управление током осуществляется при помощи электрического поля, приложенного ортогонально к направлению тока. Их подразделяют на транзисторы с управляющим p - n -переходом и с изолированным затвором.

Полевой транзистор с управляющим p - n -переходом с n -каналом (рис. 10.16, « n » и « p » обозначают проводимость областей) имеет три

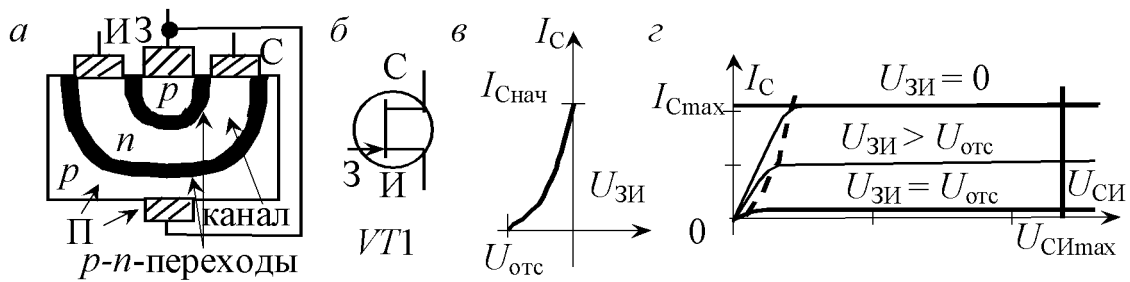


Рис. 10.16. Полевой транзистор с управляющим p - n -переходом с n -каналом: a – структура; b – обозначение; $в$ – передаточная характеристика; $г$ – выходные характеристики

электрода: исток (И); затвор (З); сток (С). Область, соединяющую исток и сток, называют каналом. Подложка (П) соединяется с затвором. У транзистора с p -каналом подложка и подзатворная область имеют проводимость n -типа, а на электроде затвора стрелка направлена наружу. Для полевого транзистора с n -каналом обеспечивают следующие соотношения между потенциалами стока, истока и затвора: $\varphi_C \geq \varphi_I \geq \varphi_Z$, т. е. напряжение между стоком и истоком $U_{СИ} \geq 0$, а напряжение между затвором и истоком $U_{ЗИ} \leq 0$. Тогда переходы на границах подзатворной области с каналом и подложки с каналом закрываются полями затвора и подложки, поэтому они имеют низкую концентрацию свободных носителей и высокое сопротивление.

Чем меньше $U_{ЗИ}$, тем шире переходы и тем больше они заходят в область канала, уменьшая его сечение и увеличивая сопротивление. При $U_{ЗИ} = U_{отс}$ ($U_{отс}$ – напряжение отсечки) зоны переходов смыкаются, перекрывая канал и делая ток между стоком и истоком (ток стока I_C) равным нулю. При $U_{ЗИ} = 0$ переходы имеют минимальную ширину, поперечное сечение канала максимально, а его сопротивление минимально. I_C при $U_{ЗИ} = 0$ называют начальным током стока $I_{Снач}$. Для данных транзисторов $I_{Снач}$ является максимально допустимым током стока $I_{Сmax}$. При $U_{ЗИ} > 0$ переходы открываются и через них протекает большой ток затвора, что выводит транзистор из строя.

Передаточная характеристика (рис. 10.16, $в$), отражающая рассмотренные процессы, описывается уравнением

$$I_C = I_{Снач} \left(1 - \frac{U_{ЗИ}}{U_{отс}} \right)^2, \quad (10.40)$$

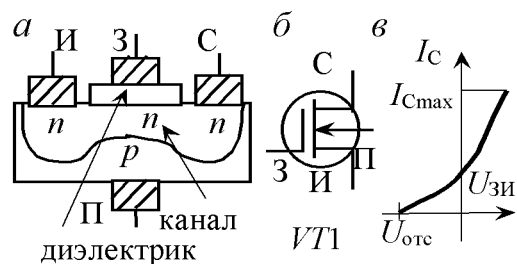
которое является аналогом уравнения Эберса - Молла. Поскольку переходы смещены в обратном направлении, то ток затвора I_3 определя-

ются их обратными токами и практически не зависит от $U_{ЗИ}$, поэтому им можно пренебречь. Для транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом $I_3 = 10^{-9} \div 10^{-7}$ А (значительно меньше токов базы биполярных транзисторов), что является достоинством полевых транзисторов. Поэтому у полевых транзисторов не приводят входную характеристику.

Выходной статической характеристикой полевого транзистора называют зависимость I_C от $U_{СИ}$ при постоянном $U_{ЗИ}$. Каждой из выходных статических характеристик (рис. 10.16, *з*) соответствует свое $U_{ЗИ}$. Анализ выходных характеристик биполярных (рис. 10.3, *б*) и полевых транзисторов (рис. 10.16, *з*) показывает, что они во многом аналогичны (*аналог стока – коллектор, эмиттера – исток, затвора – база*). На рис. 10.16, *з* можно показать области работы полевого транзистора. Выше прямой $I_C = I_{Cmax}$ и правее прямой $U_{СИ} = U_{СИmax}$ ($U_{СИmax}$ – максимальное $U_{СИ}$) лежит запрещенная область, в которой транзистор выходит из строя; между характеристикой с $U_{ЗИ} = U_{отс}$ и осью напряжений лежит область отсечки. Между штриховой линией и осью токов – линейная область (*аналог области насыщения у биполярных транзисторов*). Выходные характеристики почти горизонтальны, у полевых транзисторов называется областью насыщения. Она соответствует активной области биполярных транзисторов и используется в усилителях. Выходные статические характеристики в этой области близки к ВАХ источника тока и сдвигаются в зависимости от $U_{ЗИ}$. Поэтому полевой транзистор в области насыщения является источником тока, управляемым напряжением $U_{ЗИ}$. Возможность управления описывается крутизной $S = dI_C/dU_{ЗИ}$ (А/В или мА/В), которая у полевых транзисторов является паспортной величиной. Как правило, она меньше крутизны биполярных транзисторов, т. е. ток стока в меньшей степени зависит от $U_{ЗИ}$, чем ток коллектора от $U_{БЭ}$.

Основное достоинство полевых транзисторов – малый управляющий ток затвора I_3 . Для большего снижения I_3 используют транзисторы с изолированным затвором (рис. 10.17 – 10.18), у которых металлический затвор отделен от полупроводника диэлектриком, а электрод подложки (П) выводится отдельно. Структура металл – диэлектрик – полупроводник дает название МДП-транзистор, а поскольку в качестве диэлектрика используются оксиды, то его называют МОП-транзистором. Транзисторы с изолированным затвором бывают с встроенным (обедненного типа) или с индуцированным каналом (обогащенного типа).

У полевого транзистора с изолированным затвором (ПТсИЗ) и встроенным n -каналом (рис. 10.17, *a*) канал существует без потенциалов на электродах. При $U_{ЗИ} < 0$ поле затвора отталкивает электроны из подзатворной области, сужая канал и увеличивая его сопротивление. При $U_{ЗИ} = U_{отс}$ электроны выталкиваются из подзатворной области по всему сечению канала, что перекрывает канал и делает $I_C = 0$ (рис. 10.17, *в*). При $U_{ЗИ} > 0$ поле затвора отталкивает дырки подложки, находящиеся ближе к затвору, что расширяет канал и снижает его сопротивление.



У транзистора с изолированным затвором с индуцированным n -каналом (рис. 10.18, *a*) канал отсутствует и создается полем затвора при $U_{ЗИ} > U_{п}$, где $U_{п}$ – пороговое напряжение (аналог напряжения отсечки). При $U_{ЗИ} > U_{п}$ поле затвора отталкивает дырки подложки из подзатворной области, на место которых из n -областей под истоком и стоком, имеющих высокую концентрацию свободных носителей (откуда название «транзистор обогащенного типа»), диффундируют электроны и создают канал. Чем выше $U_{ЗИ}$, тем шире канал, меньше его сопротивление и выше ток стока.

Выходные статические характеристики полевых транзисторов с изолированным затвором аналогичны выходным характеристикам полевых транзисторов с управляющим переходом (рис. 10.16, *з*), т. е. МОП-транзисторы представляются источником тока, управляемым $U_{ЗИ}$, возможность управления описывает крутизна $S = dI_C/dU_{ЗИ}$. Из-за слоя диэлектрика у транзисторов с изолированным затвором $I_3 = 10^{-15} \div 10^{-9}$ А, что значительно меньше I_3 транзисторов с управляющим переходом. Входное сопротивление транзисторов с управляющим переходом лежит в пределах $10^7 \div 10^{10}$ Ом, у МОП-транзисторов – $10^{11} \div 10^{15}$ Ом. Полевые транзисторы могут быть представлены моделью,

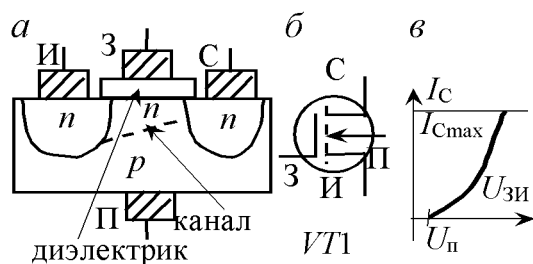


Рис. 10.18. ПТсИЗ с индуцированным n -каналом (обогащенного типа): *a* – структура; *б* – обозначение; *в* – передаточная характеристика

аналогичной модели биполярного транзистора на рис. 10.4 (аналог коллектора – сток, эмиттера – исток, базы – затвор). В полевых транзисторах можно считать $I_3 = 0$. Для модели полевого транзистора часто принимают $R_B = R_{дфК} = \infty$, $R_{дфЭ} = 0$, $j = i_C = Su_{зи}$. Полевой транзистор эквивалентен источнику тока, управляемому напряжением $u_{зи}$, что можно использовать в усилителях.

Усилители на полевых транзисторах аналогичны усилителям на биполярных (аналог схемы с ОЭ – схема с общим истоком, с ОК – с общим стоком, с ОБ – с общим затвором). Усилители на n - p - n -транзисторах аналогичны усилителям с n -каналом. Преимуществом усилителей с общим стоком и общим истоком, по сравнению с усилителями с ОЭ и ОК, является пренебрежимо малый входной ток, что позволяет получать очень большие значения K_i .

Прибор с зарядовой связью (ПЗС) имеет большое количество изолированных затворов, под которыми могут передвигаться сгустки неосновных носителей заряда (зарядовые пакеты, рис. 10.19). Эти заряды могут быть введены из истока или получены в подложке при попадании на нее света. ПЗС используются для преобразования изображения в электрический сигнал и в качестве запоминающих устройств.

На первом этапе преобразования изображения в электрический сигнал световой поток преобразовывается в зарядовые пакеты, для чего на затворы $Z_1 - Z_4$ подают одинаковые высокие потенциалы. Электрические поля затворов отталкивают дырки из подзатворных областей подложки, и образуются неперекрывающиеся зоны, обедненные свободными носителями (обведены штриховыми линиями на рис. 10.19). При попадании светового потока на подложку происходит рождение электронно-дырочных пар, электроны диффундируют к ближайшей подзатворной области и собираются в ней. Отрицательный заряд собравшихся за время экспозиции в подзатворной области электронов (зарядовый пакет) пропорционален числу квантов света, попавших на ближайшую к области площадку подложки. Под затворами образуются заряды, пропорциональные освещенности соответствующих областей матрицы ПЗС, т. е. возникает зарядовый «слепок» освещенности подложки.

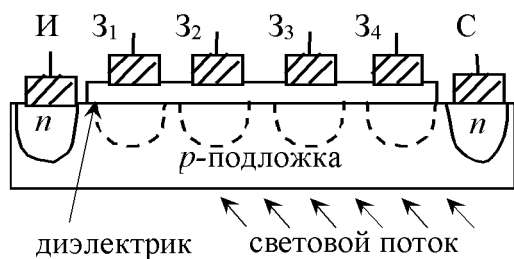


Рис. 10.19. Структура ПЗС

На втором этапе ПЗС переводят в режим сдвигового регистра, для чего поочередно подают на затворы по-

тенциалы, сдвигающие накопленные зарядовые пакеты от истока к стоку. На первом такте в области стока появляется заряд, накопленный под Z_4 , на втором – под Z_3 и т. д. Сигнал на стоке (выходе ПЗС) будет повторять во времени пространственное распределение зарядовых пакетов, а значит, и распределение освещенности вдоль подложки во время экспозиции.

10.6. Операционные усилители и типовые схемы их включения

Операционным усилителем (ОУ) называется усилитель напряжения, предназначенный для выполнения различных операций с аналоговыми сигналами. Идеальный ОУ является идеальным источником ЭДС, управляемым дифференциальным напряжением с бесконечно большим коэффициентом усиления. ОУ имеет два входа, выход и два вывода для подключения источников питания (рис. 10.20). Инвертирующий вход обозначается знаком «−» или кружком, неинвертирующий – знаком «+» или без знака рядом с инвертирующим. Положительное и отрицательное напряжения питания имеют одинаковую по модулю величину и отсчитываются от вывода, который является общим для входных и выходного сигналов.

Идеальный ОУ имеет бесконечно большое входное сопротивление (нулевые входные токи); нулевое выходное сопротивление (выход является идеальным источником ЭДС, нагрузка не влияет на выходное напряжение); бесконечно большие коэффициенты подавления синфазного сигнала и усиления дифференциального сигнала; бесконечно большой диапазон частот усиливаемых сигналов (от 0 до ∞).

Идеальный ОУ выполняет следующую операцию:

$$u_{\text{ВЫХ}} = (u^+ - u^-)K_{\text{ОУ}}; -E \leq u_{\text{ВЫХ}} \leq +E; \quad (10.41)$$

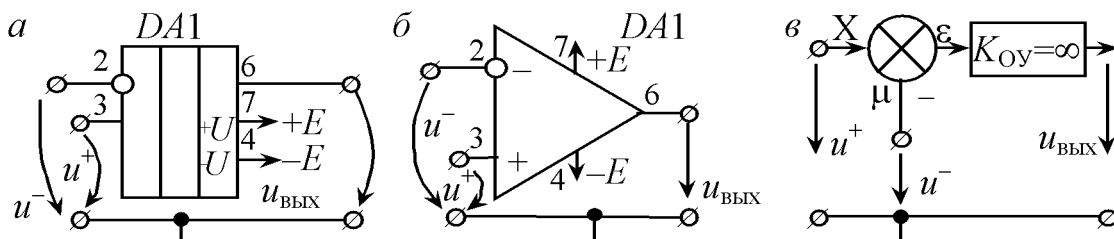


Рис. 10.20. ОУ: *a* – стандартное обозначение; *б* – старое обозначение; *в* – структурная схема идеального ОУ

где u^+ , u^- – напряжения на неинвертирующем и инвертирующем входах относительно общей точки; K_{OU} – собственный коэффициент усиления ОУ; $u_{ВЫХ}$ – напряжение на выходе относительно общей точки; $-E$, $+E$ – отрицательное и положительное напряжения питания. Для идеального ОУ $K_{OU} = \infty$. Неравенство в (10.41) является более жестким, чем первое уравнение, т. е. после достижения напряжением $u_{ВЫХ}$ значений $\pm E$ $K_{OU} \neq \infty$ (говорят, что ОУ вошел в ограничение). *Без внешних элементов ОУ является компаратором напряжений* (элементом, сравнивающим u^+ и u^-). При $u^+ > u^-$, то $u_{ВЫХ} = +E$, при $u^+ < u^-$ $u_{ВЫХ} = -E$, при $u^+ = u^-$ $u_{ВЫХ} = 0$.

Идеальный ОУ без ограничения – это точка суммирования с объектом, имеющим $K_{OU} = \infty$ (рис. 10.20, в). Сравнение рис. 10.20, в с рис. 10.8 показывает, что идеальный ОУ является структурой, приспособленной для охвата внешними цепями ОС. ООС получается соединением выхода ОУ с инвертирующим входом через цепь с сопротивлением, не равным бесконечности, положительная ОС – соединением выхода ОУ с неинвертирующим входом. Для идеального ОУ при отсутствии ограничения и охвате его ООС справедлива формула (10.25). При $K_{OU} = \infty$ коэффициент передачи всей системы определяется звеном ОС, а сигнал расстройки равен нулю, т. е. разница напряжений между входами ОУ $\Delta u = u^+ - u^- = 0$. ОУ «оценивает» расстройку и устанавливает на выходе такое напряжение, чтобы расстройка снизилась до нуля.

Простейшие устройства с ООС на основе ОУ – неинвертирующий и инвертирующий усилители (рис. 10.21, i_+ , i_- – входные токи неинвертирующего и инвертирующего входов).

Поскольку усилители на ОУ являются схемами с ООС (выход соединен с инвертирующим входом через $R_2 \neq \infty$), то разница напряжений между входами $\Delta u = 0$. Для неинвертирующего усилителя (рис. 10.21, а) составим уравнения по ВЗК по контурам: 1) \perp , R_1 , инвертирующий вход, неинвертирующий вход, $u_{ВХ}$, \perp ; 2) \perp , $u_{ВХ}$, неинвертирующий вход, инвертирующий вход, R_2 , выход, $u_{ВЫХ}$, \perp и уравнение по

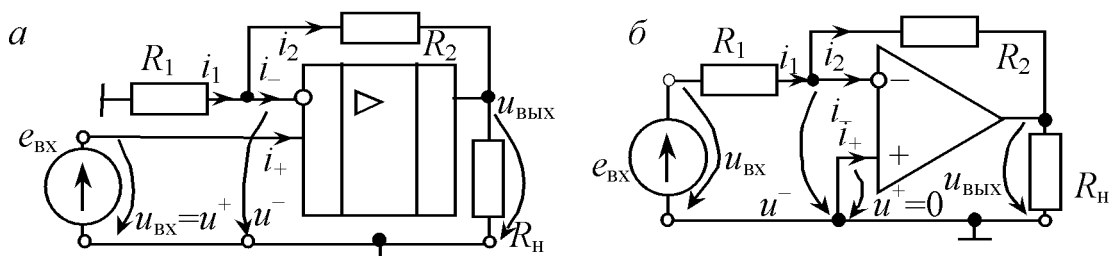


Рис. 10.21. Усилители на ОУ: а – неинвертирующий; б – инвертирующий

ПЗК для узла возле инвертирующего входа: $R_1 i_1 - \Delta u + u_{\text{вх}} = 0$; $-u_{\text{вх}} + \Delta u + R_2 i_2 + u_{\text{вых}} = 0$; $i_1 - i_- - i_2 = 0$, откуда с учетом $\Delta u = 0$ и $i_- = 0$

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \Rightarrow K_{\text{нУ}} = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad (10.42)$$

т. е. коэффициент усиления неинвертирующего усилителя $K_{\text{нУ}}$ определяется резисторами, задающими коэффициент передачи звена ОС, и не зависит от ОУ. Из (10.42) следует, что если в неинвертирующем усилителе в качестве сопротивления нагрузки использовать R_2 , то ток через это сопротивление $i_2 = -u_{\text{вх}}/R_1$ не зависит от его величины и схема является источником тока, управляемым напряжением $u_{\text{вх}}$.

Для инвертирующего усилителя составим уравнения по ВЗК по контурам: 1) \perp , $u_{\text{вх}}$, R_1 , инвертирующий вход, неинвертирующий вход, \perp ; 2) \perp , $u_{\text{вх}}$, неинвертирующий вход, инвертирующий вход, R_2 , выход, $u_{\text{вых}}$, \perp и уравнение по ПЗК для узла возле инвертирующего входа

$$\begin{cases} R_1 i_1 - \Delta u - u_{\text{вх}} = 0; \\ \Delta u + R_2 i_2 + u_{\text{вых}} = 0; \\ i_1 - i_- - i_2 = 0, \end{cases}$$

откуда с учетом $\Delta u = 0$ и $i_- = 0$ получаем

$$u_{\text{вых}} = -u_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1}; \quad K_{\text{иУ}} = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = -\frac{R_2}{R_1}; \quad (10.43)$$

т. е. коэффициент усиления инвертирующего усилителя $K_{\text{иУ}}$ определяется резисторами, задающими коэффициент передачи звена ОС.

Замена одного из резисторов конденсатором в инвертирующем усилителе приводит к схемам интегратора или дифференциатора (рис. 10.22), а замена диодом позволяет получать схемы логарифмического и экспоненциального усилителей (рис. 10.23).

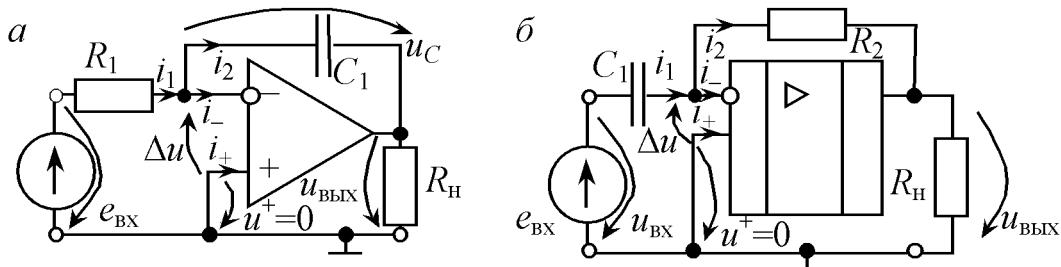


Рис. 10.22. Схемы интегратора (а) и дифференциатора (б)

Для этих схем составим уравнения по ВЗК по контурам: 1) \perp , $u_{\text{ВХ}}$, элемент между $u_{\text{ВХ}}$ и инвертирующим входом, инвертирующий вход, неинвертирующий вход, \perp ; 2) \perp , $u_{\text{ВХ}}$, неинвертирующий вход, инвертирующий вход, элемент между инвертирующим входом и выходом, выход, $u_{\text{ВЫХ}}$, \perp и уравнение по ПЗК для узла возле инвертирующего входа.

Для интегратора (рис. 10.22, а) уравнения имеют вид

$$\begin{cases} R_1 i_1 - \Delta u - u_{\text{ВХ}} = 0; \\ \Delta u + u_C + u_{\text{ВЫХ}} = 0; \\ i_1 - i_- - i_2 = 0; \\ \Delta u + u_C + u_{\text{ВЫХ}} = 0, \end{cases}$$

откуда с учетом $\Delta u = 0$, $i_- = 0$, $i_2 = C_1 du_C/dt$ получаем

$$u_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{R_1 C_1} \int u_{\text{ВХ}} dt. \quad (10.44)$$

Для дифференциатора (рис. 10.22, б) система имеет вид

$$\begin{cases} u_C - \Delta u - u_{\text{ВХ}} = 0; \\ \Delta u + R_2 i_2 + u_{\text{ВЫХ}} = 0; \\ i_1 - i_- - i_2 = 0, \end{cases}$$

откуда с учетом $\Delta u = 0$, $i_- = 0$, $i_1 = C_1 du_C/dt$ получаем

$$u_{\text{ВЫХ}} = -R_2 C_1 \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt}. \quad (10.45)$$

Для усилителя на рис. 10.23, а

$$\begin{cases} R_1 I_1 - \Delta u - U_{\text{ВХ}} = 0; \\ \Delta u + U_{\text{АК}} + U_{\text{ВЫХ}} = 0; \\ I_1 - i_- - I_2 = 0, \end{cases}$$

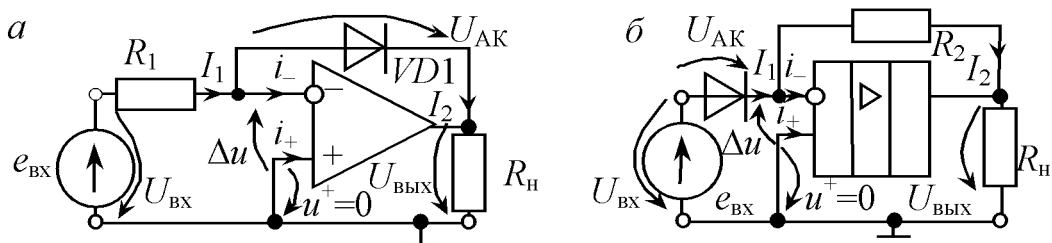


Рис. 10.23. Схемы логарифмического (а) и экспоненциального (б) усилителей

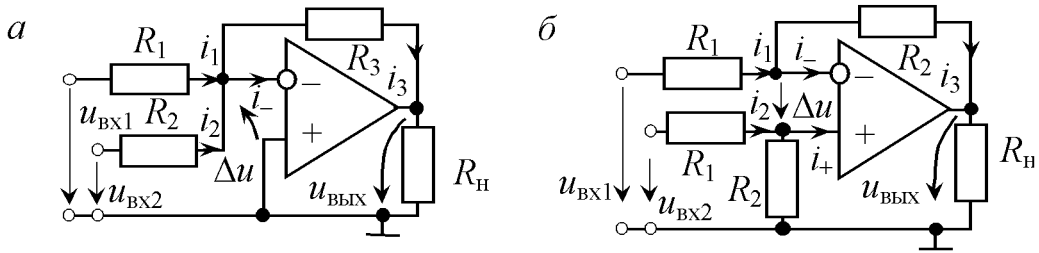


Рис. 10.24. Схемы сумматора (а) и дифференциального усилителя (б)

откуда с учетом $\Delta u = 0$, $i_- = 0$, $I_2 \approx I_{K0} e^{U_{AK}/\Phi_t}$ получаем

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\Phi_t \ln \left(\frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1 I_{K0}} \right). \quad (10.46)$$

Для экспоненциального усилителя (рис. 10.23, б)

$$\begin{cases} u_{AK} - \Delta u - u_{\text{ВХ}} = 0; \\ \Delta u + R_2 I_2 + u_{\text{ВЫХ}} = 0; \\ I_1 - i_- - I_2 = 0, \end{cases}$$

откуда с учетом $\Delta u = 0$, $i_- = 0$, $I_1 \approx I_{K0} e^{U_{AK}/\Phi_t}$ получаем

$$U_{\text{ВЫХ}} \approx -R_2 I_{K0} \exp \left(\frac{U_{\text{ВХ}}}{\Phi_t} \right). \quad (10.47)$$

На ОУ можно построить схемы сумматора и дифференциального усилителя аналоговых сигналов (рис. 10.24). В схеме дифференциального усилителя одинаковые номера резисторов символизируют их равенство. Предлагаем самостоятельно убедиться, что для сумматора связь выходного и входных напряжений устанавливается выражением

$$u_{\text{ВЫХ}} = -u_{\text{ВХ1}} \frac{R_3}{R_1} - u_{\text{ВХ2}} \frac{R_3}{R_2}, \quad (10.48)$$

а для дифференциального усилителя

$$u_{\text{ВЫХ}} = (u_{\text{ВХ2}} - u_{\text{ВХ1}}) \frac{R_2}{R_1}. \quad (10.49)$$

Уравнения (10.42)–(10.49) показывают, что на основе ОУ можно выполнять простые функциональные преобразователи и динамические звенья для аналоговых сигналов.

11. ЦИФРОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА

11.1. Теорема Котельникова

Сигнал, который протекает в непрерывном временном промежутке и может принимать любые значения в заданном интервале, называют аналоговым, а сигнал, который принимает только определенные значения – дискретным. В электронных системах сложная обработка сигналов осуществляется в цифровой форме. Преобразование аналогового сигнала в цифровой осуществляет аналого-цифровой преобразователь. Для такого преобразования нужно провести две операции: 1) дискретизацию по времени; 2) квантование по уровню. Дискретизация состоит в выборке значений аналогового сигнала в некоторые моменты времени. Квантование по уровню представляет собой округление дискретизированных значений до целого числа. Для определения минимальной частоты выборок сигнала при дискретизации с возможностью восстановления исходной функции используют *теорему Котельникова*:

Если в спектре функции $S(t)$ не существует гармоник с частотой, большей некоторой частоты f_{\max} , то эта функция может быть представлена рядом дискретных значений, взятых в моменты времени, которые отстоят друг от друга не реже, чем на $1/(2f_{\max})$, при помощи ряда

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(k\Delta t) \frac{\sin(2\pi f_{\max}(t - k\Delta t))}{2\pi f_{\max}(t - k\Delta t)}, \Delta t = \frac{1}{2f_{\max}}. \quad (11.1)$$

Чаще всего ряд (11.1) ограничивают некоторым конечным числом слагаемых. На практике часто выбирают $\Delta t < 1/(2f_{\max})$.

11.2. Понятие о системах счисления. Цифровые коды

В электронике десятичная система счисления используется мало, т. к. каждой десятичной цифре нужно присвоить свое значение электрической величины, что приводит к малой разнице между соседними значениями и может вызвать их ошибочное распознавание из-за наложения помех и ослабления сигналов. Чаще применяется двоичная система счисления (цифры 0 и 1), в которой единица следующего старшего разряда больше единицы младшего в два раза.

Возле младшего разряда двоичного числа ставят индекс 2, *b* или *bin* (*binary*):

$$1011_2 = 1011_b = 1 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^3 = 11_{10} = 11_D = 11. \quad (11.2)$$

У десятичного числа индекс отсутствует или ставится индекс 10, *D*, *DEC* возле младшего значащего разряда (МЗР) числа (11.2).

Для перевода числа из одной системы счисления в другую, имеющую основание

$$\begin{array}{r}
 a \quad 9 \quad | \quad 2 \quad \underline{\hspace{1cm}} \\
 - 8 \quad | \quad 4 \quad | \quad 2 \\
 \hline
 1 \quad | \quad 4 \quad | \quad 2 \quad | \quad 2 \\
 \hline
 \quad \quad | \quad 0 \quad | \quad 2 \quad | \quad 1 \\
 \hline
 \quad \quad | \quad 0 \quad | \quad \quad | \quad \quad
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{r}
 б \quad \times \quad 1001_2 = 9_{10} \\
 \quad \quad \underline{\hspace{1cm}} \\
 \quad \quad 110_2 = 6_{10} \\
 \quad \quad + \quad 0000 \\
 \quad \quad + \quad 1001 \\
 \quad \quad + \quad 1001 \\
 \hline
 \quad \quad 110110_2 = 54_{10}
 \end{array}$$

$$\begin{array}{c}
 в \quad \boxed{8 + 1 = 9 = 9_{16} = 9_H = 9_{HEC}} \\
 \quad \quad \underbrace{1111}_8 \underbrace{1001}_{10} \underbrace{1110}_6 = F9E_{16} \\
 \boxed{8 + 4 + 2 + 1 = 15 = F_{16} = F_H = F_{HEC}} \quad \boxed{8 + 4 + 2 = 14 = E_{16} = E_H = E_{HEC}}
 \end{array}$$

Рис. 11.1 Перевод числа из десятичной в двоичную систему счисления (*a*); умножение двоичных чисел (*б*); перевод двоичного числа в шестнадцатеричное (*в*)

А, делят переводимое число на А, записывая остаток. Деление продолжают до тех пор, пока получившийся остаток не станет меньше А. Первый получившийся остаток является МЗР числа в новой системе счисления, а последний – старшим.

На рис. 11.1, *a* число 9_{10} переведено в двоичную систему: $9_{10} = 1001_2$. Сложение и умножение в двоичной

системе осуществляется аналогично этим действиям в десятичной (рис. 11.1, *б*).

В двоичной системе большая длина записываемых чисел, для сокращения записей применяют восьмеричную и шестнадцатеричную системы. В восьмеричной используют цифры от 0 до 7; в шестнадцатеричной – 0÷9, А, В, С, D, E, F; $A_H = 10$; $B_H = 11$; $C_H = 12$; $D_H = 13$; $E_H = 14$; $F_H = 15$. На шестнадцатеричное число указывает индекс 16, *H* или *HEC*, на восьмеричное – индекс 8 или *OCT*. В шестнадцатеричной системе единица старшего разряда в 16 раз больше единицы предыдущего; в восьмеричной – в 8 раз. Перевод чисел из шестнадцатеричной или восьмеричной систем в десятичную проводится без использования деления

$$A8E_{16} = A8E_H = E \cdot 16^0 + 8 \cdot 16^1 + A \cdot 16^2 = 2702; \quad (11.3)$$

$$703_8 = 3 \cdot 8^0 + 0 \cdot 8^1 + 7 \cdot 8^2 = 451. \quad (11.4)$$

Распространение шестнадцатеричной системы обусловлено простотой перевода чисел из нее в двоичную и наоборот. Для перевода двоичного числа в шестнадцатеричное первое разбивают на тетрады (четверки), начиная с МЗР, и каждой тетраде ставят в соответствие шестнадцатеричную цифру (рис. 11.1, в). При нехватке до цифр тетрады в старшем разряде слева дописывают незначащие нули. Перевод шестнадцатеричного числа в двоичное осуществляется в обратном порядке, т. е. каждую шестнадцатеричную цифру представляют тетрадой двоичных, добавляя при необходимости в тетраде старшие незначащие нули (рис. 11.2, а). В электронике и вычислительной технике действия производят в двоичной системе, а исходные данные и результаты чаще представляют в шестнадцатеричной.

Необходимость восприятия информации человеком обуславливает применение двоично-десятичного кода, в котором каждая десятичная цифра представляется в виде тетрады двоичных (рис. 11.2, б). Существует много кодов и методов кодирования. В связи с помехами и неправильным восприятием чисел при передаче и приеме информации применяются помехоустойчивые коды, простейшим из которых является код Грея. В коде Грея используются цифры 0 и 1, каждое новое состояние получается путем замены $0 \rightarrow 1$ или $1 \rightarrow 0$ в самом младшем значащем разряде, при которой получается новое, отсутствовавшее в предыдущих младших числах состояние (два соседних числа отличаются только в одном разряде). Соответствие чисел в десятичной, двоичной системах и в коде Грея приведено на рис. 11.3, а.

Если каждое следующее число может отличаться от предыдущего не более чем на 1, то изменение более чем на 1 в коде Грея позволяет идентифицировать и устранить ошибку. Например, предыдущее число $2 = 0011_{\text{Гр}}$. Получено следующее $5 = 0111_{\text{Гр}}$. Произошла ошибка, т. к. следующим могло быть одно из трех значений $1 = 0001_{\text{Гр}}$, $2 = 0011_{\text{Гр}}$ или $3 = 0010_{\text{Гр}}$ (рис. 11.3, б). Сравнивая оши-

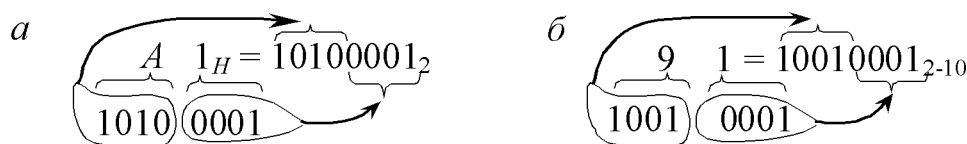


Рис. 11.2 Перевод числа из шестнадцатеричной в двоичную систему счисления (а), перевод десятичного числа в двоично-десятичный код (б)

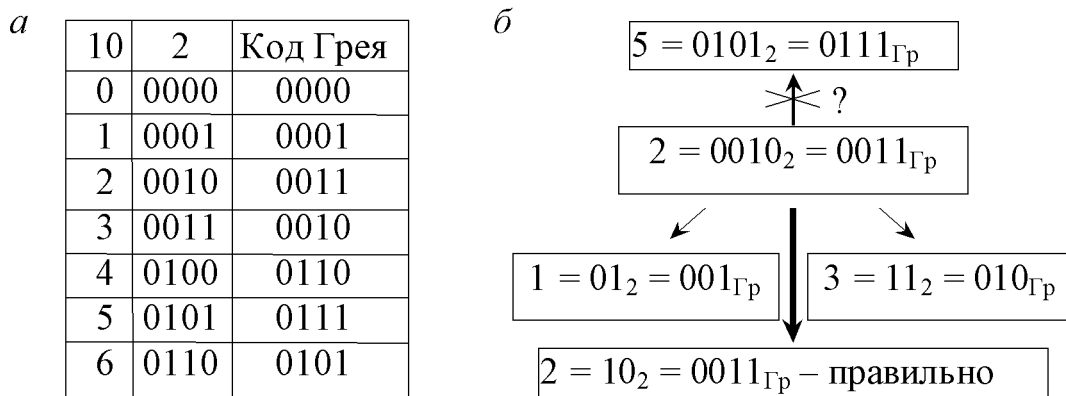


Рис. 11.3. Соответствие чисел в десятичной, двоичной системе счисления и в коде

Грея (*а*); коррекция ошибок в коде Грея (*б*)
 бочное число $0111_{Гр}$ с возможными, отмечаем, что оно меньше всего отличается от числа $2 = 0011_{Гр}$, т. к. одновременная ошибка в 2 разрядах менее вероятна, чем в 1.

11.3. Основные понятия булевой алгебры. Логические элементы

В математике существует раздел, называемый алгеброй логики или булевой алгеброй, в которой есть только два значения логической переменной: логический ноль «0»; логическая единица «1». Обычно «0» соответствует низкое напряжение (около 0 В), а «1» – высокое (в зависимости от исполнения микросхем его значение может лежать в пределах от 3 до 15 В). В булевой алгебре существуют функции, или операции над логическими переменными. Булеву функцию можно описать словесно, задать математически или таблицей истинности. Таблица истинности содержит все возможные наборы входных переменных и соответствующие им значения выходной переменной.

Основными логическими операциями являются инверсия (логическое отрицание, «НЕ»), логическое умножение (операция «И», «&»), логическое сложение (операция «ИЛИ», «1»).

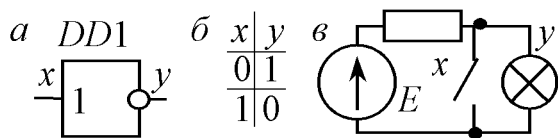


Рис. 11.4. Инвертор: *а* – обозначение; *б* – таблица истинности; *в* – реализация на ключе

Логическая инверсия – операция над одной входной переменной x . Логическая инверсия изображается чертой

$$y = \bar{x}. \quad (11.5)$$

Элемент, осуществляющий инверсию, называется инвертором (рис. 11.4, *а*: x – вход, y – выход). Входы микросхем показывают слева, выходы – справа. Таблица истинности на рис. 11.4, *б*. Реализация инвертора на ключевой схеме изображена на рис. 11.4, *в*. Далее для всех ключевых реализаций логических элементов будем считать, что «1» на входе соответствует замкнутому ключу, «0» – разомкнутому, при «1» на выходе лампочка горит, при «0» – не горит. Две другие логические функции зависят от двух или большего числа переменных.

Логическое умножение для двух переменных x_1 и x_2 имеет вид

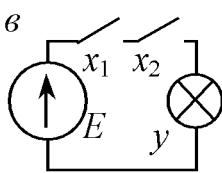
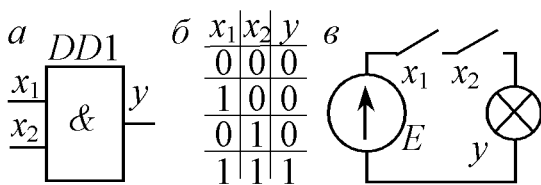
$$y = x_1 \cdot x_2 = x_1 x_2 = x_1 \wedge x_2 = x_1 \& x_2. \quad (11.6)$$

Обозначение двухвходового элемента, осуществляющего логическое умножение (элемента «2И»), приведено на рис. 11.5, *а*; таблица истинности – на рис. 11.5, *б*; реализация на ключах – на рис. 11.5, *в*. «И» может осуществляться над большим числом входных переменных, на выходе будет «0» при наличии «0» хотя бы на одном из входов.

Запись логического сложения для двух входных переменных следующая:

$$y = x_1 + x_2 = x_1 \vee x_2. \quad (11.7)$$

Двухвходовой элемент, осуществляющий логическое сложение («2ИЛИ»), изображен на рис. 11.6, *а*; таблица истинности – на рис. 11.6, *б*; реализация на ключах – на рис. 11.6, *в*. «ИЛИ» может быть функцией большего числа входных переменных, «1» на выходе появляется при наличии «1» на одном из входов.



Можно показать, что любую, сколь угодно сложную логическую функцию, можно реализовать, используя только три рассмотренные операции. Такой набор операций называется функционально полным набором.

Рис. 11.5. Логическое умножение: *а* – двухвходовой элемент; *б* – таблица истинности; *в* – реализация на ключах

В электронике вместо «И», «ИЛИ» чаще используют «И-НЕ», «ИЛИ-НЕ», представляющие собой последовательное соединение «И» или «ИЛИ» и инвертора.

«ИЛИ-НЕ» для двух переменных

$$y = \overline{x_1 + x_2} = \overline{x_1 \vee x_2}, \quad (11.8)$$

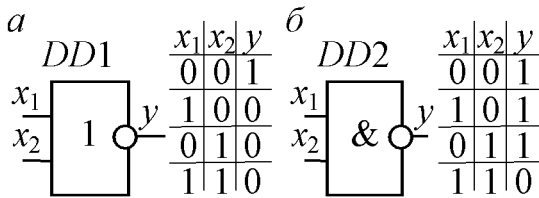


Рис. 11.7. «2ИЛИ-НЕ» и его таблица истинности (а), «2И-НЕ» и его таблица

истинности (б)

изображение элемента, осуществляющего эту операцию («2ИЛИ-НЕ»), и таблица истинности приведены на рис. 11.7, а. «ИЛИ-НЕ» может быть функцией большего числа входных переменных, при этом «0» на выходе появляется при наличии «1» хотя бы на одном из входов.

Запись операции «И-НЕ» для двух входных переменных x_1 и x_2 :

$$y = \overline{x_1 \cdot x_2} = \overline{x_1 x_2} = \overline{x_1 \wedge x_2}, \quad (11.9)$$

изображение двухвходового элемента, осуществляющего эту операцию («2И-НЕ»), и его таблица истинности приведены на рис. 11.7, б. «И-НЕ» может осуществляться над большим числом входных переменных, на выходе будет «1» при «0» хотя бы на одном из входов.

Отдельно взятый элемент «И-НЕ» или «ИЛИ-НЕ» образует функционально полную систему (реализует любую логическую функцию), что объясняет широкое распространение этих элементов.

Рассмотренные элементы позволяют реализовать электронные схемы жесткой логики, у которых значение выходной переменной (переменных) определяется значениями входных переменных в тот же момент времени. Даже такие схемы достаточны для систем управления технологическими процессами, если работа управляющего устройства может быть описана в терминах «да» («1») и «нет» («0»). Такими могут быть

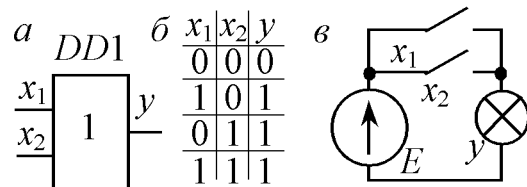


Рис. 11.6. Логическое сложение: а – двухвходовой элемент; б – таблица истинности; в – реализация на ключах

системы защиты, сигнализации, охраны, оповещения и блокировки, дозирования, простые автоматизированные линии и т. д. Входные переменные в этих устройствах формируются первичными преобразователями с цифровым выходом.

11.4. Триггеры

В цифровой электронике существуют элементы, состояние выхода которых определяется не только значением входных переменных, но и предыдущим состоянием самого элемента, т. е. элементы с памятью. Их называют *триггерами*. Поскольку следующее состояние триггеров зависит от предыдущего, то их таблицу истинности называют таблицей состояний или таблицей переходов.

Простейшим из триггеров является асинхронный RS -триггер (рис. 11.8). Он имеет два входа (сбросовый R и установочный S) и два выхода (прямой Q и инверсный \bar{Q}). \bar{Q} может отсутствовать, т. к. значение на нем инверсно значению на Q . Активным уровнем на входах данного триггера является «1» (рис. 11.8, *а*). Подачей активного уровня на вход R при неактивном уровне на S выход Q сбрасывается в «0». Активный уровень на S при неактивном на R устанавливает Q в «1». При неактивных уровнях на установочных входах выход триггера сохраняет предыдущее состояние $Q_{\text{пр}}$. Подача активных уровней одновременно на два входа является запрещенной операцией из-за невозможности предсказания состояния выхода ($Q = ?$). Существуют асинхронные RS -триггеры с активным «0» на входах, что в обозначении триггера символизируют дополнительные знаки инверсии над входами (\bar{R} и \bar{S} на рис. 11.8, *б*).

RS -триггеры могут выпускаться в интегральном исполнении или собираться на элементах «ИЛИ-НЕ» или «И-НЕ». На рис. 11.9, *а* показан RS -триггер на элементах «2ИЛИ-НЕ» с активной «1», действующий аналогично триггеру на рис. 11.8, *а*, в чем легко убедиться перебором возможных значений на входах. RS -триггер на рис. 11.9, *б* с активным «0» на установочных входах, выполненный на «И-НЕ», работает аналогично триггеру на рис. 11.8, *б*.

Рассмотренные триггеры для переключения требовали подачи активного уровня на установочные входы. При обработке информации в электронных устройствах одни и те же сигналы часто поступают на много взаимодействующих триггеров, разброс параметров которых (быстродействие, уровни срабатывания и т. д.) не обеспечи-

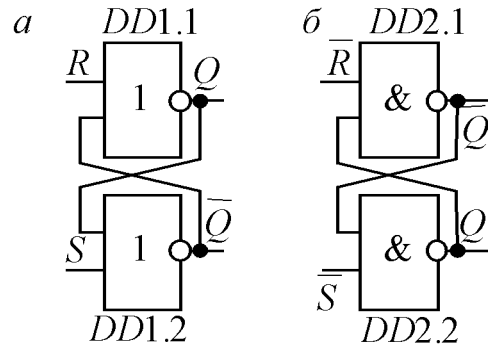
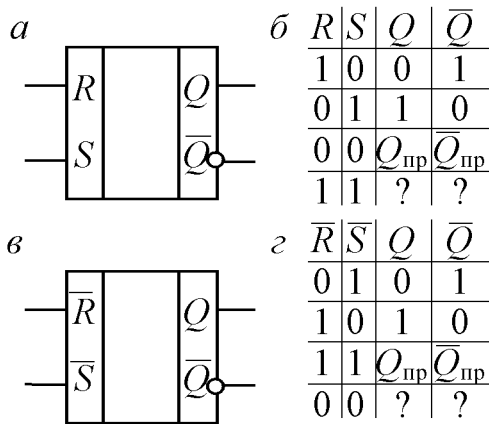


Рис. 11.9. Асинхронные RS-триггеры: а – с активной «1»; б – с активным «0»

Рис. 11.8. Обозначения и таблицы состояний асинхронного RS-триггера, а – с активной «1» и с активным «0» (б)

вадет точного выполнения переключений. В таких случаях используют синхронизируемые (синхронные) триггеры, у которых переключение или подтверждение предыдущего состояния происходит по сигналу синхронизации, подаваемому на дополнительный C-вход (вход синхронизации (тактовый)).

Среди синхронизируемых выделяют двухступенчатые, или MS-триггеры (*master – хозяин, slave – раб*), в которых по фронту импульса на C-входе происходит внутреннее переключение, но состояние выходов не изменяется, а по спаду на C-входе изменяются сигналы на выходах.

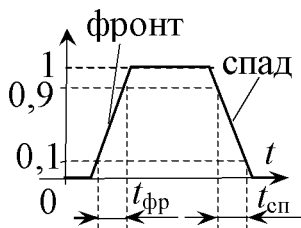


Рис. 11.10. Характеристики импульса

Фронтом импульса (рис. 11.10) называется перепад от уровня напряжения, соответствующего «0», до уровня, соответствующего «1»; спадом – перепад от уровня «1» до уровня «0».

Простейшим синхронным триггером является D-триггер (*delay – задержка*). Обозначение и таблица истинности D-триггера,

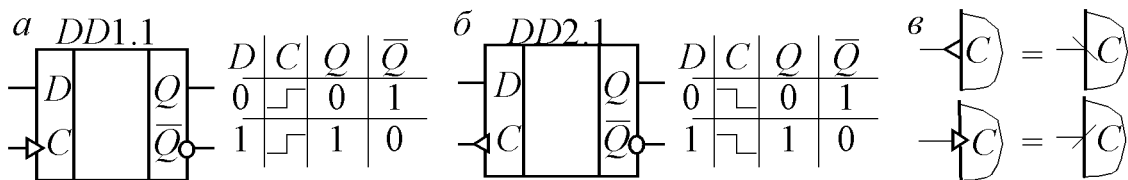


Рис. 11.11. D-триггер по фронту (а) и по спаду (б) и их таблицы переходов; обозначения работы по фронту и по спаду (в)

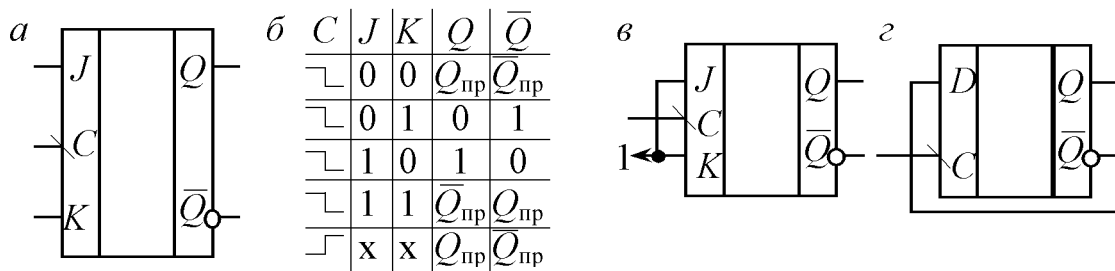


Рис. 11.12. JK -триггер: a – обозначение; b – таблица переходов; v – счетный триггер на JK -триггере; z – счетный триггер на D -триггере

работающего по фронту импульса на C -входе, приведены на рис. 11.11 a , по спаду – на рис. 11.11, b . D -триггер имеет 2 входа (информационный D и синхровход C) и 2 выхода (прямой и инверсный). Таблицы истинности показывают, что D -триггер по фронту или спаду импульса на входе C устанавливает на выходе Q значение, которое установлено на входе D . Используют два способа обозначения работы по фронту или по спаду: треугольником и косой чертой (рис. 11.11, b).

Наиболее универсальным из синхронных триггеров является JK (*jump* – скачок, *keep* – держать). Обозначение и таблица переходов JK -триггера, работающего по спаду, приведены на рис. 11.12, a , b . Этот триггер имеет 3 входа, из которых 2 информационных (J и K) и 1 синхровход C , и два выхода. У JK -триггера отсутствует запрещенная комбинация входных сигналов, т. к. при $J = K = 1$ по каждому спаду на входе C на выходе Q появляется инвертированное предыдущее состояние. При $J = K = 0$ Q сохраняет предыдущее состояние $Q_{\text{пр}}$ по каждому спаду на C . Предыдущее состояние выхода сохраняется при любых комбинациях сигналов на входах J и K по фронту импульса на C -входе. D и JK -триггеры могут быть выполнены на логике, однако чаще используют интегральные триггеры.

На D и JK -триггерах легко построить счетный триггер, имеющий счетный или T -вход. Каждый импульс на счетном входе переключает триггер в состояние, инверсное предыдущему. Из таблицы переходов JK -триггера (рис. 11.12, b) следует, что для организации счетного триггера достаточно выполнить условие $J = K = 1$, C -вход при этом становится счетным (рис. 11.12, v). Счетный триггер получается и из D -триггера, работающего по спаду, при соединении инверсного выхода с входом D (рис. 11.12, z), т. к. после каждого спада на C -входе состояние триггера будет инвертироваться.

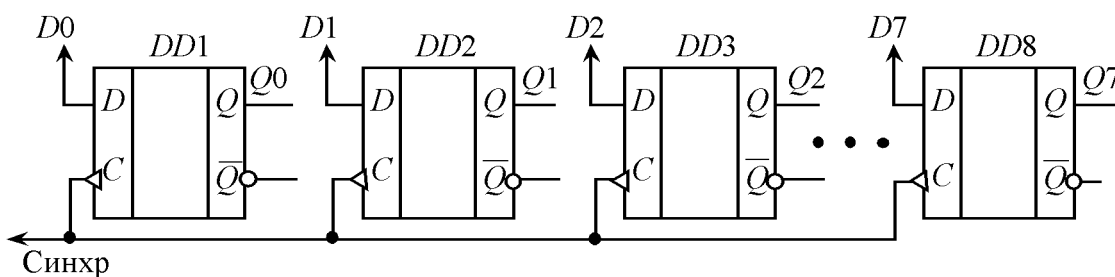


Рис. 11.13. Параллельный восьмиразрядный регистр на D-триггерах

Все рассмотренные триггеры способны устанавливать и хранить 1 разряд двоичной информации – 1 бит.

11.5. Понятие о регистрах и счетчиках

Регистры предназначены для хранения двоичной информации. Они могут быть параллельными и сдвиговыми. В параллельных информация, установленная на информационных входах, записывается одновременно во все разряды по синхроимпульсу (фронту или спаду) на C-входе. В сдвиговых по импульсу (фронту или спаду) информация с одного информационного входа поступает в младший разряд,

содержимое которого перезаписывается в следующий разряд и т. д., информация сдвигается от информационного входа к выходу. Информация самого старшего разряда выбрасывается и теряется.

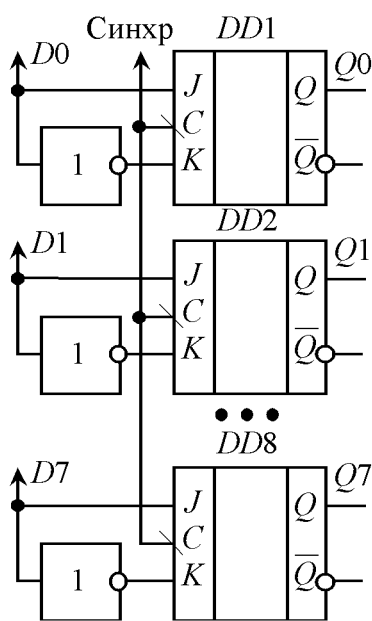


Рис. 11.14. Параллельный восьмиразрядный регистр на JK-триггерах

Триггер является регистром на 1 бит. Чаще встречаются регистры на 8 бит (байт) или 16 бит. Схема параллельного восьмиразрядного регистра на D-триггерах изображена на рис. 11.13, на JK-триггерах – на рис. 11.14. Регистры по спаду импульса «Синхр», поступающему одновременно на объединенные C-входы всех триггеров, записывают данные, установленные на информационных входах $D0 \div D7$. Эти данные появляются на выходах $Q0 \div Q7$ и хранятся до прихода следующего спада синхроимпульса. Регистры хранят 8 бит, т. е. байт информации.

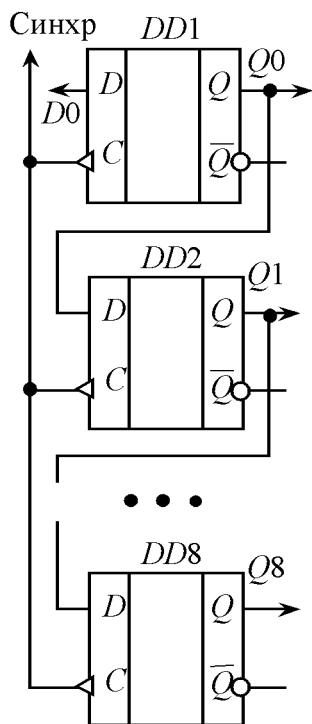


Рис. 11.15.
Параллельный
восьмиразрядный
регистр
на D-триггерах

В последовательном (сдвиговом) восьмиразрядном регистре на D-триггерах по спаду синхроимпульса на объединенных C-входах триггеров бит данных с информационного входа D_0 записывается в первый триггер DD_1 ; информация, хранившаяся в DD_1 , переписывается в DD_2 и т. д. (рис. 11.15). За один спад синхроимпульса информация сдвигается слева направо, поэтому регистр называют сдвиговым.

Счетчики предназначены для подсчета числа импульсов, поступающих на их входы. Счетчики бывают асинхронные и синхронные. В синхронных счетчиках все разряды изменяют свое значение одновременно с поступлением на вход импульса (фронта или спада). В асинхронных счетчиках каждый разряд устанавливается после установки предыдущего, что приводит к суммированию задержек отдельных разрядов. Поэтому асинхронные счетчики при равных условиях медленнее синхронных, но синхронные счетчики сложнее. Счетчики подразделяют на реверсивные, способные как суммировать, так и вычитать импульсы, и нереверсивные. По виду представления выходной информации счетчики подразделяют на двоичные, десятичные и т. д. Счетчики могут иметь входы предварительной ненулевой установки, сброса в «0» или установки в «1».

Счетчики строятся на основе триггеров, в т. ч. счетных. Схема

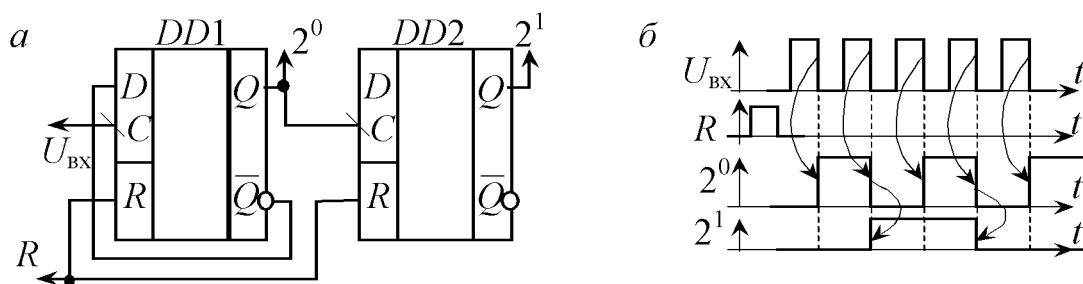


Рис. 11.16. Двоичный асинхронный двухразрядный суммирующий счетчик:

a – схема; b – временная диаграмма

двоичного асинхронного двухразрядного суммирующего счетчика на D-триггерах показана на рис. 11.16, *а*, его временная диаграмма – на рис. 11.16, *б*. Счетчик построен на основе счетного триггера (рис. 11.12, *з*). После импульса на входе R триггеры $DD1$ и $DD2$ сбрасываются в «0», а на информационные входы D с инверсных выходов поступает 1. Спад первого импульса $U_{\text{вх}}$ на входе $DD1$ переключает его выход в «1», но не влияет на старший разряд, поскольку на входе C $DD2$ появляется фронт импульса, а триггеры работают по спаду. Спад второго импульса $U_{\text{вх}}$ на $DD1$ переключает его выход в «0», т. е. на C -входе $DD2$ появляется спад импульса, переключающий его в «1». Далее процесс аналогичен. Состояние выходов 2^0 и 2^1 отражает в двоичной системе число спадов импульсов, поступивших на вход счетчика после сброса. Счетчик имеет 2 двоичных разряда и может принимать состояния 0, 1, 2 и 3 в двоичной системе. Появление четвертого импульса переводит счетчик из состояния 3 в состояние 0. Число различных состояний, которые может принимать счетчик, называется коэффициентом счета $K_{\text{сч}}$. У данного счетчика $K_{\text{сч}} = 4$.

Двоичный асинхронный двухразрядный суммирующий счетчик можно построить на JK -триггерах, используя счетный триггер на рис. 11.12, *в*. Нарращивание разрядности таких счетчиков обеспечивается увеличением количества триггеров. Для синхронных счетчиков увеличение разрядности не обеспечивается простым наращиванием однотипных счетных триггеров, поскольку исполнение каждого следующего разряда отличается от предыдущего.

Схема синхронного двухразрядного вычитающего счетчика приведена на рис. 11.17, *а*, диаграмма работы – на рис. 11.17, *б*. После импульса на входе установки S триггеры $DD1$ и $DD2$ устанавливаются в «1», поэтому на входах $DD2$ $J = K = 0$. Спад первого им-

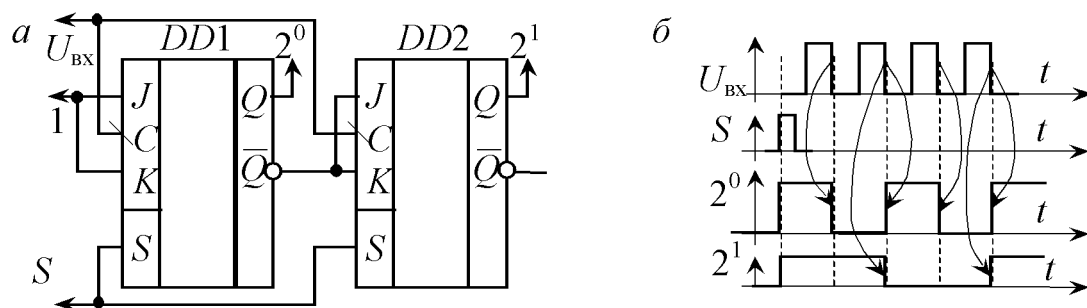


Рис. 11.17. Двоичный синхронный двухразрядный вычитающий счетчик на JK -триггерах: *а* – схема; *б* – временная диаграмма работы

пульса входного напряжения $U_{\text{вх}}$ на $DD1$ переключает его выход в «0», но не влияет на $DD2$, т. к. при $J = K = 0$ JK -триггер сохраняет предыдущее состояние (рис. 11.12, б). После переключения $DD1$ в «0» на входах триггеров $J = K = 1$, и спад второго импульса $U_{\text{вх}}$ переключает выход $DD1$ в «1», а выход $DD2$ в «0». Далее процесс аналогичен. Выходы 2^0 , 2^1 счетчика в двоичной системе последовательно проходят значения 3, 2, 1, 0. Появление четвертого импульса переводит счетчик из 0 в 3. У данного счетчика $K_{\text{сч}} = 4$.

Из рис. 11.16, б и 11.17, б видно, что частота входного сигнала на выходах счетчика последовательно делится в 2 раза каждым двоичным разрядом. Поэтому счетчики называют также делителями частоты. Коэффициент деления частоты может отличаться от 2 на один разряд для счетчиков, не являющихся двоичными, или для двоичных счетчиков с дополнительными обратными связями.

Современные электронные устройства, как правило, содержат триггеры, регистры и счетчики в интегральном исполнении. Существуют универсальные параллельно-последовательные регистры, предназначенные для преобразования последовательного кода в параллельный и наоборот. Регистры используются для хранения значений при выполнении математических операций. Оперативные запоминающие устройства (ОЗУ) в вычислительной технике представляют собой набор регистров, дополненный схемами загрузки и адресации этих регистров. Емкость ОЗУ измеряют в килобайтах и мегабайтах, причем $1 \text{ кбайт} = 2^{10} \text{ байт} = 1024 \text{ байт}$, $1 \text{ Мбайт} = 2^{10} \text{ кбайт} = 1024 \text{ кбайт}$.

Счетчики используются для формирования временных промежутков и циклограмм в частотомерах, таймерах, часах для бытового использования и в технологических процессах. Современные вычислительные средства содержат микросхемы, неотъемлемой частью которых являются регистры и счетчики. Для управления несложными технологическими процессами в настоящее время разрабатываются устройства на основе жесткой логики, триггеров, регистров, счетчиков и других цифровых элементов средней степени интеграции.

СОДЕРЖАНИЕ

9. ДИОДЫ И СХЕМЫ НА ИХ ОСНОВЕ	106
9.1. Линейные и нелинейные резисторы	106
9.2. Конденсаторы, индуктивные и коммутационные элементы	107
9.3. Понятие о $p-n$ -переходе и полупроводниковые диоды.	109
9.4. Выпрямители на диодах.....	112
9.5. Стабилитрон и стабилизатор напряжения.....	115
9.6. Варикапы, светодиоды и фотодиоды	118
9.7. Тиристоры	121
9.8. Управляемые выпрямители и частотные преобразователи	125
10. ЭЛЕМЕНТЫ АНАЛОГОВОЙ СХЕМОТЕХНИКИ	128
10.1. Биполярные транзисторы. Основные характеристики	128
10.2. Принципы электронного усиления.....	132
10.3. Обратная связь и ее свойства.....	136
10.4. Усилители на биполярных транзисторах	138
10.5. Полевые транзисторы и ПЗС	144
10.6. Операционные усилители и типовые схемы их включения..	149
11. ЦИФРОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА.....	154
11.1. Теорема Котельникова	154
11.2. Понятие о системах счисления. Цифровые коды.....	154
11.3. Основные понятия булевой алгебры. Логические элементы..	157
11.4. Триггеры.....	160
11.5. Понятие о регистрах и счетчиках	163

Учреждение образования
«БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

В.И. ГОРОШКО, И.О. ОРОБЕЙ, Д.А. ГРИНЮК

**ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ОСНОВЫ
ЭЛЕКТРОНИКИ И
ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ
ХИМИЧЕСКИХ ПРОИЗВОДСТВ**

Минск 2006

165

В.И. Горошко, И.О. Оробей, Д.А. Гринюк
Белорусский государственный технологический университет
кафедра автоматизации производственных процессов и электротехники

ЧАСТЬ ТРЕТЬЯ

СОДЕРЖАНИЕ

12. АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ.....	167
13. СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ.....	186
14. МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА.....	195
15. ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА.....	214
16. ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ.....	225
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	235
ЛИТЕРАТУРА.....	236

12. АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

12.1. Устройство трехфазного асинхронного двигателя

Электрический двигатель – машина, преобразующая электрическую энергию, потребляемую из сети, в механическую. Электродвигатели – основной потребитель электроэнергии. Более 60% производимой электроэнергии преобразуется электродвигателями в механическую работу. Наибольшее распространение получили трехфазные асинхронные двигатели (АД) благодаря их простоте, надежности в эксплуатации и низкой стоимости. В бытовой технике применяются мало- и одно- и двухфазные АД, питающиеся от двухпроводной сети.

АД состоит из неподвижной части – статора и вращающегося ротора. Основными частями статора являются корпус 1 с впрессованным сердечником 2 (рис. 12.1, а). Сердечник статора собирается из тонких дисков электротехнической стали (для уменьшения потерь от вихревых токов и гистерезиса). На внутренней цилиндрической поверхности сердечника имеются пазы 3, в которые укладывают трехфазную обмотку статора, состоящую из трех фазных обмоток (на рис. 12.1, а не показана). Фазные обмотки смещены друг относительно друга на 120° и могут соединяться звездой или треугольником. Начала фаз C_1, C_2, C_3 и их концы C_4, C_5, C_6 выведены в коробку на статоре.

Внутри статора находится ротор, состоящий из вала 4, на который напрессован цилиндрический сердечник 5 (рис. 12.1, а). Сердечник ротора состоит из отдельных дисков стали, имеющих пазы 6, в которых располагается обмотка ротора. По типу обмотки роторы делят на: 1) короткозамкнутые; 2) фазные. Короткозамкнутая обмотка имеет конструкцию типа «беличья клетка» и состоит из находящихся в пазах ротора стержней 1, замкнутых накоротко с торцов кольцами 2 (рис. 12.1, б). Стержни и кольца выполняют из

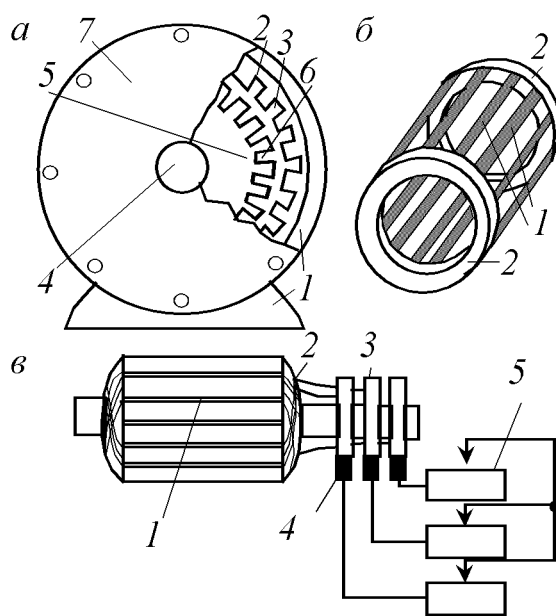


Рис. 12.1. Конструкция АД: а – двигатель в сборе; б – короткозамкнутая обмотка; в – фазный ротор

меди или алюминия. Для охлаждения АД на кольцах предусмотрены вентиляторные лопатки.

В пазах 1 фазного ротора (рис. 12.1, в) находится трехфазная обмотка 2, соединенная звездой. Ее концы припаяны к изолированным от вала контактными кольцам 3, к которым примыкают подпружиненные щетки 4. Щетки и кольца образуют электрические контакты, через которые к обмотке ротора подключается трехфазный реостат 5. Реостат 5 может быть пусковым (для ограничения пусковых токов ротора и статора и увеличения пускового момента АД), регулировочным (для изменения частоты вращения ротора) или пуско-регулирующим. С торцов корпус статора закрыт щитами 7, в центр которых впрессованы подшипники вала ротора (рис. 12.1, а).

12.2. Принцип работы асинхронного двигателя

В реальном АД каждая фазная обмотка статора состоит из отдельных последовательно расположенных катушек, занимающих несколько соседних пазов сердечника, что позволяет приблизить распределение магнитной индукции вдоль зазора между статором и ротором к

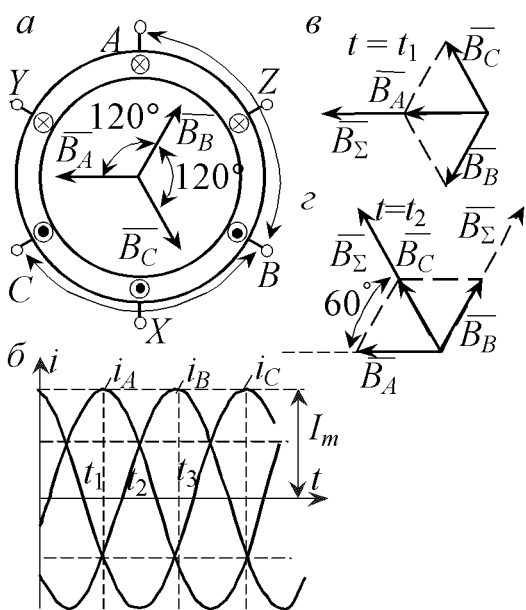


Рис. 12.2. Направления векторов магнитной индукции (а); временная диаграмма токов статора (б); векторы суммарной индукции (в, г)

синусоидальному и уменьшить габариты статора. Рассмотрим упрощенную конструкцию статора, в которой каждая фазная обмотка состоит из одной сосредоточенной катушки. Плоскости катушек $A-X$, $B-Y$, $C-Z$ и, соответственно, их оси смещены в пространстве на 120° (рис. 12.2, а). Начала обмоток, условно изображенных в виде одного витка, обозначены A, B, C , а концы — X, Y, Z .

Пусть обмотки статора подключены к симметричной трехфазной сети, создающей в них симметричную трехфазную систему токов i_A, i_B, i_C (рис. 12.2, б). Положительное направление тока в каждой обмотке выбираем от начала к концу, т. е. положительный ток в проводнике, примыкающем к началу обмотки,

направлен от нас (крест), а в проводнике, примыкающем к концу, – к нам (точка). Положительные направления векторов магнитной индукции B_A, B_B, B_C определяются по правилу буравчика (рис. 12.2, а). Магнитное поле каждой катушки изменяется во времени (пульсирует) по синусоидальному закону, сохраняя направление оси пульсации. Найдем положение вектора суммарной индукции B_Σ , создаваемой тремя обмотками, в равноотстоящие моменты времени t_1, t_2, t_3 (рис. 12.2, б). При $t = t_1$ ток i_A положителен и равен I_m , а токи i_B, i_C отрицательны и равны $-I_m/2$ (на рис. 12.2, а направления токов в проводниках обмоток указаны «×», «·» при $t = t_1$). Поскольку индукция и ток знаками синфазны, то $B_A(t_1) = B_m, B_B(t_1) = B_C(t_1) = -B_m/2$, где B_m – амплитуда индукции одной катушки.

Направления векторов индукции катушек определяются по правилу буравчика (рис. 12.2, в). Суммируя векторы B_A, B_B, B_C , находим, что вектор B_Σ в момент $t = t_1$ направлен горизонтально влево и равен $1,5B_m$. При $t = t_2 = t_1 + T_1/6$, где $T_1 = 1/f_1$ – период питающего напряжения, B_Σ займет положение, показанное на рис. 12.2, г. В момент $t = t_3$ вектор B_Σ займет положение, показанное на рис. 12.2, г пунктиром. Таким образом, вектор B_Σ равномерно вращается по часовой стрелке, проходя за время $T/6$ угол $60^\circ = \pi/3$ рад. Угловая скорость вектора B_Σ $\Omega_1 = \pi/3 : (T/6) = 2\pi f_1$. Скорость вращения АД принято оценивать частотой вращения n_1 , измеряемой числом оборотов в минуту. Тогда $n_1 = 60\Omega_1/(2\pi) = 60f_1, n_1 = 9,55\Omega_1$. В данном случае вращающееся магнитное поле имеет один северный и один южный полюс, число пар полюсов $p = 1$. Если каждую фазную обмотку статора разбить на p последовательно включенных катушечных групп и группы равномерно сместить вдоль окружности статора, то вращающееся магнитное поле статора будет иметь p пар полюсов ($2p$ чередующихся N и S полюсов). Такому полю соответствуют частота вращения n_1 и угловая скорость Ω_1 :

$$n_1 = 60 \frac{f_1}{p}, \quad \Omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p}. \quad (12.1)$$

При подключении обмоток неподвижного статора к трехфазной питающей сети внутри статора образуется *вращающееся магнитное поле*, частота вращения которого определяется по (12.1). Поле статора пересекает проводники обмотки ротора и индуцирует в них ЭДС, под действием которой в этих проводниках появляются индукционные токи. На каждый проводник с током в магнитном поле действует сила, поэтому на валу ротора образуется вращающий момент M , приводящий

ротор во вращение в направлении вращающегося поля статора. По мере разгона АД вращающий момент M изменяется до установления равновесия $M = M_c$, где M_c – момент сопротивления (тормозной момент), создаваемый приводимым во вращение механизмом (насос, центрифуга, вентилятор и т. д.) и силами трения. Равновесию моментов соответствует установившийся режим двигателя с постоянной частотой вращения ротора $n = \text{const}$.

Скольжением s называют относительную разность частот вращения поля статора и ротора:

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1}, \quad (12.2)$$

где $\Omega = \pi n / 30 \approx n / 9,55$ – угловая скорость ротора (рад/с). При условии $M_c = 0$ (идеальный холостой ход) ротор теоретически достигает частоты вращения поля статора, т. е. $n = n_1$, ($s = 0$). При этом проводники обмотки ротора не пересекаются магнитными линиями поля статора, индуцированные токи в роторе исчезают и вращающий момент M становится нулевым: $M = M_c = 0$. На валу АД всегда имеется момент сопротивления M_c , обусловленный трением в подшипниках, сопротивлением воздуха и т. д., поэтому частота вращения реального холостого хода немного ниже n_1 : $n_{\text{хх}} \approx 0,99n_1$ ($s_{\text{хх}} \approx 0,01$). КПД АД наибольший при малом скольжении, поэтому устанавливают $s_{\text{ном}} = 0,02 - 0,08$, т. е. $n_{\text{ном}} = (0,92 - 0,98)n_1$. Реверс двигателя (изменение направления вращения) осуществляют изменением направления вращения поля статора. Для этого нужно изменить порядок чередования фаз напряжения статора, т. е. поменять местами выводы любых двух фаз питающей сети.

12.3. ЭДС и электромагнитный момент АД

Электрические схемы АД с короткозамкнутым и фазным ротором представлены на рис. 12.3, *а, б*, где внешняя окружность 1 – условное изображение цепи статора; окружность 2 – цепь ротора; две параллельные линии 3 – механическое соединение (вал); R_d – добавочный реостат, подключенный к цепи фазного ротора.

АД забирает из сети активную мощность $P_1 = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos \varphi$. Часть этой мощности теряется в статоре в виде мощности P_{R1} тепловых потерь в сопротивлениях R_1 обмотки статора и мощности P_0 тепловых потерь в сердечнике статора (за счет гистерезиса и вихревых токов). Вращающимся полем статора через воздушный зазор передается в ро-

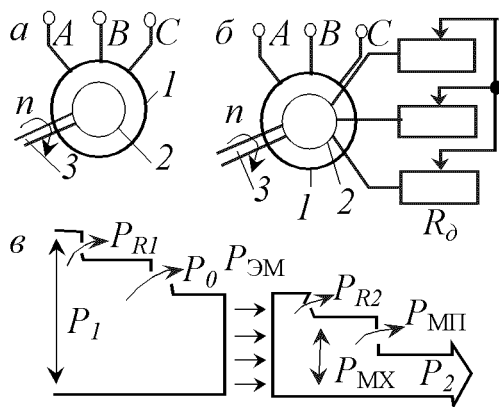


Рис. 12.3. Электрические схемы (а, б – и диаграмма мощностей (в) АД

из $P_{МХ}$ небольшую мощность $P_{МП}$ механических потерь на трение и вентиляцию, получим полезную механическую мощность P_2 на валу АД. Мощность $P_{ном}$ (P_2 в номинальном режиме) задается в паспорте. Суммарные потери в АД $\Delta P = P_1 - P_2 = P_{R1} + P_0 + P_{R2} + P_{МП}$. КПД машины $\eta = P_2/P_1$ в номинальном режиме составляет 0,7 – 0,9 для АД с $P_{ном} < 100$ кВт, и 0,92 – 0,96 для мощных машин.

Определим частоту f_2 ЭДС E_{2s} , генерируемой полем статора в обмотке ротора. Поскольку поле статора вращается относительно ротора с угловой скоростью $\Delta\Omega = \Omega_1 - \Omega = \Omega_1 s$, то угловая частота ЭДС и токов ротора равна $\omega_2 = 2\pi f_2 = \Delta\Omega p = \Omega_1 s p = 2\pi f_1 s$. Тогда частота токов ротора пропорциональна скольжению $f_2 = s f_1$, где f_1 – частота токов статора. Например, при питании АД от сети с частотой $f_1 = 50$ Гц при $s_{ном} = 0,04$ частота токов ротора в номинальном режиме составляет $f_{2ном} = 2$ Гц, а при пуске ($s = 1$) $f_{2п} = f_1 = 50$ Гц. Токи ротора, как и токи статора, образуют вращающееся магнитное поле ротора. Оба поля вращаются синхронно и образуют результирующее поле машины. Передача энергии из статора в ротор похожа на передачу энергии из первичной обмотки трансформатора во вторичную, но двигатель имеет воздушный зазор между статором и ротором. Вращающееся поле двигателя индуцирует в обмотках статора и ротора трансформаторные ЭДС:

$$E_1 = 4,44 f_1 w_1 K_{о61} \Phi_m; E_{2s} = 4,44 f_2 w_2 K_{о62} \Phi_m = s E_2; \quad (12.3)$$

где $E_2 = 4,44 f_2 w_2 K_{о62} \Phi_m$ – ЭДС неподвижного ротора; w_1, w_2 – числа витков статора и ротора (для короткозамкнутого ротора принимают $w_2 = 0,5$); $K_{о61}, K_{о62}$ – обмоточные коэффициенты, учитывающие сниже-

ние ЭДС из-за распределения обмоток по пазам, укорочения их шага и скоса пазов (для короткозамкнутого ротора $K_{062} = 1$). $K_{06} \approx 0,95$.

Выявим основные факторы, определяющие величину вращающегося электромагнитного момента M . Суммарные потери в цепи ротора $P_{R2} = 3R_{2\Sigma}I_2^2$, где $R_{2\Sigma} = R_2 + R_d$. С другой стороны, $P_{R2} = P_{ЭМ} - P_{МХ} = M\Omega_1 - M\Omega = M\Omega_1 s$. Приравняв эти величины, находим

$$I_2 = \sqrt{\frac{M\Omega_1 s}{3R_{2\Sigma}}}. \quad (12.4)$$

Выражение (12.4) позволяет определить пусковой $I_{2П}$ и номинальный $I_{2НОМ}$ токи ротора. Из (12.4) следует, что $M = 3R_{2\Sigma}I_2^2/(\Omega_1 s)$, где $R_{2\Sigma}I_2$ – активная составляющая ЭДС E_{2s} , равная $E_{2s}\cos\varphi_2$ (φ_2 – сдвиг фаз между E_{2s} и I_2). С учетом (12.3) для момента M получим:

$$M = C_M \Phi_m I_2 \cos\varphi_2, \quad (12.5)$$

где $C_M = 3w_2 K_{062} p / \sqrt{2}$ – константа.

12.4. Схема замещения и механическая характеристика АД

Реактивное сопротивление цепи ротора X_{2s} зависит от частоты f_2 и равно $X_{2s} = 2\pi f_2 L_2 = 2\pi f_1 s L_2 = sX_2$, где $X_2 = 2\pi f_1 L_2$ – индуктивное сопротивление неподвижного (заторможенного) ротора. Схема замещения на рис. 12.4, а соответствует уравнению

$$E_{2s} = sE_2 = I_2 \sqrt{R_{2\Sigma}^2 + (sX_2)^2}.$$

Разделив обе части на s , получим уравнение

$$E_2 = I_2 \sqrt{\left(\frac{R_{2\Sigma}}{s}\right)^2 + X_2^2},$$

которому соответствует цепь на рис. 12.4, б. В этой цепи ЭДС E_2 имеет частоту f_1 , т. е. цепь эквивалентна режиму заторможенного ротора. Мощность эквивалентного сопротивления $R_{2\Sigma}/s$ равна электромагнитной мощности, поступающей в ротор:

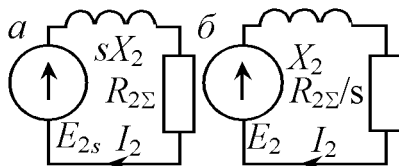


Рис. 12.4. Схемы замещения роторной цепи

$$\frac{R_{2\Sigma}I_2^2}{2} = \frac{M\Omega_1 - M\Omega}{s} = M\Omega_1 = R_{ЭМ}.$$

Полная схема замещения АД аналогична Т-образной схеме замещения трансформатора, однако чаще пользуются упрощенной Г-образной схемой замещения одной фазы (рис. 12.5), где R_1, X_1 – сопротивления статорной цепи; $R'_{2\Sigma}, X'_2$ – приведенные к статору сопротивления роторной цепи; R_0, X_0 – сопротивления ветви намагничивания; I_{1X} – ток холостого хода. Из-за воздушного зазора между статором и ротором ток холостого хода I_{1X} АД значительно выше тока I_{1X} трансформатора и составляет $(0,2 \div 0,5)I_{\text{ном}}$.

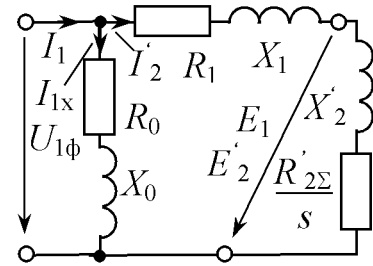


Рис. 12.5. Приведенная схема замещения АД

Зависимость частоты вращения от вращающего момента ($n = f(M)$) в установившемся режиме называют *механической характеристикой* двигателя. Из схемы на рис. 12.5 находим

$$I'_2 = \frac{U_{1\Phi}}{\sqrt{\left(\frac{R_1 + R_{2\Sigma}}{s}\right)^2 + (X_1 + X'_2)^2}}. \quad (12.6)$$

Подставим (12.6) в (12.4) и выразим M :

$$M = \frac{1}{\Omega_1 s} \frac{3U_{1\Phi}^2 R'_{2\Sigma}}{(R_1 + R_{2\Sigma}/s)^2 + X_K^2}, \quad (12.7)$$

где $X_K = X_2 + X'_2$.

Формула (12.7) совместно с подстановкой $s = 1 - n/n_1$ определяет механическую характеристику АД. Чтобы не усложнять (12.7), эту подстановку не делают, а связь s и n учитывают совмещением осей s и n . Механическая характеристика показана на рис. 12.6, где оси n и s направлены встречно и $n = 0$ соответствует $s = 1$, а $n = n_1$ соответствует $s = 0$ (значения n указаны справа от оси, s – слева). Анализ (12.7) с помощью $dM/ds = 0$ дает два экстремума:

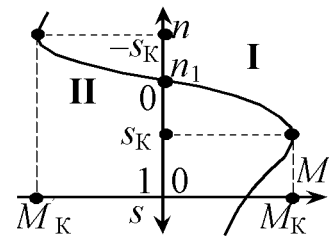


Рис.12.6. Механическая характеристика АД

$$s_K = \pm \frac{R'_{2\Sigma}}{\sqrt{R_1^2 + X_K^2}}; \quad (12.8)$$

$$M_K = \frac{3U_{1\Phi}^2}{2\Omega_1 \left(R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + X_K^2} \right)}, \quad (12.9)$$

где «+» соответствует двигательному режиму (квадрант I); «-» – генераторному (квадрант II). Скольжение $s = s_K$ и момент $M = M_K = M_{\max}$ называют *критическими*.

12.5. Анализ механической характеристики АД

Рассмотрим детальнее механическую характеристику в двигательном режиме (рис. 12.7, а), для которого $s_K > 0$. Уравнение (12.7) можно преобразовать к виду (уточненная формула Клосса)

$$M = \frac{2M_{\max}(1 + as_K)}{\frac{s}{s_K} + \frac{s_K}{s} + 2as_K}, \quad (12.10)$$

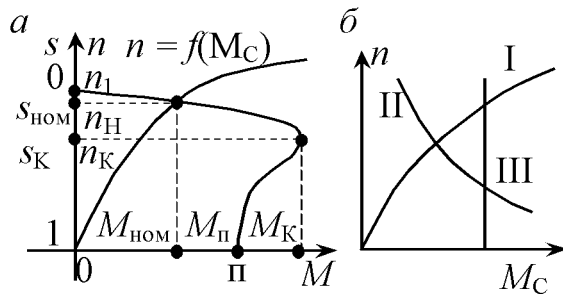


Рис. 12.7. Механические характеристики: а – двигателя; б – механизмов

где $a = R_1/R'_{2\Sigma}$. На рис. 12.7, б представлены статические механические характеристики некоторых механизмов. Характеристика I (ее называют вентиляторной) типична для вентиляторов, центрифуг, гребных винтов, насосов. Характеристикой II обладают механизмы постоянной мощности (бетономешалки, шаровые мельницы). Характеристика III обычна для грузоподъемных механизмов (краны, лебедки). Эти механизмы создают активный постоянный момент сопротивления.

Статичность характеристик на рис. 12.7 означает, что каждой их точке соответствует установившаяся частота вращения $n = \text{const}$. Из уравнения динамики вращательного движения

$$M = J \frac{d\Omega}{dt} + M_c, \Rightarrow \frac{dn}{dt} = 9,55 \frac{M - M_c}{J}, \quad (12.11)$$

где J – приведенный к валу двигателя момент инерции всех вращающихся частей, следует, что установившийся режим ($dn/dt = 0$) соответствует балансу вращающего M и тормозного M_c моментов ($M = M_c$) на валу и может быть найден как точка пересечения характеристик АД и рабочего механизма. На рис. 12.7, а взят механизм вентиляторного типа, установившемуся режиму соответствует т. n_H . На практике АД подбирают так, чтобы установившийся режим соответствовал номиналь-

ному режиму ($n = n_{\text{ном}}, M = M_{\text{ном}}$), задаваемому заводом-изготовителем. В паспорте двигателя приводятся следующие данные: тип, $P_{\text{ном}}, U_{\text{ном}}, I_{\text{ном}}, n_{\text{ном}}, \eta_{\text{ном}}, \lambda_M = M_{\text{max}}/M_{\text{ном}}, \cos\varphi_{\text{ном}}$. Для АД с короткозамкнутым ротором дополнительно даются $\lambda_{\text{п}} = M_{\text{п}}/M_{\text{ном}}$ ($M_{\text{п}}$ – пусковой момент) и отношение пускового тока к номинальному $I_{\text{п}}/I_{\text{ном}}$. По паспортным данным определяется $M_{\text{ном}} = 9,55P_{\text{ном}}/n_{\text{ном}}$.

Точка $n_{\text{н}}$ на рис. 12.7, а соответствует номинальному режиму: $n = n_{\text{ном}}, M = M_{\text{ном}}$. Точка n_1 соответствует режиму идеального холостого хода ($n_1; M = 0$). В т. $s = s_{\text{к}}$ (критический режим) АД развивает максимальный вращающий момент $M_{\text{к}}$. Точка п характеризует пуск АД. В этой т. $n = 0$ и $M = M_{\text{п}}$ – пусковой момент двигателя. Участок $n_1 - n_{\text{к}}$ характеристики устойчив, т. е. при нарушении баланса моментов $M = M_{\text{с}}$ (наброс нагрузки, изменение питающего напряжения) происходит изменение частоты вращения, приводящее к новому балансу моментов (при $M_{\text{с}} < M_{\text{к}}$). Участок $0 - n_{\text{к}}$, как правило, неустойчив. Важным показателем механических характеристик является их жесткость $\beta = dM/dn$. Чем жестче (положе) рабочий участок характеристики двигателя, тем меньше изменяется частота вращения n при изменении момента нагрузки $M_{\text{с}}$.

Паспортный показатель $\lambda_M = M_{\text{max}}/M_{\text{ном}}$ называют кратностью максимального момента. Он характеризует перегрузочную способность двигателя. Для АД общего назначения $\lambda_M = 1,7 \div 2,5$, для АД, работающих с большими перегрузками (крановые, металлургические), $\lambda_M = 2,2 \div 3,5$. Кратность пускового момента $\lambda_{\text{п}} = M_{\text{п}}/M_{\text{ном}}$ для двигателей малой и средней мощности (менее 100 КВт) составляет $\lambda_{\text{п}} = 1,0 \div 2,0$.

Для двигателей средней и большой мощности сопротивлением R_1 можно пренебречь, и формулы (12,8)–(12,10) принимают вид:

$$s_{\text{к}} = \frac{R'_{2\Sigma}}{X_{\text{к}}}; M_{\text{max}} = \frac{3U_{1\Phi}^2}{2\Omega_1(R_1 + X_{\text{к}})}; M = \frac{2M_{\text{max}}}{\frac{s}{s_{\text{к}}} + \frac{s_{\text{к}}}{s}}. \quad (12.12)$$

Третью формулу (12.12) называют упрощенной формулой Клосса. В номинальном режиме ($s = s_{\text{ном}}, M = M_{\text{ном}}$) из нее находим

$$s_{\text{к}} = s_{\text{ном}} (\lambda_M + \sqrt{\lambda_M^2 - 1}). \quad (12.13)$$

Механическую характеристику при номинальных значениях $U_{1\text{ном}}, f_{1\text{ном}}$ и отсутствии сопротивления $R_{\text{д}}$ в цепи ротора ($R_{\text{д}} = 0, R_{2\Sigma} = R_2$) называют *естественной*. При других условиях получают *искусственные характеристики*.

12.6. Пуск асинхронных двигателей

Пуск двигателя начинается при скольжении $s = 1$, при этом ЭДС $E_{2s} = sE_2$ максимальна, а сопротивление $R_{2\Sigma}/s$ минимально. Поэтому пуск сопровождается резким скачком токов ротора и статора. Важным показателем является длительность пуска, зависящая от степени превышения вращающего момента над моментом сопротивления. Необходимым условием пуска является $M_{\Pi} > M_C$ в начальный момент.

Прямой пуск состоит в непосредственном подключении обмоток статора к сети и осуществляется с помощью полупроводникового или магнитного пускателя. Его применяют для АД с короткозамкнутым ротором. Кратность пускового тока $I_{\Pi}/I_{\text{ном}}$ высока и составляет $5 \div 7$, однако из-за относительно быстрого пуска обмотки не успевают перегреться. Недостатком прямого пуска является то, что пусковой момент M_{Π} относительно низок, и не всегда возможен пуск АД под нагрузкой. Другой недостаток – большой бросок пускового тока вызывает снижение напряжения сети (при малой ее мощности). Поэтому мощность АД при прямом пуске ограничивается мощностью распределительной сети и обычно не превышает 50 кВт.

Пуск при пониженном напряжении статора применяют для мощных АД с короткозамкнутым ротором, а также для АД средней мощности в маломощных сетях. Понижение напряжения на статоре может достигаться следующими способами: а) включением в цепь статора на время пуска добавочных сопротивлений Z_d (рис. 12.8, а), например, катушек индуктивности (реакторов) или реостатов (что хуже из-за дополнительных потерь); б) переключением на время пуска статорных обмоток с рабочей схемы Δ на пусковую схему Y (рис. 12.8, б); в) подключением двигателя к сети через понижающий трансформатор (но это дороже).

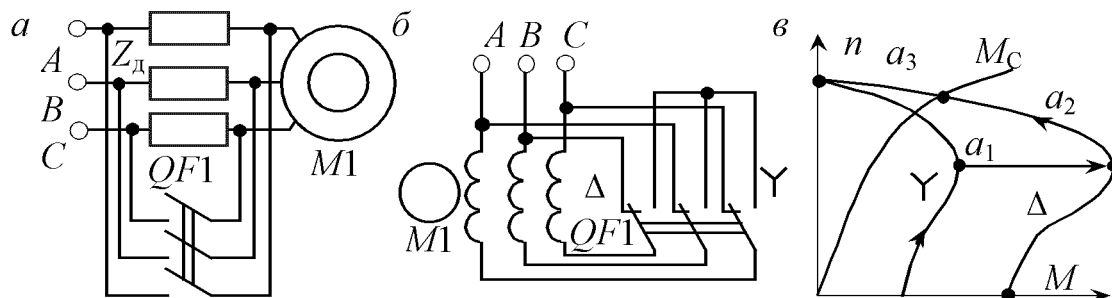


Рис. 12.8. Включение в цепь статора Z_d (а); переключение обмоток по схеме $Y-\Delta$ (б); механические характеристики (в)

Пуск включением в цепь статора добавочных сопротивлений осуществляется следующим образом (рис. 12.8, *а*). Перед пуском контакты выключателя $QF1$ (пускателя) размыкают, затем подключают АД к сети. После разгона АД контакты $QF1$ замыкают. При пуске часть напряжения сети падает на сопротивлениях $Z_{д}$, что снижает напряжение и ток статорных обмоток.

Пуск переключением обмоток по схеме $Y-\Delta$ (рис. 12.8, *б*) начинается по искусственной характеристике Y . При достижении т. a_1 статорные обмотки переключаются в рабочее положение Δ (переключатель $QF1$ на рис. 12.8, *б* переводится в правое положение). Это соответствует горизонтальному скачку из a_1 в т. a_2 , далее изображающая точка движется по естественной характеристике Δ в т. a_3 . Этот способ дает снижение напряжения и тока статорных обмоток в $\sqrt{3}$ раз и линейного тока в 3 раза. Пусковой момент снижается в 3 раза (момент пропорционален квадрату $U_{1\phi}$), критическое скольжение сохраняется (рис. 12.8, *в*).

Недостатком способов пуска при пониженном напряжении является снижение пускового и максимального моментов, которые пропорциональны квадрату фазного напряжения. Поэтому эти способы применяют при малом пусковом моменте нагрузки M_C на валу.

Пуск двигателей с фазным ротором осуществляют с введенным в цепь ротора пусковым сопротивлением $R_{п}$ ($R_{д}$ на рис. 12.1, *в*). По мере разгона АД $R_{д}$ уменьшают. На рис. 12.9, *а* $R_{д}$ уменьшают ступенчато последовательным замыканием контактов $K1, K2, K3$, а схема на рис. 12.9, *б* позволяет плавно изменять среднее значение

$$R_{д,ср} = R_{д} \left(1 - \frac{t_{вкл}}{T_K} \right),$$

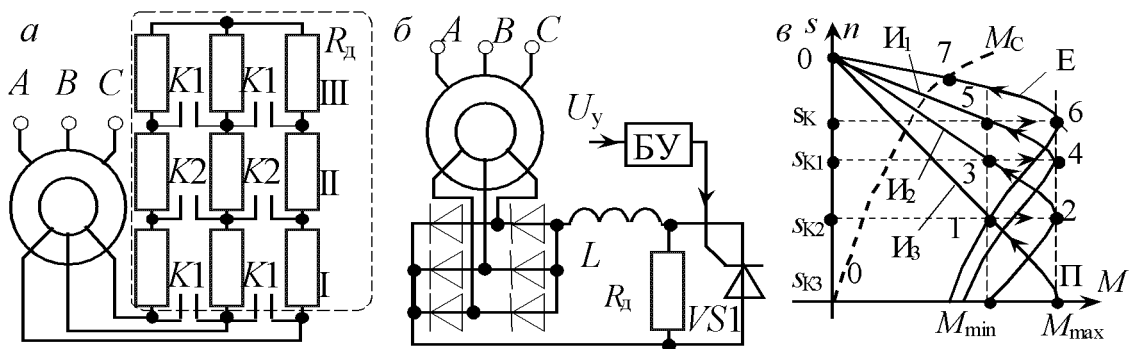


Рис. 12.9. Пуск АД с фазным ротором: *а* – ступенчатый пуск; *б* – импульсное регулирование $R_{д}$; *в* – семейство механических характеристик

где $t_{\text{вкл}}$ – время включенного состояния тиристора $VS1$; T_K – период коммутации. На рис. 12.9, б БУ – блок управления тиристором; L – индуктивность, сглаживающая выпрямленный ток ротора. На рис. 12.9, в приведено семейство трех искусственных (I_3, I_2, I_1) и естественной E механических характеристик.

Из (12.8), (12.9) следует, что увеличение R_d ($R_{2\Sigma} = R_2 + R_d$) приводит к росту критического скольжения s_K , сохраняя неизменным максимальный момент M_{max} . Например, при подключении к ротору ступени R_I (рис. 12.9, а) реостата R_d (контакты $K3$ разомкнуты, а $K2$ – замкнуты), получим искусственную характеристику I_1 . Дополнительное подключение ступеней R_{II} и R_{III} дает характеристики I_2, I_3 . Пуск АД начинается с введения в цепь ротора всех трех ступеней R_d (контакты $K1, K2, K3$ разомкнуты), что соответствует пусковой т. П на характеристике I_3 .

Характеристику I_3 с пусковым моментом $M_{II} = M_{\text{max}}$ получим при полном сопротивлении пускового реостата $R_d = R_I + R_{II} + R_{III}$:

$$R_{II} = R_d = R_2 \left(\frac{1}{s_K} - 1 \right), \quad (12.14)$$

где s_K – критическое скольжение характеристики E . Введение R_d при пуске обеспечивает снижение пускового тока и одновременно получение максимального пускового момента. Рост M объясняется тем, что убывание тока компенсируется возрастанием $\cos\varphi_2$ ($M = C_M \Phi_m I_2 \cos\varphi_2$).

При пуске рабочая точка движется из т. П по характеристике I_3 влево вверх, что снижает момент M . Чтобы не допустить падения M ниже заданной величины M_{min} , при переходе рабочей точки в т. 1 нужно замкнуть контакты $K1$ пускового реостата, т. е. вывести R_{III} . Скачкообразное уменьшение пускового сопротивления $R'_{II} = R_I + R_{II}$ вызывает скачок токов и момента M , т. е. мгновенный горизонтальный переход рабочей точки из т. 1 в т. 2 характеристики I_2 . Точка 2 должна быть точкой максимального момента M_{max} , что обеспечивается правильным расчетом сопротивлений ступеней. Для любой искусственной характеристики справедливо $R_{di} = R_2(s_{Ki}/s_K - 1)$, где R_{di} – полное добавочное сопротивление; s_{Ki} – критическое скольжение, соответствующее R_{di} . Аналогично выводятся R_I, R_{II} . Рабочая точка при пуске движется по траектории П–1–2–3–4–5–6 (рис. 12.9, в) и останавливается в т. 7. Данный способ позволяет осуществить пуск с максимальным пусковым моментом, что важно для тяжелых условий пуска.

Пуск двигателей с повышенным пусковым моментом. К таким двигателям относятся двигатели с двойной «беличьей клеткой» и дви-

гатели с глубоким пазом ротора. Увеличение пускового момента этих АД вызывается вытеснением тока в наружную зону ротора в период пуска, что эквивалентно увеличению активного сопротивления ротора.

12.7. Регулирование частоты вращения АД

Из формулы $n = n_1(1 - s) = 60f_1(1 - s)/p$ следует, что изменение частоты вращения n возможно тремя способами: 1) изменением частоты f_1 питающей сети; 2) изменением числа полюсов $2p$; 3) изменением скольжения s . Первые два изменяют частоту вращения поля статора, а третий осуществляется изменением уровня питающего напряжения или изменением сопротивления R_d в цепи ротора.

Частотное регулирование. При изменении частоты f_1 сети, питающей АД, необходимо одновременно изменять напряжение U_1 статора, поскольку из (12.3) следует, что изменение f_1 при $U_1 = \text{const}$ вызывает изменение магнитного потока Φ_m : а) при увеличении f_1 поток Φ_m , а следовательно, и момент M уменьшаются; б) при уменьшении f_1 поток будет возрастать, что ведет к насыщению магнитной системы, увеличению потерь на вихревые токи и снижению КПД. U_1 и f_1 обычно изменяют так, чтобы сохранить перегрузочную способность $\lambda_M = M_{\max}/M_C = \text{const}$:

$$\frac{U_1}{f_1} = \frac{U_{1\text{НОМ}}}{f_{1\text{НОМ}}} \sqrt{\frac{M_C(\Omega)}{M_{\text{СНОМ}}}}. \quad (12.15)$$

Для механизмов: а) с постоянным моментом M_C ; б) постоянной мощности P_C ; в) вентиляторного типа из (12.15) получаем

$$\text{а) } \frac{U_1}{f_1} = \frac{U_{1\text{НОМ}}}{f_{1\text{НОМ}}} = \text{const}; \quad \text{б) } \frac{U_1}{\sqrt{f_1}} = \text{const}; \quad \text{в) } \frac{U_1}{f_1^2} = \text{const}. \quad (12.16)$$

Семейства механических характеристик для законов регулирования (12.16) показаны на рис. 12.10, где росту частоты f_1 соответствует смещение характеристик вверх ($n \approx kf_1$). На практике не всегда возможно точное следование законам (12.16). Например, при $f_1 > f_{1\text{НОМ}}$ для серийных АД возможно небольшое и

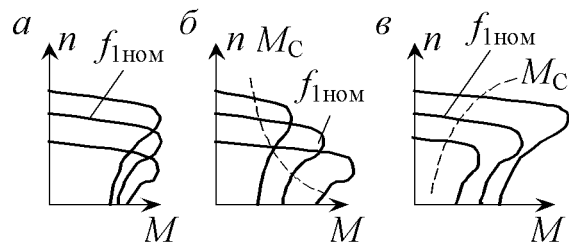


Рис. 12.10. Механические характеристики при изменении частоты f_1 : а – $M_C = \text{const}$; б – $P_C = \text{const}$; в – вентиляторного типа

кратковременное превышение U_1 сверх номинального $U_{\text{ном}}$. На низких частотах $f_1 < f_{\text{ном}}$ растет влияние сопротивления R_1 статора на магнитный поток и момент. Поэтому при $f_1 < 20$ Гц U_1 устанавливают больше значений, даваемых (12.16).

Для управления АД применяют тиристорные и транзисторные преобразователи частоты (ПЧ). ПЧ с непосредственной связью с сетью содержат в каждой фазе анодно-катодную группу из шести тиристоров и позволяют регулировать как напряжение, так и частоту (только вниз от номинального значения). ПЧ с промежуточным звеном постоянного тока состоит из управляемого (блок УВ на рис. 12.11, а) или неуправляемого (блок В на рис. 12.11, б) выпрямителя, LC – фильтра (Ф) и автономного инвертора напряжения (АИН). В выпрямителе происходит выпрямление переменного напряжения сети. Инвертор преобразовывает постоянное напряжение в переменное заданной частоты.

На рис. 12.11, а регулирование напряжения и частоты выполняется отдельно с помощью блока управления напряжением (БУН) и блока управления частотой (БУЧ). В инверторе на рис. 12.11, б с помощью блока управления (БУ) осуществляется изменение частоты выходного напряжения и регулирование его амплитуды с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ) напряжения. Это позволяет заменить управляемый тиристорный выпрямитель УВ более простым неуправляемым выпрямителем В. На рис. 12.11, в приведена схема трехфазного АИН на запираемых тиристорах $VS1 - VS6$. Пусть $f_{1T} = 1/T_{1T}$ – требуемая частота напряжения статора. Форма линейного напряжения на статоре может быть различной в зависимости от алгоритма коммутации тиристоров. Пусть в каждой фазе тиристоры открываются и закрываются попеременно через $\Delta t = T_{1T}/2$ с фазным запаздыванием $T_{1T}/3$.

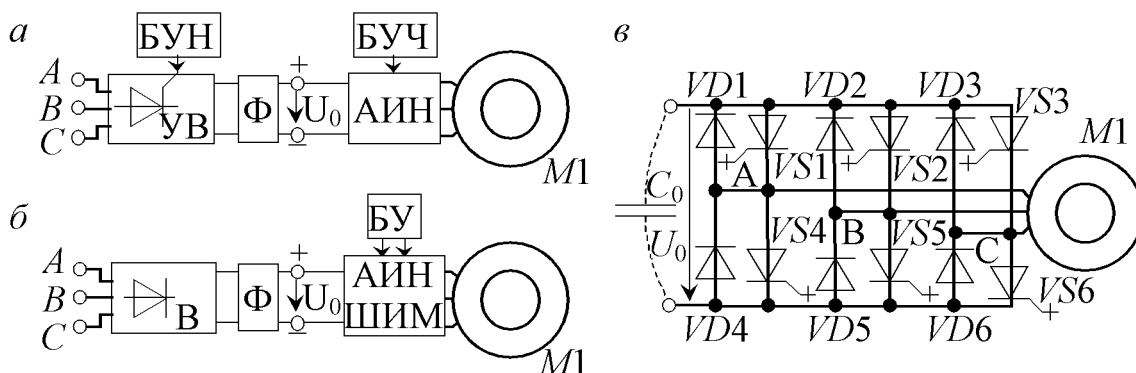


Рис. 12.11. Блок-схемы ПЧ со звеном постоянного тока (а), (б) и схема трехфазного инвертора напряжения (в)

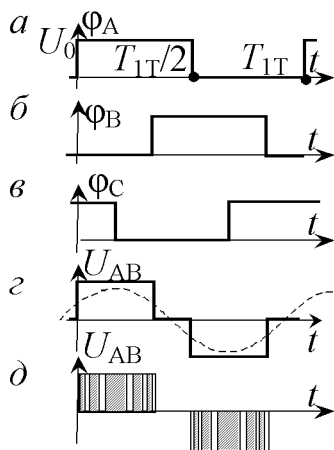


Рис. 12.12. Временные диаграммы работы АИН

На рис. 12.12, *a, б, в* приведены временные диаграммы потенциалов т. *A, B, C* (потенциал нижней шины принят нулевым). Линейное напряжение $U_{AB} = \varphi_A - \varphi_B$ (рис. 12.12, *г*) является последовательностью разнополярных прямоугольных импульсов, первая гармоника которой изображена пунктиром. Данный инвертор допускает регулирование частоты f как вверх, так и вниз от номинального значения. Выходное напряжение инвертора с учетом ШИМ (рис. 12.12, *д*) состоит из импульсов повышенной частоты, имеющих различную ширину, которая устанавливается так, чтобы получить на выходе максимум первой гармоники. При использовании ШИМ возрастают требования к быстродействию ключей, которые выполняют на транзисторах или тиристорах. Обратновключенные $VD1 - VD6$ совместно с емкостью C_0 фильтра Φ образуют пути замыкания спадающих токов статорных обмоток.

Регулирование изменением числа пар полюсов осуществляется переключением обмоток статора с одинарной звезды Y на двойную YY (рис. 12.13, *a, в*) или с треугольника Δ на двойную звезду YY (рис. 12.13, *б, в*). Пунктиром показаны образуемые при переключении соединения. Оба переключения уменьшают в два раза число пар полюсов, т. е. увеличивают в два раза угловую скорость. При переключении $Y \rightarrow YY$:

$$P_{YY} \approx 2P_Y, M_{YY} \approx M_Y;$$

при переключении $\Delta \rightarrow YY$:

$$P_{YY} \approx P_{\Delta}, M_{YY} \approx M_{\Delta}/2.$$

При наличии на статоре двух обмоток, одна из которых переключаемая, возможно получение трех разных частот вращения, например 3000/1500/1000 об/мин.

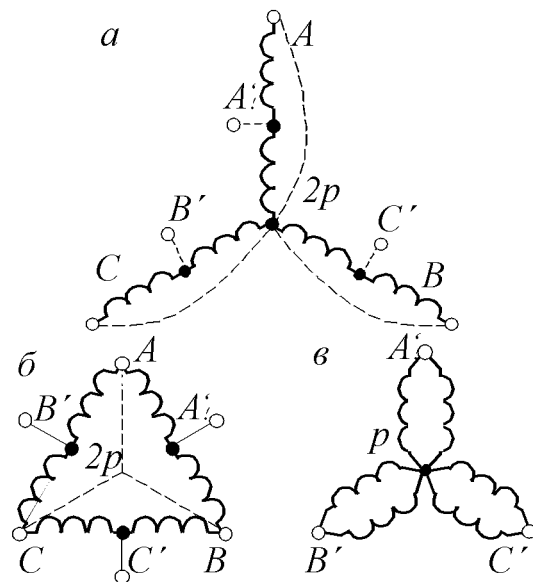


Рис. 12.13. Схемы переключения обмоток с Y на YY (*a*), (*в*); с Δ на YY (*б*), (*в*)

Если обе обмотки переключаемые, то двигатель четырехскоростной, например, 3000/1500/1000/500 об/мин.

Основной недостаток регулирования частоты изменением числа полюсов – ступенчатость регулирования с большим шагом частоты, а также увеличенные габариты и масса двигателей.

Регулирование изменением скольжения выполняют изменением сопротивления R_p регулировочного реостата в цепи ротора (для двигателей с фазным ротором) либо изменением напряжения статора. Способы введения сопротивления $R_d = R_p$ в цепь ротора такие же, как и в разделе «Пуск», с той разницей, что регулировочный реостат R_p в отличие от пускового $R_{п}$ находится в работе продолжительное время и рассчитывается на большие тепловые перегрузки. Недостатки данного способа: 1) низкая экономичность из-за потерь в реостате R_p ; 2) снижение жесткости механических характеристик; 3) частоту вращения можно регулировать только в сторону понижения.

Для изменения напряжения статора наибольшее распространение получили тиристорные регуляторы напряжения (ТРН). Трехфазный ТРН (рис. 12.14, а) содержит в каждой фазе два тиристора, включенных встречно-параллельно, что обеспечивает использование обоих полупериодов питающей сети. Работа тиристоров управляется системой импульсно-фазового управления (СИФУ), формирующей импульсы управления U_α на управляющие электроды тиристоров. Угол управления α (рис. 12.14, б) зависит от внешнего сигнала U_y и может изменяться от 0 до 180° .

Напряжение, подаваемое на статор, несинусоидально, но наибольшее влияние оказывает его первая гармоника, амплитуда которой тем больше, чем меньше угол α . Изменение напряжения на статоре не изменяет скорости холостого хода и критического скольжения s_K , но изменяет величину критического момента M_{max} (рис. 12.14, в), пропорционального U_ϕ^2 .

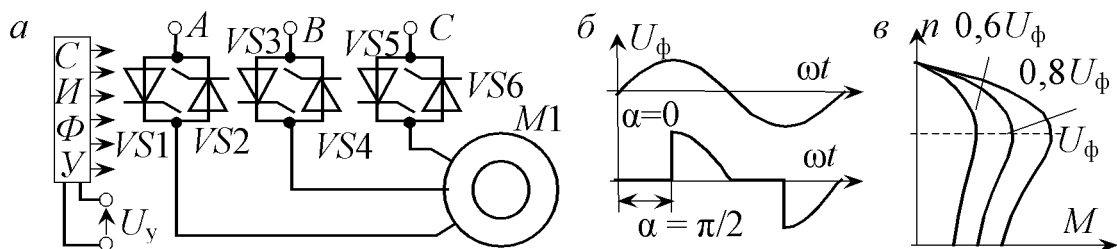
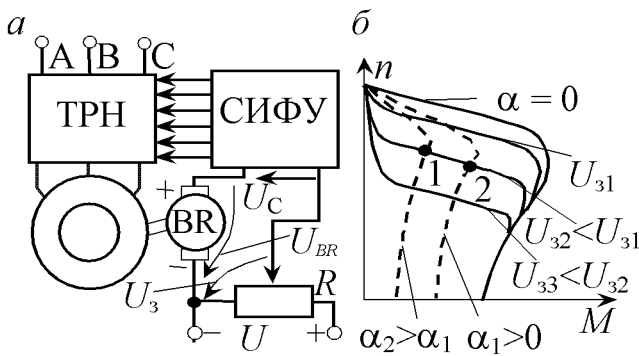


Рис. 12.14. Система ТРН – АД: а – схема; б – кривые напряжения U_ϕ ; в – механические характеристики

Из рис. 12.14, *б* видно, что уменьшение U_ϕ дает небольшой диапазон регулирования скорости и резкое снижение перегрузочной способности АД. Поэтому разомкнутая система на рис. 12.14, *а* используется в основном для управления ускорением АД и ограничения тока в переходных режимах, а также при пуске и торможении.

Замкнутая система ТРН – АД содержит тахогенератор ВР постоянного тока и потенциометр R (рис. 12.15, *а*). Напряжение U_{BR} тахогенератора пропорционально частоте вращения $U_{BR} = kn$, т. е. ВР – датчик частоты вращения n . Задающее напряжение U_3 изменяется движком R . На вход СИФУ подается разностное напряжение $U_C = U_3 - U_{BR} = U_3 - kn$.



Пунктиром на рис. 12.15, *б* показаны характеристики разомкнутой системы для некоторых углов управления α_1 , α_2 . Пусть при $U_3 = U_{32}$ АД работал в т. 1, соответствующей $\alpha = \alpha_2$, и момент нагрузки на валу увеличился. Тогда начнется снижение угловой скорости АД и увеличение напряжения U_C . Рост U_C вызывает уменьшение угла α , т. е. рост напряжения на статоре. При некотором $\alpha = \alpha_1$ достигается равновесие моментов $M = M_C$ (т. 2), но частота вращения n снизится незначительно. Таким образом, механические характеристики замкнутой системы стали жесткими (сплошные линии на рис. 12.15, *б*). В замкнутой системе выходная величина (частота n) влияет на входную (напряжение статора), т. е. существует отрицательная обратная связь по скорости. Замкнутая система позволяет автоматически поддерживать заданную частоту вращения, причем частота n может регулироваться напряжением U_3 .

Рис. 12.15. Замкнутая система ТРН – АД:
а – схема; *б* – характеристики

12.8. Способы торможения и рабочие характеристики АД

Асинхронная машина, подключенная к трехфазной сети, может работать в режимах двигателя ($0 < s < 1$, квадрант I), генератора ($s < 0$, квадрант II) и электромагнитного тормоза ($s > 1$, квадрант IV).

В режиме электромагнитного тормоза направления вращения полей статора и ротора противоположны и режим называют **торможением**.

ем противовключением. Такое торможение достигается изменением направления вращения поля статора. При этом характеристика E_1 на рис. 12.16, *а* заменяется обращенной характеристикой E_2 . Для уменьшения токов АД одновременно уменьшают напряжение статора (характеристика I_2). Рабочая точка из a_1 по горизонтали скачком переходит в a_2 и затем по характеристике I_2 движется вниз. При достижении точки a_3 ($n = 0$) АД нужно отключить от сети, иначе начнется реверс. При активном моменте M_C (груз в подъемнике) возможен второй способ торможения противовключением: в цепь ротора вводится большое сопротивление (характеристика I_1 на рис. 12.16, *а*) и АД включается на подъем. Под действием преобладающего момента $M_C > M_{II}$ из т. a_4 начнется спуск груза с подтормаживанием. В т. a_5 пересечения характеристик I_1 и M_C установится частота спуска $-n_2$ (тормозной спуск).

Рекуперативное торможение возникает, если двигатель переходит в генераторный режим ($s < 0, n > n_1$). Этот вид торможения наблюдается в частотно-управляемых двигателях при понижении частоты f_1 , а также в многоскоростных двигателях при переходе на низкую скорость. Например, при увеличении числа пар полюсов характеристика E_1 на рис. 12.16, *б* заменяется на E_2 , при этом рабочая т. a_1 по горизонтали скачком переходит в т. a_2 и далее по характеристике E_2 плавно в т. a_3, a_4 . Участок a_2a_3 является генераторным. Ему соответствует торможение ($M < 0$) с возвратом (рекуперацией) энергии в сеть. Рекуперативное торможение может также использоваться в приводах подъемников в режиме быстрого спуска. Двигатель включается на спуск и под действием груза разгоняется до частоты $n > n_1$, т. е. переходит в генераторный режим, при этом кинетическая энергия груза преобразуется в электрическую энергию и отдается в сеть.

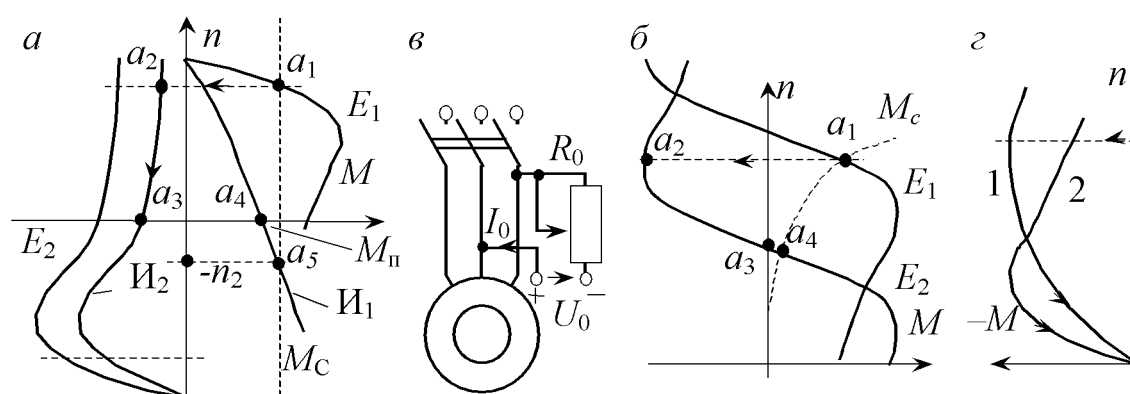


Рис. 12.16. Характеристики при торможении: противовключением – (а); рекуперативном – (б); динамическом – (в) и его схема (г)

Динамическое торможение осуществляют отключением обмоток статора от трехфазной сети и подключением к источнику постоянного напряжения U_0 (рис. 12.16, в). Постоянный ток I_0 обмоток статора создает неподвижное магнитное поле, под действием которого в обмотке вращающегося по инерции ротора индуцируются токи, создающие тормозной момент. Искусственные механические характеристики в режиме динамического торможения (рис. 12.16, з) можно регулировать изменением сопротивлений R_0 или R_d в цепи ротора (кривая 1). Кривая 2 соответствует двигателю с короткозамкнутым ротором.

Рабочими характеристиками АД называют зависимости частоты вращения n , момента на валу M , тока статора I_1 , КПД η и $\cos\varphi_1$ от полезной мощности P_2 при $U_{1ном}, f_{1ном}$ (рис. 12.17). Характеристика $n(P_2)$ по форме близка к механической характеристике $n(M)$ и является жесткой. Характеристика $M(P_2)$ близка к линейной, поскольку n и Ω изменяются мало. Зависимость $I_1(P_2)$ начинается с т. $I_{1х}$ холостого хода, который для АД составляет $(0,25 \div 0,35)I_{1ном}$. Мощность всех потерь в АД складывается из мощности постоянных потерь (механические и потери из-за вихревых токов и гистерезиса) и мощности переменных потерь (нагрев обмоток статора и ротора). КПД η достигает максимума при равенстве постоянных и переменных потерь. У АД это условие выполняется при наиболее вероятной нагрузке, т. е. при $P_2 = (0,6 \div 0,7)P_{2ном}$. КПД микромашин составляет $(0,4 \div 0,6)$, машин малой и средней мощности – $(0,7 \div 0,9)$, мощных машин – $(0,9 \div 0,95)$. Коэффициент мощности $\cos\varphi_1$ на холостом ходу низок (не более 0,2). С ростом нагрузки он растет и достигает максимума при $P_2 \approx P_{2ном}$. Для двигателей малой и средней мощности при

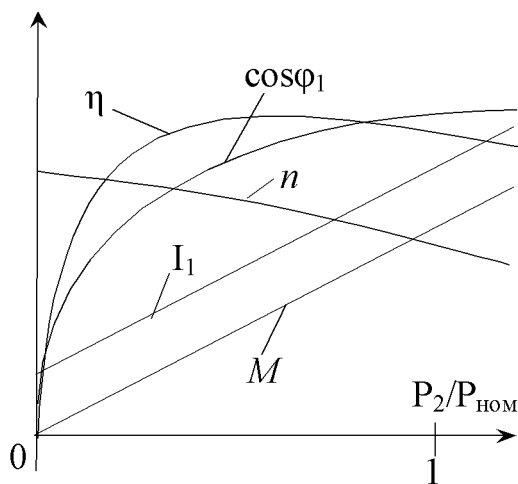


Рис. 12.17. Рабочие характеристики АД

полной загрузке $\cos\varphi_1 = 0,7 \div 0,9$, при $P_2 > 100$ кВт $\cos\varphi_1 = 0,9 \div 0,95$. Значениям $\cos\varphi_1 = 0,7 \div 0,9$ соответствуют значения $\sin\varphi_1 = 0,7 \div 0,3$, т. е. даже при полной загрузке доля реактивного тока статора составляет 70–30 %. При неполной загрузке АД $\cos\varphi_1$ существенно снижается, а в режимах, близких к холостому ходу, АД загружает сеть в основном реактивным током. Поэтому полная загруженность АД – необходимая мера по повышению $\cos\varphi$ промышленных предприятий.

13. СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

13.1. Устройство и типы синхронных машин

Синхронная машина состоит из двух основных частей: неподвижного статора (якоря) и вращающегося ротора (индуктора). Статор в трехфазной машине идентичен статору трехфазного АД. Он состоит (рис. 13.1, *а*) из корпуса 1, сердечника 2 и трехфазной обмотки 3. Сердечник имеет форму пустотелого цилиндра и собран из отдельных, покрытых лаком пластин стали. На внутренней цилиндрической поверхности сердечника имеются продольные пазы, в которые уложена трехфазная обмотка. Фазы *A*, *B*, *C* обмотки смещены друг относительно друга на электрический угол 120° .

По конструкции ротор бывает неявнополюсным (рис. 13.1, *а*) и явнополюсным (рис. 13.1, *б*). Сердечник неявнополюсного ротора выполнен в форме монолитного стального цилиндра 4. На части внешней поверхности цилиндра фрезеруются пазы, в которые укладывается обмотка возбуждения 5. Явнополюсный ротор имеет выраженные полюсы, на которых размещают отдельные катушки обмотки возбуждения. Обычно ротор этого типа содержит четыре и более полюсов, причем катушки на полюсах соединяют так, что северные и южные полюсы чередуются. Неявнополюсная конструкция ротора обладает большей механической прочностью и по этой причине используется в быстроходных машинах, работающих на частотах 3000, 1500 и 1000 об/мин. При меньших частотах вращения применяются явнополюсные роторы, число витков которых тем больше, чем ниже частота вращения. При любом типе ротора трехфазная обмотка статора (якоря) выполняется так, что создаваемое ею магнитное поле имеет такое же число полюсов, как и ротор.

Обмотка ротора, называемая обмоткой возбуждения, подключена к двум смонтированным на валу и изолированным от вала контактными кольцам. К кольцам примыкают под-

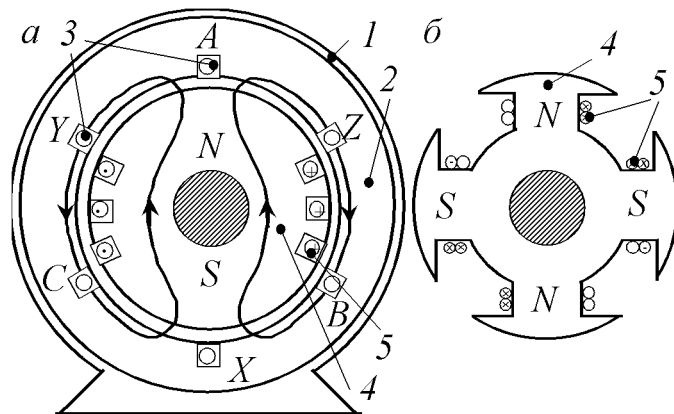


Рис. 13.1. Конструкция синхронной машины:
а – машина в сборе; *б* – ротор

пружиненные щетки, через которые от генератора постоянного напряжения (возбудителя) в обмотку возбуждения подается постоянный ток возбуждения $I_{\text{в}}$.

Электрическая схема синхронной машины показана на рис. 13.2, *а*, где 1 – трехфазная обмотка якоря (статора); 2 – обмотка возбуждения; 3 – контактные кольца; 4 – щетки; 5 – вал ротора; 6 – генератор постоянного напряжения.

В качестве источника постоянного напряжения может использоваться питаемый от трехфазной сети выпрямитель. В настоящее время эксплуатируются также синхронные машины с так называемым «бесщеточным» возбуждением. В качестве возбудителя используется маломощный синхронный генератор: поток возбуждения создается неподвижными постоянными магнитами 1 (рис. 13.2, *б*), трехфазная обмотка 2 возбудителя расположена на роторе. При вращении вала машины во вращающейся вместе с ним обмотке 2 генерируется трехфазная ЭДС, которая подводится к смонтированному непосредственно на валу выпрямителю 3, питающему обмотку возбуждения 4 основной синхронной машины. Отсутствие скользящего контакта щетки – кольца повышает надежность системы возбуждения. Мощность системы возбуждения составляет 1–3% от мощности якоря.

Синхронная машина, как и машины других типов, имеет два порта: механический (вал ротора) и электрический (зажимы *A*, *B*, *C* обмотки якоря). В режиме генератора машина преобразует механическую энергию, подводимую к механическому порту, в электрическую энергию электрического порта. В режиме двигателя наблюдается обратное преобразование энергии: электрическая энергия, подводимая из сети, преобразуется в механическую на валу машины.

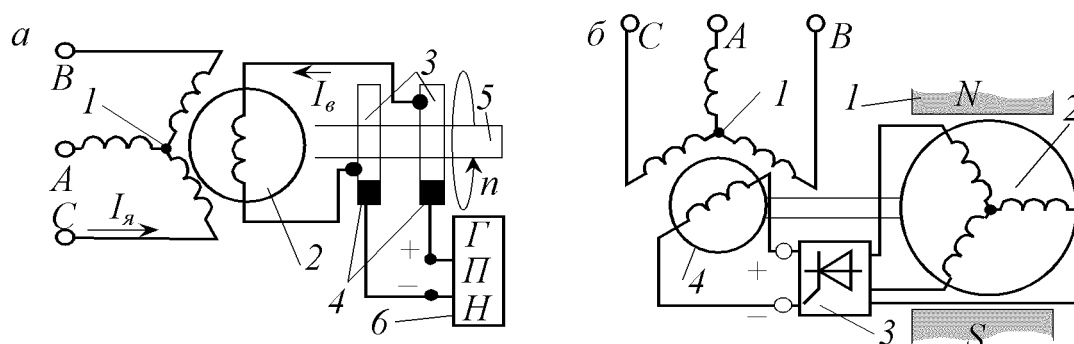


Рис. 13.2. Синхронная машина: *а* – электрическая схема; *б* – схема машины с «бесщеточным» возбуждением

13.2. Синхронный генератор

Ротор генератора приводится во вращение с постоянной частотой n от приводного двигателя, в качестве которого может выступать паровая или газовая турбина, двигатель внутреннего сгорания или электрический двигатель. Если в обмотку ротора подается ток возбуждения, то вместе с ротором вращается магнитное поле возбуждения, которое согласно закону электромагнитной индукции наводит в неподвижной трехфазной обмотке якоря (статора) трехфазную синусоидальную систему ЭДС с действующим значением E_0 :

$$E_0 = 4,44 K_{об} f w \Phi_{mv}, \quad (13.1)$$

где $f = pn/60$ – частота синусоидальных ЭДС якоря; Φ_{mv} – амплитуда потока возбуждения; w – число витков одной фазы обмотки якоря; $K_{об}$ – обмоточный коэффициент якоря.

При небольших токах возбуждения магнитная система машины ненасыщена и характеристика холостого хода $E_0 = f(I_B)$ близка к линейной, а в номинальном режиме рабочая точка соответствует «колену» характеристики. Если генератор нагружен, т. е. к зажимам A, B, C якоря подключена симметричная электрическая нагрузка, то протекающие по обмоткам якоря токи $I_я$ создают собственное вращающееся с частотой n магнитное поле якоря. В результате взаимодействия полей ротора и статора создается результирующий вращающийся поток машины Φ (на рис. 13.3, a показано условное изображение южного полюса S этого потока). Влияние поля якоря на результирующее поле машины называют реакцией якоря.

Оси потока возбуждения и результирующего потока смещены на некоторый угол θ (зависящий от величины нагрузки), причем в режиме генератора ось результирующего потока отстает от оси потока возбуждения. Поле ротора как бы «тянет» за собой поле якоря, при этом на валу ротора создается тормозной момент M_T , направленный против вра-

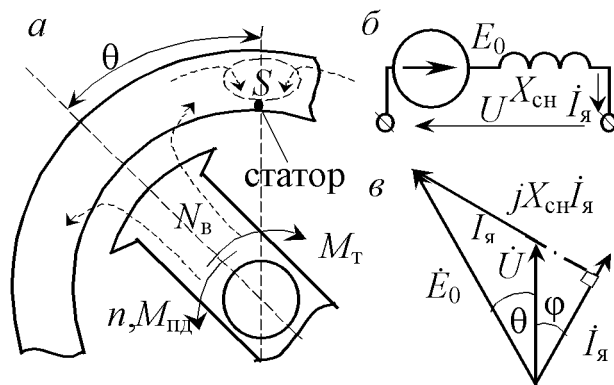


Рис. 13.3. Синхронный генератор: a – схема полей статора и ротора; b – схема замещения якоря; v – векторная диаграмма

щающего момента $M_{\text{ид}}$ приводного двигателя. Пренебрегая активным сопротивлением обмоток и потоком рассеяния якоря, схеме замещения одной фазы якоря можно придать вид рис. 13.3, б, где $X_{\text{сн}}$ – синхронное индуктивное сопротивление фазной обмотки якоря, учитывающее ЭДС самоиндукции, наводимую в обмотке вращающимся полем якоря. Для рис. 13.3, б уравнение баланса напряжений имеет вид

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + jX_{\text{сн}}\dot{I}_я, \quad (13.2)$$

где U – фазное напряжение статора. Если к напряжению U подключается активно-индуктивная нагрузка, например асинхронный двигатель, то ток якоря отстает на угол φ от напряжения статора и векторная диаграмма принимает вид, показанный на рис. 13.3, в. Индуктивное напряжение, задаваемое вторым слагаемым в (13.2), опережает ток якоря на угол 90° . Угол θ между векторами E_0 и U равен углу между осями потоков Φ_B и Φ (рис. 13.3, а) и называется углом нагрузки.

Зависимость $U = f(I_я)$ называют внешней характеристикой генератора. Она снимается при $n, I_B, \cos\varphi = \text{const}$ и значительно зависит от величины нагрузки и ее характера. При активной и активно-индуктивной нагрузке с ростом тока нагрузки $I_я$ напряжение U существенно снижается. В этих случаях U поддерживают увеличением I_B .

13.3. Принцип работы и способы пуска синхронного двигателя

В режиме двигателя статор машины подключается к трехфазной сети, в обмотку возбуждения через щетки и кольца подается постоянный ток возбуждения. Как и в асинхронном двигателе, токи обмоток якоря создают вращающееся магнитное поле статора, а ток возбуждения – неподвижный относительно ротора поток возбуждения. Принцип действия синхронного двигателя основан на явлении притяжения северного и южного полюсов магнитных полей – статора и ротора. Если обеспечить условия для электромагнитного сцепления разноименных полюсов статора и ротора, то в дальнейшем поле статора и ротор будут вращаться с одинаковой частотой n (синхронно), причем поле статора будет ведущим, а ротор – ведомым (S -полюс якоря «тянет» за собой N -полюс ротора, рис. 13.4, а).

Рассмотрим работу синхронного двигателя, начиная с момента пуска. Пусть одновременно подается питание в обмотки якоря и обмотку возбуждения. Так как у поля статора практически отсутствует

момент инерции (вращаются только силовые линии поля), то оно мгновенно набирает синхронную скорость вращения. Из-за высокой линейной скорости полюсов поля якоря и значительного момента инерции ротора полюсы ротора не успевают сцепиться с разноименными полюсами поля якоря и пуск двигателя не происходит.

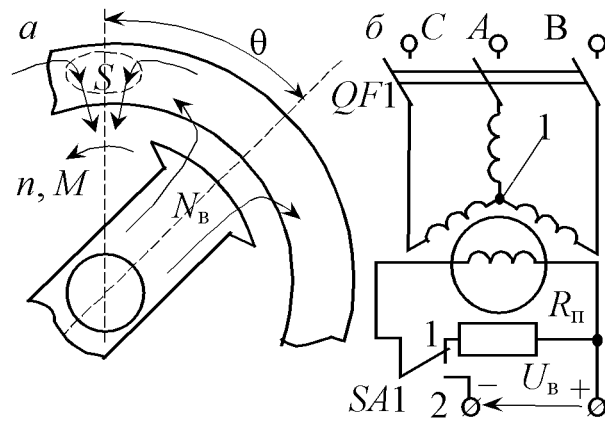


Рис. 13.4. Синхронный двигатель: *а* – схема полей статора и ротора; *б* – схема для асинхронного пуска

Для осуществления пуска необходимо предварительно раскрутить ротор до частоты вращения, близкой к синхронной.

Наиболее распространен способ «асинхронного» пуска, при котором ротор содержит дополнительную пусковую короткозамкнутую обмотку из медных или латунных стержней. При отсутствии этой дополнительной обмотки асинхронный пуск включает следующие действия (рис. 13.4, *б*). Вначале обесточенная обмотка возбуждения замыкается на реостат $R_{\text{П}} \approx 10R_{\text{В}}$, где $R_{\text{В}}$ – сопротивление обмотки возбуждения, т. е. переключатель *SA1* на рис. 13.4, *б* находится в положении 1. Цель подключения $R_{\text{П}}$ – избежать при пуске наведения в обмотке возбуждения значительной ЭДС, опасной для изоляции обмотки. Затем обмотка якоря выключателем *QF1* подключается к трехфазной сети, в результате чего за счет замкнутой на $R_{\text{П}}$ обмотки ротора двигатель разгоняется как асинхронный. При достижении частоты вращения ротора не менее 95% от синхронной частоты вращения поля выключатель *SA1* переводят в положение 2, т. е. обмотку возбуждения отключают от $R_{\text{П}}$ и подключают к источнику с напряжением $U_{\text{В}}$ (возбудителю). Так как частота вращения полюсов ротора близка к частоте поля якоря, то наблюдается электромагнитное сцепление полей ротора и статора, двигатель втягивается в синхронизм и работает как синхронный.

13.4. Электромагнитный момент синхронного двигателя. Угловая и механическая характеристики

Анализ синхронного двигателя проведем, пренебрегая потерями в обмотках якоря и в стали и считая, что магнитная цепь машины не

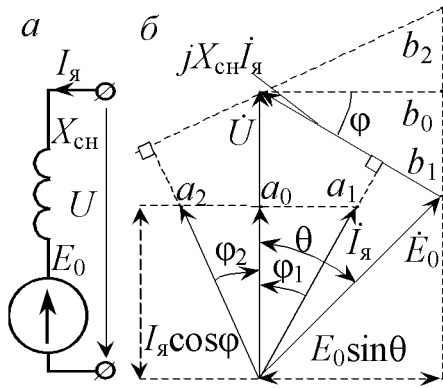


Рис. 13.5. Синхронный двигатель: *a* – схема замещения обмотки якоря; *б* – векторная диаграмма

насыщена. В двигательном режиме ток якоря потребляется из сети, ЭДС E_0 направлена навстречу току $I_я$ (противоЭДС E_0). Схема замещения фазной обмотки якоря показана на рис. 13.5, *a* и для нее:

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + jX_{сн} \dot{I}_я. \quad (13.3)$$

В двигательном режиме ось поля ротора отстает на угол нагрузки θ от оси поля статора (рис. 13.4, *a*). Аналогично противоЭДС E_0 отстает по фазе на угол θ от напряжения статора U (рис. 13.5, *б*).

Если пренебречь потерями, то можно приближенно считать, что механическая мощность $P_{мех}$ на валу двигателя равна активной мощности P , потребляемой двигателем из сети, т. е.

$$M\Omega = 3UI_я \cos\varphi, \quad (13.4)$$

где M – вращающий электромагнитный момент двигателя; $\Omega = \pi n/30$ – угловая скорость ротора; U – фазное напряжение статора. Поскольку проекции векторов \dot{E}_0 и $jX_{сн} \dot{I}_я$ на горизонтальную ось одинаковы, т. е. $X_{сн} I_я \cos\varphi = E_0 \sin\theta$, то для M

$$M = \frac{3UE_0 \sin\theta}{\Omega X_{сн}}. \quad (13.5)$$

Зависимость $M = f(\theta)$ при $U = \text{const}$ называют угловой характеристикой машины. Угловая характеристика (рис. 13.6, *a*) устойчива только в диапазоне $-90^\circ < \theta < 90^\circ$, область $\theta > 0$ соответствует двигательному режиму, а область $\theta < 0$ – генераторному.

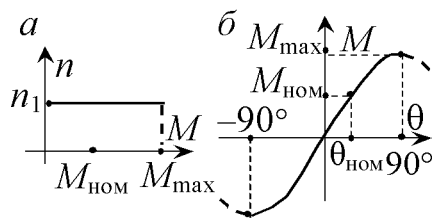


Рис. 13.6. Механическая (*a*) и угловая (*б*) характеристики синхронного двигателя

Если нагрузить двигатель так, что момент сопротивления $M_c > M_{max}$, то θ превысит 90° и рабочая точка окажется на неустойчивом участке угловой характеристики, на которой у двигателя отсутствует свойство саморегулирования момента. В результате двигатель выйдет из синхро-

низма, что может привести к тяжелой аварии в сети. Поэтому в номинальном режиме устанавливают $\theta_{\text{ном}} = 25^\circ \div 35^\circ$, что обеспечивает запас по моменту $K_M = M_{\text{max}}/M_{\text{ном}} = 2 \div 2,4$. Механическая характеристика $n = f(M)$ синхронного двигателя (рис. 13.6, б) в режиме синхронизма (при $M_c < M_{\text{max}}$) абсолютно жесткая, частота вращения не зависит от M_c .

13.5. Регулирование коэффициента мощности

Синхронный двигатель позволяет регулировать реактивную мощность, отдаваемую в сеть, что является очень ценным качеством.

Пусть двигатель работает с неизменной механической нагрузкой на валу, т. е. $M_c = \text{const}$ при $U = \text{const}$. При изменении тока возбуждения I_B будут изменяться противоЭДС E_0 и ток якоря I_a , однако вращающий момент M и активная мощность двигателя в установившемся режиме останутся неизменными. Это означает, что изменение тока I_B не изменяет для \dot{E}_0 его горизонтальной проекции $E_0 \sin \theta$ на рис. 13.5, б, т. е. приводит к перемещению вершины \dot{E}_0 по вертикальной прямой $b_1 - b_2$. Аналогично изменение тока I_B не изменяет для тока якоря вертикальной проекции $I_a \cos \varphi$, т. е. приводит к перемещению вершины вектора \dot{I}_a по горизонтальной прямой $a_1 - a_2$. На рис. 13.5, б \dot{E}_0 находится в т. b_1 . При этом \dot{I}_a , ортогональный вектору $jX_{\text{сн}} \dot{I}_a$, отстает от \dot{U} на угол φ_1 ($\varphi_1 > 0$). Такой режим называют режимом недовозбуждения, в этом режиме двигатель для сети представляет активно-индуктивную нагрузку и отдает в сеть положительную реактивную мощность $Q = UI_a \sin \varphi_1 > 0$.

Увеличив I_B до значения, при котором вершина \dot{E}_0 станет на одной горизонтали с вершиной \dot{U} , т. е. в т. b_0 , получим номинальный режим ($I_B = I_{B, \text{ном}}$). В этом режиме \dot{I}_a находится в т. a_0 и совпадает по фазе с напряжением \dot{U} ($\varphi_0 = 0$), двигатель является чисто активной нагрузкой с $\cos \varphi_0 = 1$. Продолжим увеличение тока I_B . Пусть $I_B > I_{B, \text{ном}}$, чему соответствует положение вершины вектора \dot{E}_0 в т. b_2 . Такой режим называют режимом перевозбуждения. Точке b_2 соответствует положение вершины \dot{I}_a в т. a_2 . Тогда в режиме перевозбуждения \dot{I}_a опережает по фазе напряжение \dot{U} на угол $\varphi_2 < 0$. Двигатель в перевозбужденном режиме представляет для сети активно-емкостную нагрузку и отдает в сеть отрицательную реактивную мощность $Q = UI \sin \varphi_2 < 0$. Эта мощность может использоваться для компенсации положительной реактивной мощности других потребителей (например, АД). В итоге можно значительно повысить суммарный коэффициент мощности всех потребителей. Изменяя ток I_B и пользуясь диаграммой на рис. 13.5, б, можно

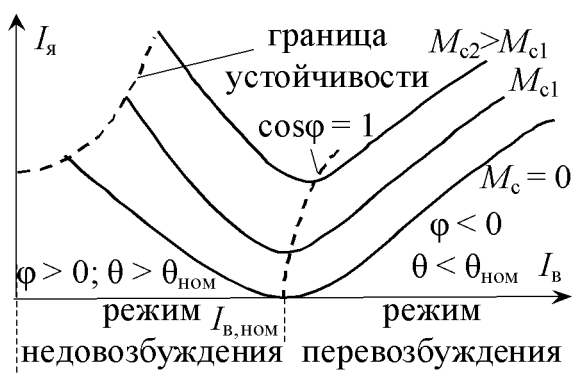


Рис. 13.7. V-образные характеристики синхронного двигателя

получить зависимость $I_я = f(I_в)$ для разных значений M_c . Эти зависимости называют V-образными характеристиками (рис. 13.7).

Сделаем выводы по V-образным характеристикам. При значительных токах $I_в > I_{в,ном}$ рост тока якоря замедляется в связи с насыщением магнитной цепи. Пунктирная линия $\cos\varphi = 1$ показывает, что с ростом момента сопротивления M_c для сохранения

номинального режима нужно увеличивать ток возбуждения. Чем меньше ток $I_в$ в режиме недовозбуждения, тем ближе двигатель к границе устойчивости (выпадение из синхронизма). Режим перевозбуждения выгоден и тем, что увеличивает запас K_M по моменту, т. к. уменьшается угол нагрузки θ (рис. 13.5, б). Поскольку в режиме перевозбуждения рост $I_в$ ведет к росту $I_я$, то при номинальной нагрузке двигателя ($M_c = M_{ном}$) возможность введения перевозбуждения ограничена, т. к. оно приводит к перегреву обмоток двигателя. Для увеличения резерва перевозбуждения нужно снижать M_c . В наибольшей мере эта возможность реализована в синхронных компенсаторах. Синхронный компенсатор – синхронная машина облегченной конструкции, работающая без нагрузки на валу в перевозбужденном режиме. По отношению к сети он практически эквивалентен конденсатору и используется для повышения $\cos\varphi$ за счет компенсации положительной реактивной мощности асинхронных двигателей.

13.6. Достоинства и недостатки синхронных двигателей

Сравним синхронные двигатели с асинхронными.

Достоинства синхронного двигателя: 1) возможность работы с высоким, близким к 1, коэффициентом мощности и работы в режиме перевозбуждения, что позволяет увеличить $\cos\varphi$ сети; 2) высокий КПД, достигающий 96÷98%, что выше КПД АД примерно на 1,5%; 3) возможность регулировки перегрузочной способности двигателя за счет изменения $I_в$; 5) абсолютная жесткость механической характеристики; 6) меньшая зависимость вращающего момента от уровня напряжения сети по сравнению с АД; 7) работоспособность при большем износе

подшипников и менее точном монтаже ротора благодаря большому воздушному зазору между ротором и статором.

Недостатки синхронного двигателя: 1) сложность конструкции и, следовательно, большая стоимость; 2) необходимость наличия источника постоянного тока (возбудителя или выпрямителя); 3) более сложный пуск и необходимость специальной аппаратуры синхронизации; 4) возможность только частотного регулирования частоты.

В промышленности синхронные двигатели обычно используют при $P > 100$ кВт. Широкое применение находят синхронные микродвигатели различной конструкции (гистерезисные, индукторные, шаговые).

Пример. Для синхронного двигателя заданы параметры: номинальная мощность $P_{\text{ном}}$; номинальное линейное напряжение $U_{\text{ном}}$; синхронное сопротивление $X_{\text{сн}}$; $\cos\varphi_{\text{ном}}$ при $\varphi_{\text{ном}} < 0$; запас по моменту $K_M = M_{\text{мах}}/M_{\text{ном}}$; КПД $\eta_{\text{ном}}$; количество пар полюсов p ; частота сети f . *Рассчитать:* потребляемую из сети мощность $P_{1\text{ном}}$; номинальный ток якоря $I_{\text{я.ном}}$ и его активную и реактивную составляющие; номинальный вращающий момент $M_{\text{ном}}$; максимальный момент $M_{\text{мах}}$; номинальную частоту вращения $n_{\text{ном}}$; реактивную мощность $Q_{1\text{ном}}$; $\sin\theta_{\text{ном}}$; номинальную противоЭДС $E_{0\text{ном}}$. По результатам расчетов построить угловую и механическую характеристики и векторную диаграмму тока и напряжений одной фазы якоря.

Решение.

$$1) P_{1\text{ном}} = P_{\text{ном}} / \eta_{\text{ном}} ;$$

$$2) I_{\text{я.ном}} = \frac{P_{1\text{ном}}}{\sqrt{3}U_{\text{ном}} \cos\varphi_{\text{ном}}} I_{\text{я.а}} = I_{\text{я.ном}} \cos\varphi_{\text{ном}} ; I_{\text{я.р}} = I_{\text{я.ном}} \sin\varphi_{\text{ном}} ;$$

3) находим синхронную частоту вращения:

$$n_1 = 60 \frac{f}{p} ; M_{\text{ном}} = 9550 \frac{P_{\text{ном}}}{n_1} ; 4) M_{\text{мах}} = K_M M_{\text{ном}} ; 5) n_{\text{ном}} = n_1 ;$$

$$6) Q_{1\text{ном}} = P_{1\text{ном}} \operatorname{tg}\varphi_{\text{ном}} ; 7) \sin\theta_{\text{ном}} = \frac{M_{\text{ном}}}{M_{\text{мах}}} = \frac{1}{K_M} ;$$

$$8) E_{0\text{ном}} = \frac{M_{\text{мах}} \Omega X_{\text{сн}}}{3U_{\text{ф.ном}}} = \frac{M_{\text{мах}} \Omega X_{\text{сн}}}{\sqrt{3}U_{\text{ном}}} , \text{ где } \Omega = \frac{2\pi f}{p} .$$

Требуемые характеристики строим согласно рис. 13.5 – 13.6.

14. МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

14.1. Принцип работы и устройство машин постоянного тока

Двигатели постоянного тока (ДПТ) допускают плавное регулирование частоты вращения и способны развивать большой пусковой момент, благодаря чему они нашли широкое применение на электротранспорте и для привода технологического оборудования. Генераторы постоянного тока (ГПТ) используются для питания электролизных и гальванических ванн, электроснабжения потребителей на транспорте (автомобилях, судах, самолетах, электровозах). Машины постоянного тока применяются в системах автоматики для привода механизмов и в качестве датчиков частоты вращения. Серьезным недостатком машин постоянного тока является наличие щеточно-коллекторного узла, требующего ухода и снижающего надежность работы.

Рассмотрим принцип действия ДПТ (рис. 14.1, *а*). От источника постоянного напряжения U в рамку подается ток I . По правилу левой руки (ПЛР) на активные проводники (утолщенные линии) действует пара сил F , создающая вращающий электромагнитный момент M . Рамка поворачивается против часовой стрелки, но угол поворота не более 90° . Для обеспечения непрерывного вращения нужно взять несколько рамок с общей осью, равномерно смещенных по направлению вращения.

При вращении рамки активные проводники пересекают силовые линии потока Φ и в них по закону электромагнитной индукции наводятся ЭДС, направления которых определяются по правилу правой руки (ППР). Эти ЭДС направлены против тока I и называются противо-ЭДС. Здесь работает и правило Ленца: ЭДС действуют против причины, их вызвавшей, т. е.

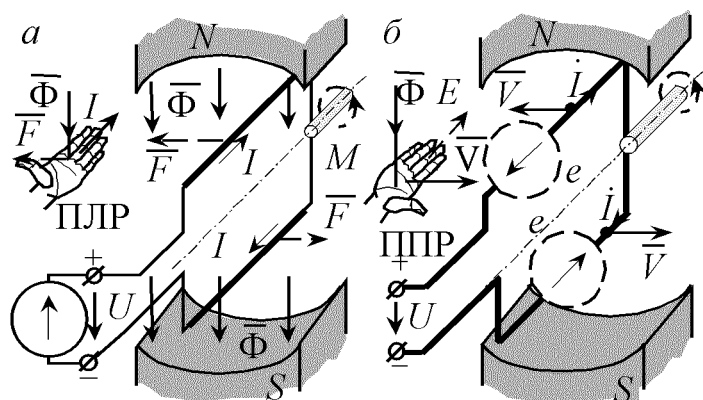


Рис. 14.1. Возникновение вращающего момента (*а*) и противоЭДС (*б*) в ДПТ

против тока I . Поскольку e – переменная ЭДС, то и ток будет переменным (рис. 14.1, *б*).

Рассмотрим принцип работы ГПТ. Поворот рамки осуществляется посторонним двигателем против часовой стрелки (рис. 14.2, *а*). В активных проводниках

наводятся ЭДС с направлением, определяемым по ППР, а на зажимах рамки создается напряжение $u = 2e$. Чтобы U не изменялось, требуется взять много рамок. При подключении к зажимам генератора нагрузки R_H появляется ток i . Согласно ПЛР, на проводники с током будет действовать пара сил F , создающих тормозной момент M_T (момент сопротивления M_C), который направлен против вращающего момента M , в чем и проявляется правило Ленца.

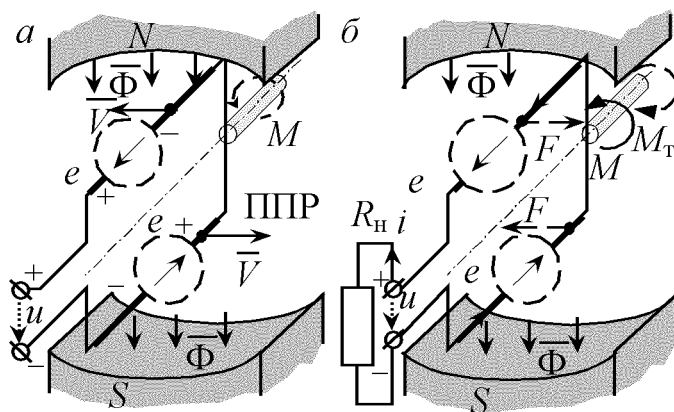


Рис. 14.2. Возникновение напряжения (а) и тормозного момента (б) в ГПТ

Конструкция машины постоянного тока. Неподвижная часть машины (статор) содержит полый стальной цилиндр (станину) (1 на рис. 14.3, а), внутри которого укреплены четыре основных полюса 2. Эти полюсы имеют обмотки, включенные последовательно и образующие обмотку возбуждения 3. Она питается постоянным током возбуждения I_B , который создает магнитное поле возбуждения. Внутри статора находится ротор (якорь), собранный из тонких дисков стали (9 на рис. 14.3). К торцам станины крепят щиты с подшипниками, в которые установлен вал ротора. В пазах якоря уложена обмотка. По конструкции она бывает петлевой и волновой. Ток подается в якорную обмотку (ДПТ) или снимается напряжение с якорной обмотки (ГПТ) через коллектор (5 на рис. 14.3) со щетками. Коллектор – цилиндр, на поверхности которого укреплены медные, изолированные друг от друга пластины

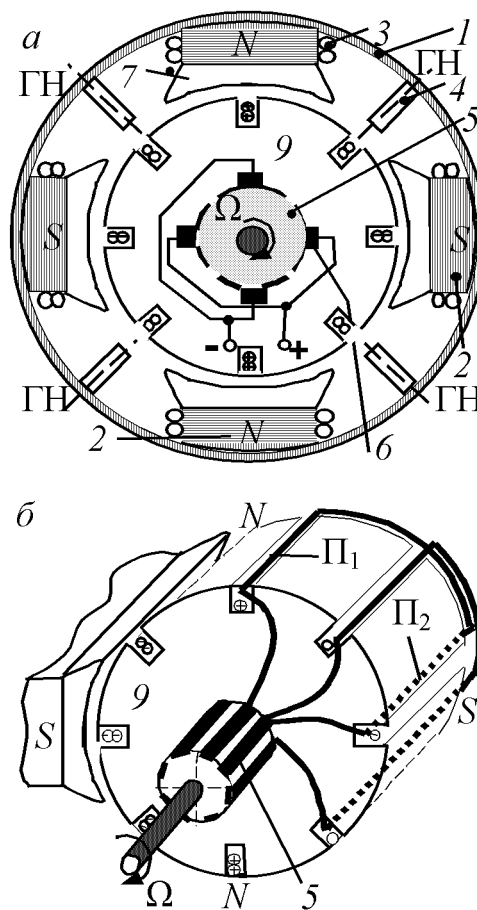


Рис. 14.3. Конструкция машины постоянного тока

(ламели). К пластинам примыкают подпружиненные щетки b . На корпусе имеется коробка с зажимами, к которым подводятся концы обмотки возбуждения и контактных жгутиков от щеток.

Силовые линии неподвижного поля возбуждения идут от северного полюса через якорь к соседним южным полюсам. Основные полюсы имеют полюсные наконечники 7 , обеспечивающие неизменность магнитной индукции вдоль зазора. Для уменьшения искрения под щетками на статоре между основными полюсами устанавливают узкие добавочные полюсы 4 (в ДПТ с $P > 1$ кВт). Их обмотка (не показана) содержит небольшое число витков и включается последовательно с обмоткой якоря.

Петлевая обмотка состоит из отдельных секций (рис. 14.3, b). Активные проводники двух сторон секции (Π_1 и Π_2) помещают в разные пазы якоря так, чтобы они оказались под разноименными полюсами (на расстоянии полюсного деления τ , где τ – длина дуги окружности якоря между осями соседних полюсов). При этом ЭДС, наводимые в двух сторонах секции, будут суммироваться. Начало и конец секции припаивают к соседним ламелям коллектора. Начало стороны следующей секции объединяется с концом предыдущей (на рис. 14.3, b показаны только две секции). Тогда якорная обмотка оказывается замкнутым контуром. Каждая секция состоит из нескольких витков (на рис. 14.3, b секции условно показаны одновитковыми).

По отношению к внешним зажимам обмотка якоря оказывается разделенной на четыре параллельные ветви (на рис. 14.4, a изображена только одна ветвь). Они эквивалентны одной ветви на рис. 14.4, b . Плоскость, проходящая посередине между соседними полюсами через ось якоря, образует геометрическую нейтраль ГН (на рис. 14.3, a их две). Щетки располагают так, чтобы в момент закорачивания ими соседних ламелей секция, подключенная к этим ламелям, проходила через ГН. Это устраняет искрение в режиме холостого хода ГПТ.

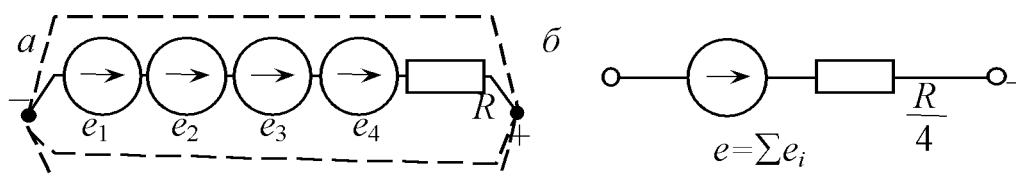
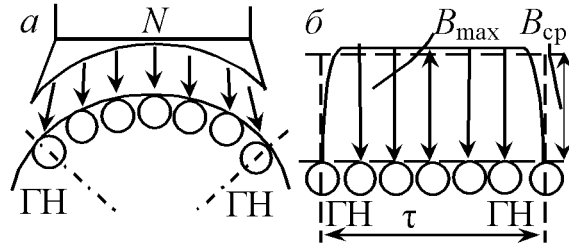


Рис. 14.4. ЭДС в обмотках ДПТ (a) и их эквивалентная схема (b)

14.2. ЭДС и электромагнитный момент машины постоянного тока

На рис. 14.5, *а* показана зона действия магнитного поля одного полюса машины, где ГН – геометрические нейтралы. Величина полюсного шага $\tau = \pi D / (2p)$, где D – диаметр якоря; $2p$ – количество полюсов машины. Распределение нормальной составляющей индукции B вдоль зазора между полюсом и якорем показано на рис. 14.5, *б*.



Найдем среднее значение ЭДС, индуцируемой в каждой из $2a$ параллельных ветвей обмотки якоря. Для простой петлевой обмотки $2a = 2p$. Пусть N – общее число проводников якоря. При вращении якоря с угловой скоростью Ω ЭДС в каждом активном проводнике $e_i = |d\Phi/dt| = B_i dS/dt = B_i dx/dt = B_i lv$, где dx – расстояние, проходимое проводником за время dt ; $dx/dt = v = \Omega D/2$ – линейная скорость проводника; l – длина проводника; $dS = l dx$ – площадь, пересекаемая проводником за время dt . Каждая из параллельных ветвей обмотки якоря содержит $N/2a$ последовательно включенных ЭДС e_i . При большом числе секций обмотки якоря суммарная ЭДС каждой ветви почти неизменна:

$$E = \sum_{i=1}^{N/2a} e_i = lv \sum_{i=1}^{N/2a} B_i = lv B_{cp} \frac{N}{2a},$$

где $B_{cp} = \Phi / (l\tau)$ – среднее значение магнитной индукции. Откуда

$$E = C_M \Omega \Phi, \quad (14.1)$$

где $C_M = pN / (2\pi a)$ – конструктивная константа данной машины.

В инженерной практике вместо Ω используют частоту вращения n , измеряемую числом оборотов якоря в минуту:

$$n = \frac{60\Omega}{2\pi} \approx 9,55\Omega \text{ об/мин}. \quad (14.2)$$

Перейдя в (14.1) к частоте вращения n , получим

$$E = C_e n \Phi, \quad (14.3)$$

где $C_e = pN/(60a) \approx C_M/9,55$.

Найдем выражение для момента M , действующего на якорь машины. Пусть I_1 – ток одной ветви обмотки якоря. Тогда полный ток якоря $I_я = 2aI_1$. Если на каждый проводник действует поле с усредненной магнитной индукцией B_{cp} , то сила, действующая на один проводник $F_1 = B_{cp}I_1$, а момент этой силы $M_1 = F_1D/2$. Полный момент $M = M_1N$, действующий на якорь машины

$$M = C_M \Phi I_я, \quad (14.4)$$

где $C_M = Np/(2\pi a)$ – константа машины, содержащаяся и в (14.1).

На рис. 14.6, *a* показана схема ДПТ, содержащая цепь якоря с напряжением U , и цепь обмотки возбуждения, к которой подведено независимое напряжение возбуждения U_B . В результате взаимодействия потока Φ обмотки возбуждения и тока якоря $I_я$, согласно (14.4), на валу возникает момент M , который для двигателя является вращающим. Уравнение цепи для схемы замещения (рис. 14.6, *б*) в установившемся режиме ДПТ ($\Omega = \text{const}$):

$$U = E + R_я I_я. \quad (14.5)$$

ЭДС E направлена против $I_я$, поэтому ее называют противоЭДС. Из уравнения динамики вращения:

$$M = J \frac{d\Omega}{dt} + M_c, \quad (14.6)$$

где J – приведенный к валу двигателя момент инерции всех вращающихся частей, видно, что установившийся режим двигателя ($\Omega = \text{const}$, $d\Omega/dt = 0$) возможен только при условии $M = M_c$ (M_c – момент сопротивления механизма, подключенного к валу).

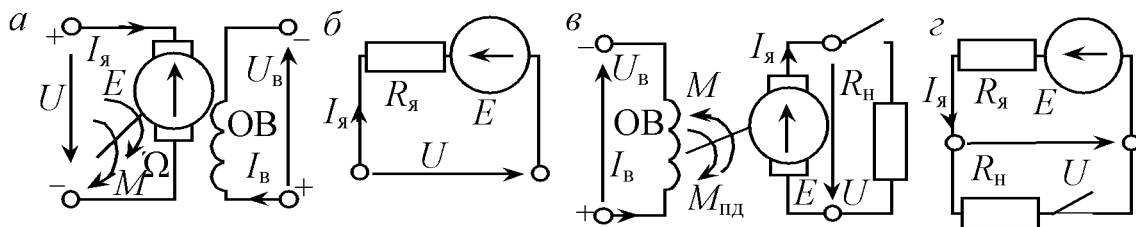


Рис. 14.6. Схема ДПТ с независимым возбуждением (*a*) и схема замещения якоря (*б*); схема ГПТ с независимым возбуждением (*в*) и схема замещения его якоря (*г*)

Если $M \neq M_c$, то $d\Omega/dt \neq 0$, ток якоря и ЭДС изменяются и в двигателе наблюдается переходный процесс. При $M > M_c$ частота вращения увеличивается, т. к. $d\Omega/dt > 0$. Для $M < M_c$ частота вращения убывает. Переходные процессы в ДПТ описываются уравнением $U = e + L_{\text{я}} di_{\text{я}}/dt + R_{\text{я}} i_{\text{я}}$, где $L_{\text{я}}$ – индуктивность якорной цепи.

На рис. 14.6, в изображена принципиальная схема ГПТ с независимым возбуждением. Обмотка возбуждения ОВ питается от источника постоянного напряжения $U_{\text{в}}$, а вал якоря приводится во вращение с помощью постороннего приводного двигателя, создающего вращающий момент $M_{\text{пд}}$. При вращении якоря в его обмотке согласно (14.3) наводятся ЭДС E . При отключенной нагрузке $R_{\text{н}}$ (холостой ход) ток в якоре отсутствует и электромагнитный момент $M = 0$. Теоретически в этом случае $M_{\text{пд}} = 0$. Реально на валу якоря имеется незначительный момент сопротивления M_c , создаваемый трением в подшипниках и аэродинамическим сопротивлением вращению. При подключенной нагрузке $R_{\text{н}}$ по цепи якоря идет ток $I_{\text{я}}$, создающий согласно (14.4) момент M на валу. Но в отличие от двигателя этот момент является не вращающим, а тормозным, т. е. направлен против $M_{\text{пд}}$. Это следует из закона сохранения энергии, а также из ПЛР.

В установившемся режиме электрическая схема замещения генератора имеет вид на рис. 14.6, з, для которой

$$E = U + I_{\text{я}} R_{\text{я}}. \quad (14.7)$$

Умножив (14.5), (14.7) на $I_{\text{я}}$, получаем баланс мощностей:

$$EI_{\text{я}} = UI_{\text{я}} \mp R_{\text{я}} I_{\text{я}}^2, \quad (14.8)$$

где «–» соответствует режиму двигателя; «+» – генератора; $EI_{\text{я}} = \Omega M$ – электромагнитная мощность, для ДПТ равная его механической мощности, а для ГПТ – механической мощности приводного двигателя.

14.3. Реакция якоря. Искрение щеток на коллекторе

В режиме холостого хода ток $I_{\text{я}}$ в генераторе равен нулю, поскольку цепь якоря разомкнута, а в двигателе мал, т. к. скорость Ω велика и противоЭДС E почти компенсирует U . По этой причине магнитное поле якоря в режиме холостого хода практически отсутствует. Под нагрузкой по обмотке якоря проходит ток $I_{\text{я}}$, создающий собственное

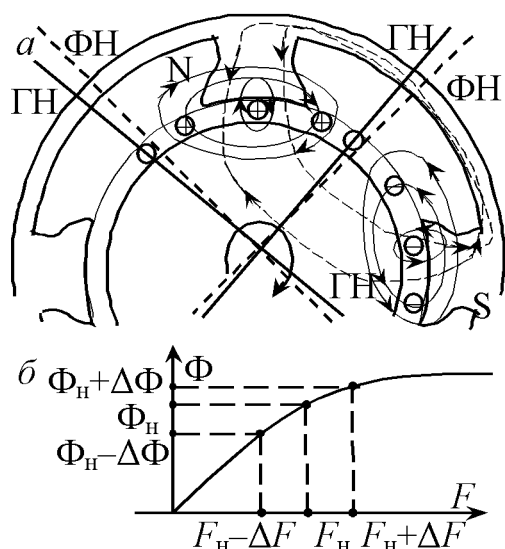


Рис. 14.7. Схема реакции якоря (а); зависимость магнитного потока от МДС (б)

магнитное поле. Воздействие поля якоря на поле возбуждения называют реакцией якоря. На рис. 14.7, а показано поле генератора, причем якорь вращается по часовой стрелке. Тогда токи в проводниках под верхним N -полюсом направлены от нас, а у правого S -полюса – к нам. В результате поток в зазоре под набегающим краем наконечника (левым) ослабляется $\Phi - \Delta\Phi$, а под сбегающим (правым) – усиливается $\Phi + \Delta\Phi$. У двигателя – наоборот. Номинальный режим должен быть на середине колена кривой

на рис. 14.7, б, где $F = Iw - \text{МДС}$. Из-за насыщения $+\Delta\Phi$ гораздо меньше $-\Delta\Phi$, что уменьшает и искажает результирующий поток Φ . Физическая нейтраль (ФН) у генератора получается повернутой на некоторый угол по направлению вращения, у двигателя – против. Уменьшение потока приводит у ГПТ к падению E , у ДПТ – к падению M и изменению Ω .

Реакция якоря приводит также к нежелательному эффекту, связанному с искрением щеток. Процесс переключения щеток из одной секции в другую называют коммутацией, причем в процессе коммутации есть фаза закорачивания секции с последующей фазой ее размыкания. Если учесть реакцию якоря, то в закорачиваемой секции будет ЭДС, вызванная пересечением сторонами секции поля якоря. Размыкание секции с током, имеющей индуктивно-активное сопротивление, приводит к возникновению искрового разряда между щеткой и уходящей ламелью. Искрение – вредный процесс. При искрении разрушаются поверхности коллектора и щеток, увеличивается сопротивление скользящих контактов (что ведет к нагреву коллектора), возникают радиопомехи. Искрение может вызываться также плохим состоянием щеточно-коллекторного узла и неправильной его установкой.

Для исключения искажения поля под полюсами (смещения результирующего поля Φ) в машинах средней и большой мощности применяют компенсирующую обмотку, включенную последовательно с якорем встречно его полю. Искрение исключают размещением на геометрической нейтрали (ГН) узких добавочных полюсов. Их обмотки

включают последовательно и встречно с обмоткой якоря. В узкой зоне вблизи ГН поле якоря компенсируется полем добавочного полюса. При перегрузках генератора $I_{\text{я}} > 3I_{\text{я.ном}}$ дополнительные полюсы насыщаются и компенсация полей нарушается. Искрение наблюдается также при большой Ω из-за роста u_L . Добавочные полюсы используют в машинах с $P > 1$ кВт. В машинах малой мощности, не имеющих добавочных полюсов, для уменьшения искрения щетки смещают с ГН на ФН (в генераторе по направлению Ω , в двигателе против). Недостаток этого способа – размагничивание машины и появление продольной МДС.

14.4. ГПТ с независимым возбуждением

Ток $I_{\text{в}}$ для ГПТ на рис. 14.6, в в обмотке возбуждения формируется посторонним источником и не зависит от $I_{\text{я}}$. Этот тип возбуждения применяют, когда нужно менять в широких пределах $I_{\text{в}}$ и напряжение U . Для снижения потерь в ОВ ток $I_{\text{в}}$ устанавливают небольшим (1–3% от $I_{\text{я}}$), а нужная величина МДС $F_{\text{в}} = I_{\text{в}}w_{\text{в}}$ достигается за счет большого количества витков $w_{\text{в}}$. ОВ выполняют из тонкого провода, ее сопротивление $R_{\text{в}}$ достаточно велико (сотни Ом). Ток возбуждения $I_{\text{в}} = U_{\text{в}} / (R_{\text{в}} + R_{\text{р}})$, где $R_{\text{р}}$ – сопротивление регулировочного реостата.

О свойствах генератора судят по нескольким характеристикам. *Характеристикой холостого хода* называют зависимость $E = f(I_{\text{в}})$ при $I_{\text{я}} = 0$ и $n = \text{const}$. Поскольку $E = C_e n \Phi$, то при $n = \text{const}$ эта характеристика подобна характеристике $\Phi = f(I_{\text{в}})$. При $I_{\text{в}} = 0$ в якоря наводится $E_{\text{ост}}$ за счет потока остаточного намагничивания полюсов $\Phi_{\text{ост}}$ (рис. 14.8, а): $E_{\text{ост}} \approx 3\% E_{\text{ном}}$. При $I_{\text{в}} > I_{\text{в.ном}}$ начинается магнитное насыщение.

Внешней характеристикой называют $U = f(I_{\text{я}})$ при $n, I_{\text{в}} = \text{const}$ (рис. 14.8, б). Под нагрузкой напряжение генератора $U = E - I_{\text{я}} R_{\Sigma}$, где в R_{Σ} входят сопротивление якорной обмотки $R_{\text{я}}$, сопротивление добавочных полюсов и сопротивление скользящего контакта между щетками и коллектором. С увеличением нагрузки генератора (т. е. уменьшением $R_{\text{н}}$) ток якоря растет, а напряжение U падает, что вызывается ростом потерь на R_{Σ} и снижением E , обусловленным реакцией яко-

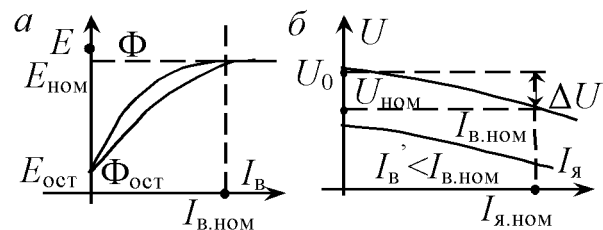


Рис. 14.8. ГПТ с независимым возбуждением: а – зависимость ЭДС якоря от $I_{\text{в}}$; б – внешние характеристики

ря. $\Delta U = (U_0 - U_{\text{НОМ}})/U_{\text{НОМ}}$ составляет 5–15%. Изменение $I_B = \text{const}$ дает семейство внешних характеристик. При $R_H = 0$ (режим короткого замыкания) ток якоря недопустимо велик: $I_{\text{я}} = (10 \div 20)I_{\text{я.НОМ}}$. От таких перегрузок цепь якоря защищают с помощью реле и контакторов.

На практике напряжение U поддерживают компенсирующим изменением тока возбуждения за счет использования автоматических регуляторов. Достоинством генераторов с независимым возбуждением является возможность регулировать напряжение в широких пределах от нуля до $U_{\text{НОМ}}$ и поддерживать его почти постоянным. Недостаток – необходимость в источнике питания ОВ.

Генераторы малой мощности выполняют иногда с постоянными магнитами возбуждения. Их характеристики близки к рассмотренным.

14.5. Генераторы постоянного тока с самовозбуждением

Генераторы с самовозбуждением (рис. 14.9) делят на три типа: а) с параллельным возбуждением; б) с последовательным возбуждением; в) со смешанным возбуждением.

Генератор с параллельным возбуждением имеет такую же конструкцию обмотки возбуждения, как и генератор с независимым возбуждением. Поскольку $I_{\text{я}} = I_H + I_B$, то ток возбуждения является частью тока якоря и составляет $1 \div 5\% I_{\text{я.НОМ}}$. Характеристика холостого хода $E = f(I_B)$ в относительных единицах практически одинакова у всех типов генераторов и задается рис. 14.8, а.

Рассмотрим процесс самовозбуждения машины при наличии остаточной намагниченности $\Phi_{\text{ост}}$ основных полюсов в режиме холостого хода. При вращении якоря с частотой $n_{\text{НОМ}}$ в слабом остаточном магнитном поле $\Phi_{\text{ост}}$ в якоре наводится небольшая ЭДС $E_{\text{ост}}$. Так как обмотка возбуждения и якорь образуют замкнутый контур, то под действием $E_{\text{ост}}$ в ОВ появится небольшой ток I_B , который создаст небольшой поток возбуждения Φ_B .

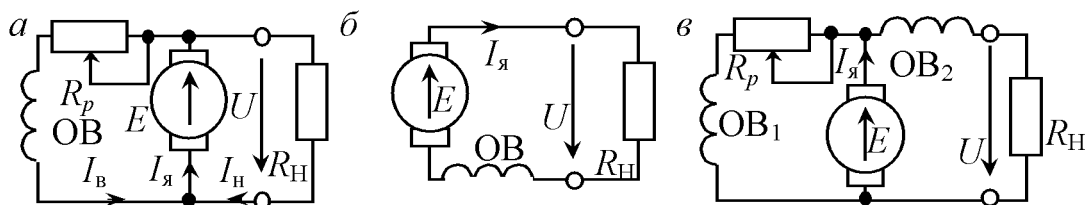


Рис. 14.9. Схемы ГПТ с параллельным (а), последовательным (б) и со смешанным (в) возбуждением

При правильной полярности включения ОВ произойдет суммирование потоков $\Phi_{\text{ост}} + \Phi_{\text{в}} = \Phi$. Усиленный поток Φ увеличивает ЭДС E , которая увеличивает $I_{\text{в}}$ и т. д. Процесс самовозбуждения нарастает. Ограничение роста Φ , E , $I_{\text{в}}$ происходит из-за насыщения магнитной цепи.

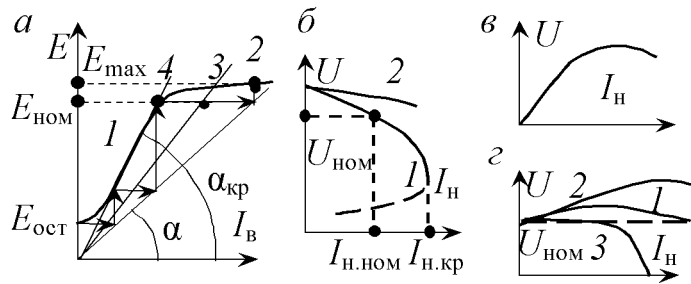


Рис. 14.10. Характеристики ГПТ: самовозбуждение (а); внешние (б) с параллельным (I), независимым возбуждением; внешние с последовательным (в) и смешанным (г) возбуждением

Процесс самовозбуждения можно проиллюстрировать, добавив к характеристике холостого хода (рис. 14.10, а) прямую 2, построенную по уравнению $E = (R_{\text{я}} + R_{\text{р}} + R_{\text{в}})I_{\text{в}} \approx (R_{\text{р}} + R_{\text{в}})I_{\text{в}}$. Ее угол наклона можно регулировать изменением сопротивления $R_{\text{р}}$ регулировочного реостата. При пуске $R_{\text{р}}$ выведено, т. е. $R_{\text{р}} = 0$. Тогда прямая 2 имеет минимальный угол наклона, определяемый сопротивлением $R_{\text{в}}$ обмотки возбуждения. Процесс самовозбуждения показан стрелками: вначале из точки $E_{\text{ост}}$ – горизонтальный ход до прямой 2, далее вертикальный ход до характеристики 1, затем опять горизонтальный ход до прямой 2 и т. д. Процесс оканчивается в точке пересечения кривой 1 и прямой 2 при $E = E_{\text{мах}}$. Это устойчивое возбуждение. Для снижения $E_{\text{мах}}$ до $E_{\text{ном}}$ вводят реостат $R_{\text{р}}$. При этом угол α увеличивается и прямая 2 занимает положение 3. Увеличение $R_{\text{р}}$, при котором прямая 3 занимает положение 4, сделает работу генератора неустойчивой и E может упасть до $E_{\text{ост}}$. Сопротивление цепи возбуждения $R_{\text{р,кр}} + R_{\text{в}}$, определяющее угол $\alpha_{\text{кр}}$, называют критическим. Самовозбуждение при таком и большем сопротивлении невозможно.

Итак, для самовозбуждения генератора требуются три условия: наличие остаточного потока намагничивания $\Phi_{\text{ост}}$; согласованность потоков $\Phi_{\text{в}}$ и $\Phi_{\text{ост}}$; сопротивление цепи возбуждения меньше критического, а $n = n_{\text{ном}}$.

Обычно в магнитной системе машины имеется остаточная намагниченность из-за явления гистерезиса. Однако возможны случаи полного размагничивания полюсов. Тогда начальное намагничивание создают, пропуская через обмотку возбуждения ток от внешнего источника. Внешняя характеристика генератора имеет вид кривой 1 на рис. 14.10, б. У нее падение напряжения с ростом тока $I_{\text{н}} \approx I_{\text{я}}$ больше,

чем у характеристики ГПТ с независимым возбуждением (кривая 2 на рис. 14.10, б). Это объясняется тем, что кроме падения напряжения в якоре и реакции якоря, имеется третий фактор: по мере падения U падает ток возбуждения I_B . Генератор допускает увеличение тока нагрузки при уменьшении R_H до критического $I_{H.кр} \approx (2,5 \div 3)I_{H.ном}$. Дальнейшее снижение R_H вызывает переход генератора в неустойчивый режим (пунктирная линия), ток I_H падает, и процесс заканчивается снижением напряжения до нуля (режим короткого замыкания).

Для *генератора с последовательным возбуждением* (рис. 14.9, б) $I_A = I_B = I_H$. Внешняя характеристика ГПТ показана на рис. 14.10, в. Сильная зависимость напряжения от нагрузки делает эти генераторы мало пригодными для большинства потребителей.

Генератор смешанного возбуждения (рис. 14.9, в) имеет две обмотки возбуждения: параллельную OB_1 и последовательную OB_2 . Через OB_2 течет большой ток, поэтому она имеет небольшое число витков из провода большого сечения. Обмотки OB_1 и OB_2 можно включить согласно (потoki Φ_1 и Φ_2 сонаправлены и $\Phi_B = \Phi_1 + \Phi_2$) или встречно (Φ_1 и Φ_2 встречны и $\Phi_B = \Phi_1 - \Phi_2$). Характеристика холостого хода генератора совпадает с характеристикой на рис. 14.8, а (обмотка OB_2 не задействована). При согласном включении обмоток число витков OB_2 можно подобрать так, что даваемое OB_2 подмагничивание будет компенсировать падение напряжения. В этом случае внешняя характеристика идет почти горизонтально (1 на рис. 14.10, з). При увеличении витков OB_2 получим характеристику 2. Это позволяет компенсировать потерю напряжения не только внутри генератора, но и в передающей линии. При встречном включении обмотка OB_2 размагничивает генератор тем сильнее, чем больше ток нагрузки. Поэтому внешняя характеристика имеет крутопадающий участок (кривая 3 на рис. 14.10, з). Такие генераторы используют в сварочных установках, для питания печей, прожекторов. Среди ГПТ генераторы смешанного возбуждения получили наибольшее распространение.

14.6. Типы возбуждения и механические характеристики ДПТ

В зависимости от способа подключения обмотки возбуждения ДПТ делятся на двигатели независимого (рис. 14.6, а), параллельного, последовательного и смешанного возбуждения (рис. 14.11). В двигателях независимого возбуждения обмотка возбуждения питается от отдельного источника. Основными уравнениями машины постоянного

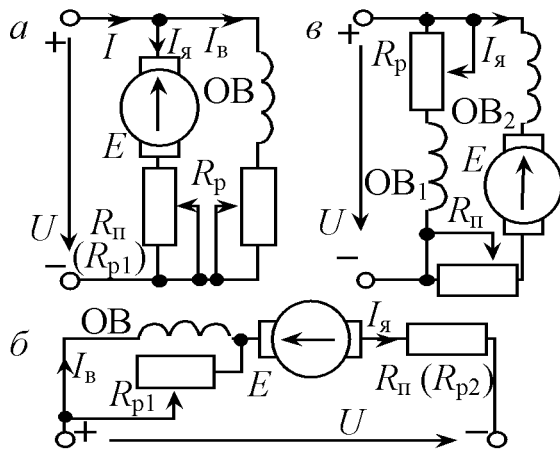


Рис. 14.11. Схемы ДПТ с различными типами возбуждения: *a* – параллельным; *б* – последовательным; *в* – смешанным

тока являются: уравнение противоЭДС (14.3); уравнение электромагнитного момента (14.4); уравнение цепи якоря (14.5); уравнение динамики (14.6). Важную роль в анализе двигателей играет механическая характеристика – зависимость частоты вращения n от момента M на валу при $U, I_B = \text{const}$.

ДПТ с независимым и параллельным возбуждением имеют общее свойство: ток возбуждения не зависит от тока якоря. Пренебрегая реакцией якоря, можно считать, что и поток Φ у них не зависит от нагрузки (момента M). Поэтому свойства и характеристики этих ДПТ идентичны, далее будем упоминать только ДПТ с параллельным возбуждением. Исключая в (14.3) – (14.6) $E, I_я$, получаем механическую характеристику ДПТ с параллельным возбуждением:

$$n = \frac{U}{C_e \Phi} - \frac{MR_я}{C_e C_M \Phi^2}, \quad (14.9)$$

которая получена из статических уравнений и задает связь между n и M в установившемся режиме (при $M = M_c$). Механическую характеристику называют *естественной*, если она получена для двигателей без реостатов в цепях якоря и возбуждения при $U = U_{\text{ном}}$, $\Phi = \Phi_{\text{ном}}$. Естественная характеристика (14.9) является прямой (рис. 14.12, *a*). В режиме холостого хода $M = M_c = 0$, поэтому первое слагаемое в (14.9) определяет частоту идеального холостого хода

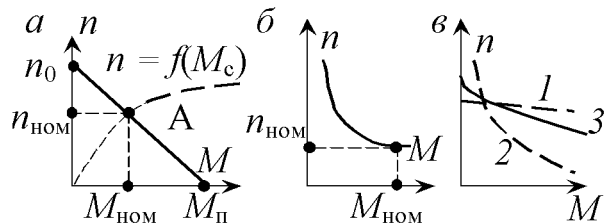


Рис. 14.12. Механические характеристики ДПТ: *a* – с параллельным возбуждением; *б* – с последовательным возбуждением; *в* – сравнительные для ДПТ разных типов

$$n_0 = \frac{U}{C_e \Phi}. \quad (14.10)$$

В момент пуска двигателя $n = 0$ и пусковой момент

$$M_{\Pi} = \frac{C_M \Phi U}{R_{\text{я}}}. \quad (14.11)$$

От коэффициента $K_H = -R_{\text{я}}/(C_e C_M \Phi^2)$ в (14.9) зависит угол наклона прямой. У двигателей средней и большой мощности сопротивление якорной обмотки $R_{\text{я}}$ мало (десятые и сотые доли Ом), пусковой момент велик, а коэффициент K_H мал. Естественная характеристика имеет малый наклон, поэтому с изменением нагрузки частота n изменяется незначительно. Характеристики такого типа называют «жесткими». На рис. 14.12, а приведена механическая характеристика $n = f(M_c)$ механизма на валу ДПТ. В установившемся режиме $M = M_c$, рабочая т. А лежит на пересечении характеристик. Обычно точку номинального режима организуют близко к точке холостого хода: $n_0 - n_{\text{ном}} = (3 \div 7)\%$ от n_0 .

Двигатели с последовательным возбуждением. Для получения механической характеристики полагаем, что в цепи на рис. 14.11, б реостаты отсутствуют и $I_{\text{я}} = I_{\text{в}}$. При слабо насыщенной магнитной цепи можно допустить, что $\Phi \approx KI_{\text{в}} = KI_{\text{я}}$, где $K = \text{const}$. Подставив Φ в (14.4), получим $M = C_M KI_{\text{я}}^2$; $I_{\text{я}} = \sqrt{M/KC_M}$. Выразив n и подставив $I_{\text{я}}$, получим

$$n = \frac{E}{C_e \Phi} = \frac{U - R_{\text{я}} I_{\text{я}}}{C_e KI_{\text{я}}} = \frac{U}{C_e} \sqrt{\frac{C_M}{K}} \frac{1}{\sqrt{M}} - \frac{R_{\text{я}}}{C_e K}. \quad (14.12)$$

Механическая характеристика (14.12) ДПТ с последовательным возбуждением нелинейна (рис. 14.12, б), является «мягкой» и свидетельствует об очень большом пусковом моменте. Из характеристики видно, что запрещается работа (пуск) двигателя без нагрузки ($M_c = 0$) или с очень малой нагрузкой ($M_c \ll M_{\text{ном}}$), т. к. в результате недопустимо большого нарастания частоты вращения (двигатель идет «в разнос») наступает аварийное разрушение двигателя.

Двигатель со смешанным возбуждением. Наличие параллельной и последовательной обмоток возбуждения у двигателя приводит к тому, что механическая характеристика (кривая 3 на рис. 14.12, в) располагается между характеристиками ДПТ с параллельным возбуждением (кривая 1) и ДПТ с последовательным возбуждением (кривая 2). Двигатель с такой характеристикой обладает значительным пусковым моментом и не допускает «разноса». Изменяя соотношение между МДС обмоток, можно приблизить характеристику к кривой 1 или 2.

14.7. Пуск двигателей постоянного тока

В момент пуска якорь двигателя неподвижен ($n = 0$), поэтому отсутствует противоЭДС ($E = C_e \Phi n = 0$). Из уравнения якорной цепи видно, что пусковой ток якоря $I_{я.п} = U_{ном}/R_{я}$ ограничен только сопротивлением обмотки якоря $R_{я}$. Поскольку $R_{я}$ мало (особенно у ДПТ средней и большой мощности), то пусковой ток велик и превышает номинальное значение в десятки раз (рис. 14.13, а). Время пуска $t_{п}$ длится десятые доли секунды у маломощных двигателей (менее 1 кВт) и достигает нескольких десятков секунд у мощных.

Существуют три способа пуска: 1) прямой пуск; 2) применение пускового реостата; 3) снижение напряжения якоря. Прямой пуск применяют только для маломощных двигателей, у которых $I_{я.п}$ не превышает $(4 \div 6)I_{ном}$.

Пусковой реостат $R_{п}$ включают последовательно с обмоткой якоря (рис. 14.11). В момент пуска $R_{п}$ вводится полностью.

Тогда

$$I_{я.п} = \frac{U_{ном}}{R_{я} + R_{п}}. \quad (14.13)$$

$R_{п}$ рассчитывают так, чтобы для машин средней и большой мощности обеспечить $I_{п} = (1,4 \div 1,8)I_{ном}$, а для машин малой $I_{п} = (2 \div 2,5)I_{ном}$. Обычно по мере разгона двигателя сопротивление $R_{п}$ ступенчато выводят до нуля. Иллюстрация пуска для ДПТ параллельного возбуждения приведена на рис. 14.13, б. Введение в цепь якоря сопротивления $R_{п}$ приводит к уменьшению «жесткости» механической характеристики тем сильнее, чем больше $R_{п}$. Получаемые при этом характеристики называют искусственными. На рис. 14.13, б искусственной характеристике I_3 соответствует $R_{п}$ с введенными тремя ступенями. Поочередный вывод ступеней $R_{п}$ дает «веер» характеристик I_3, I_2, I_1, E , где E – естественная характеристика. Частота холостого хода n_0 при этом сохраняется. Процесс пуска характеризуется зигзагообразным движением точки вдоль стрелок из т. 1 к т. 8.

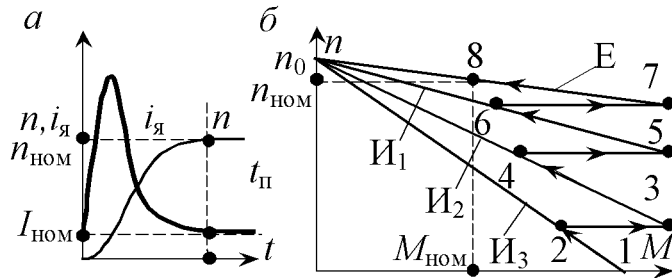


Рис. 14.13. Пусковые характеристики ДПТ (а), пуск двигателя с реостатом (б)

Снижение пускового тока снижает и пусковой момент M_{II} , что ведет к затяжке пуска или даже его срыву. Поэтому в начале пуска увеличивают магнитный поток за счет вывода реостата R_p в цепи возбуждения (рис. 14.11, *a*). По мере разгона ДПТ R_p вводят с целью достижения требуемой частоты вращения. Эта мера позволяет двигателю при небольшом пусковом токе развить большой пусковой момент.

Пуск при пониженном напряжении U позволяет исключить применение пусковых реостатов. Недостатком этого способа является необходимость в источнике регулируемого напряжения, но этот источник можно также использовать для регулирования частоты вращения.

14.8. Регулирование частоты вращения ДПТ

Задача управления двигателем в основном сводится к регулированию частоты вращения. Реже встречается задача управления моментом двигателя. Из (14.9) следует, что изменение частоты вращения может достигаться тремя способами: включением реостата R_p в цепь якоря (реостатное регулирование); изменением магнитного потока Φ (полюсное регулирование); изменением подводимого к якорю напряжения (якорное регулирование).

При реостатном регулировании вместо пускового реостата R_{II} в цепь якоря вводится регулировочный реостат R_p , рассчитанный на длительные тепловые перегрузки. Ступенчатое увеличение R_p при $M_c = \text{const}$ снижает частоту вращения (характеристики I_3, I_2, I_1, E на рис. 14.13, *b*). Из-за больших потерь в R_p этот способ регулирования применяют только для двигателей небольшой мощности.

Рассмотрим полюсное регулирование. Для ДПТ параллельного возбуждения изменение магнитного потока Φ достигается введением регулировочного реостата R_p в цепь ОВ (рис. 14.11, *a*). При увеличении R_p ток I_b и магнитный поток Φ уменьшаются, что, согласно (14.10), дает увеличение частоты холостого хода n_0 . Жесткость механической характеристики уменьшается незначительно (рис. 14.14, *a*). Таким образом, изменением (уменьшением) магнитного потока можно увеличить частоту вращения n , но не более чем до $2n_{ном}$, что связано с ухудшением коммутации. Регулирование n в сторону уменьшения практически невозможно из-за насыщения магнитной системы. Сильное снижение Φ , например до величины $\Phi_{ост}$, при случайном обрыве обмотки возбуждения при незначительном моменте M_c на валу ведет к «разносу» двигателя (пунктирная характеристика на рис. 14.14, *a*).

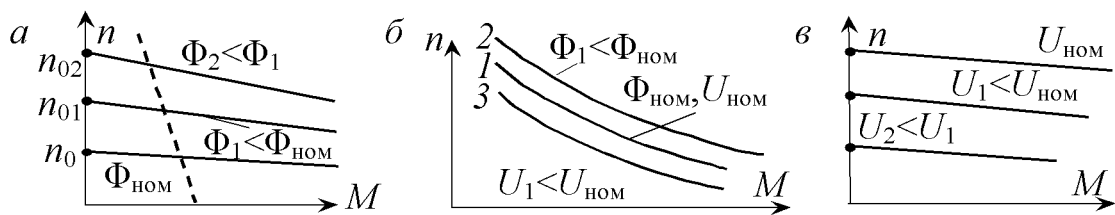


Рис. 14.14. Изменение характеристик при регулировке частоты вращения ДПТ: *а* – с помощью Φ (параллельное возбуждение); *б* – с помощью Φ или U якоря (последовательное возбуждение); *в* – с помощью U якоря (независимое возбуждение)

Для ДПТ последовательного возбуждения изменение Φ достигается реостатом $R_{р1}$, включенным параллельно обмотке возбуждения (рис. 14.11, *б*). Выведение $R_{р1}$ уменьшает поток Φ (2 на рис. 14.14, *б*).

Изменение питающего напряжения якоря для ДПТ независимого возбуждения обеспечивает регулировку частоты вниз от номинального значения (рис. 14.14, *в*). Обычно этот способ осуществляют с помощью управляемого тиристорного выпрямителя (рис. 14.15, *а*) или с помощью транзисторного преобразователя (рис. 14.15, *б*).

Для сглаживания пульсаций выпрямленного тока в тиристорном выпрямителе последовательно с якорем включен дроссель $L1$ с большой индуктивностью. Импульсный преобразователь (рис. 14.15, *б*) содержит неуправляемый выпрямитель с напряжением U_0 , транзистор $VT1$, работающий в ключевом режиме, широтно-импульсный модулятор (ШИМ), управляющий работой ключа, и диод $VD1$. $VT1$ периодически с периодом T подключает якорь двигателя к напряжению U_0 . В момент времени t_1 ключ размыкается, но ток якоря замыкается через $VD1$, и ДПТ продолжает работать за счет запасенной электромагнитной энергии. Изменением момента t_1 (рис. 14.15, *в*) регулируются средние значения напряжения $U_{ср}$ и тока $I_{ср}$.

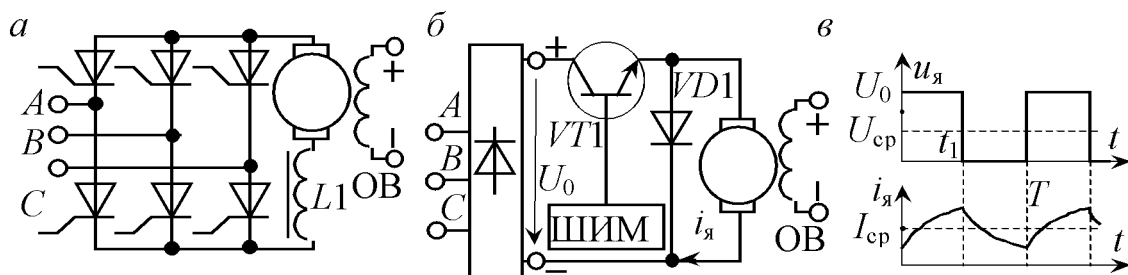


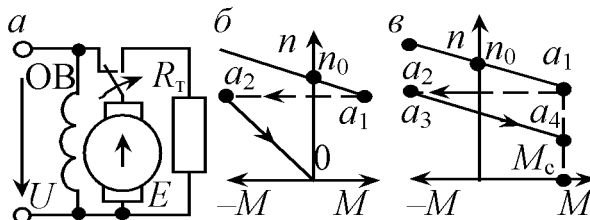
Рис. 14.15. Регулирование частоты вращения ДПТ: *а* – управляемый тиристорный выпрямитель; *б* – транзисторный импульсный преобразователь с ШИМ; *в* – временные диаграммы преобразователя

Изменением напряжения частоту n регулируют только «вниз». Частота холостого хода n_0 при этом также уменьшается, а жесткость характеристик сохраняется (рис. 14.14, б, в – ДПТ последовательного и независимого возбуждения).

14.9. Торможение двигателей постоянного тока

Для быстрого торможения двигателя его переводят в режим, при котором электромагнитный момент изменяет направление. Различают 3 способа торможения: 1) динамическое; 2) генераторное (рекуперативное); 3) противовключением.

При *динамическом торможении* якорь отключают от питающего напряжения и замыкают на реостат R_T (рис. 14.16, а). Из уравнения для якорной цепи $0 = E + (R_{я} + R_T)I_{я}$ следует, что ток $I_{я}$, а значит и момент M , изменяют направление (рис. 14.16, б). Поскольку частота n не может изменяться скачком, то в момент переключения рабочая точка из a_1 по горизонтали переходит в a_2 и затем, замедляясь по наклонной прямой, в точку останова 0.



Рекуперативное торможение происходит при наличии условия $E > U$. Из уравнения $U = E + I_{я}R_{я}$ следует, что при этом $I_{я}$, а значит и M , становятся

отрицательными, что может наблюдаться при спуске двигателем груза или ходе под уклон трамвая. Якорь может набрать частоту $n > n_0$. На рис. 14.16, в это соответствует движению рабочей точки из позиции a_1 , через точку n_0 в a_2 , т. е. переходу машины из двигательного режима ($M > 0$) в генераторный ($M < 0$) и отдаче энергии в сеть (рекуперация энергии). Генераторный режим может возникнуть при резком снижении напряжения якоря. Механическая характеристика при этом параллельно смещается вниз (рис. 14.16, в), а рабочая точка из позиции a_1 скачком переходит в a_3 и далее плавно в a_4 (при $M_c = \text{const}$).

Торможение противовключением выполняют, изменяя полярность подключения якоря (рис. 14.17, а). После перевода переключателя из позиции 1 – 1' в позицию 2 – 2' уравнение якорной цепи принимает вид

Рис. 14.16. Схема (а) и диаграмма (б) динамического торможения, диаграмма рекуперативного торможения (в)

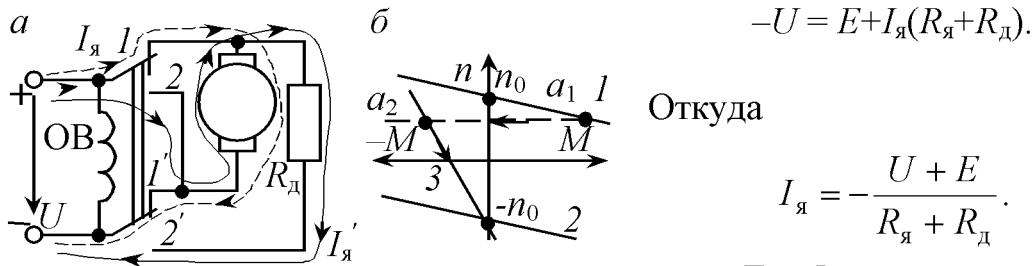


Рис. 14.17. Торможение противовключением: M , изменяют знак. Для ограничения тока в цепь якоря вводится добавочное сопротивление $R_{\text{д}}$. На рис. 14.17, б изменению знака U соответствует переход к обращенной механической характеристике 2. Добавление $R_{\text{д}}$ в цепь якоря ухудшает «жесткость» этой характеристики (характеристика 3). Рабочая точка из позиции a_1 скачком переходит в a_2 и затем по характеристике 3 скользит вниз. Если в момент прохождения точки горизонтальной оси ($n = 0$) не отключить питающее напряжение, точка продолжит движение по 3, т. е. начнется разгон ДПТ в обратном направлении (реверс). Этот процесс является самым быстрым (и самым неэкономичным) способом реверсирования.

14.10. Рабочие характеристики ДПТ

Рабочими характеристиками ДПТ называют зависимости КПД η , тока $I_{\text{я}}$, момента M , частоты n , подводимой мощности P_1 от полезной мощности P_2 (рис. 14.18).

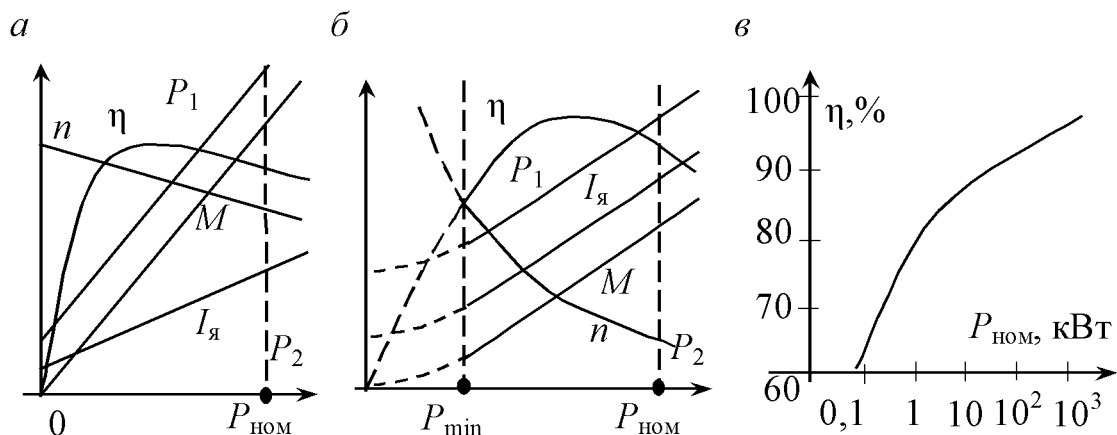


Рис. 14.18. Рабочие характеристики ДПТ: a – параллельного возбуждения; b – последовательного возбуждения; c – КПД ДПТ

Важнейшим энергетическим показателем машины постоянного тока является КПД $\eta = P_2/P_1$. КПД зависит от величины потерь мощности $\Delta P = P_1 - P_2$. Потери мощности слагаются из следующих основных видов: 1) потери в обмотке якоря $\Delta P = R_{\text{я}} I_{\text{я}}^2$; 2) потери в стали $\Delta P_{\text{с}}$, вызываемые вихревыми токами и перемагничиванием якоря при его вращении; 3) механические потери $\Delta P_{\text{м}}$ от трения в подшипниках, щеток о коллектор, якоря о воздух; 4) потери в обмотке возбуждения $\Delta P_{\text{в}} = R_{\text{в}} I_{\text{в}}^2$.

На рис. 14.18, *а* приведены рабочие характеристики ДПТ параллельного возбуждения, а на рис. 14.18, *б* – последовательного. Последние характеристики в опасной для двигателя зоне малых нагрузок $0 \div P_{\text{min}}$ показаны пунктиром. КПД машин постоянного тока растет с увеличением номинальной мощности (рис. 14.18, *в*).

15. ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

15.1. Основные понятия электропривода

Множество технологических процессов связано с механическим движением производственных устройств и приспособлений. Источником механической энергии является электродвигатель, образующий совместно с преобразовательными устройствами единую электромеханическую систему, называемую *электроприводом (ЭП)*. ЭП предназначен для организации движения и управления им в соответствии с регламентом технологического процесса. Структурная схема ЭП приведена на рис. 15.1. В направлении широких незаштрихованных стрелок, образующих силовой энергетический канал, электрическая энергия через электрическое преобразовательное устройство ЭПУ (выпрямитель, преобразователь частоты и т. д.) поступает на электродвигатель ЭД. Механическая энергия с выхода ЭД в направлении широких заштрихованных стрелок через механическое преобразовательное устройство МПУ (редуктор, ременная передача и т. д.) поступает на вход рабочей машины РМ. По информационному каналу от устройства управления УУ в направлении узких стрелок поступает сигнал управления на ЭПУ, которое регулирует поток энергии, поступающей к ЭД по силовому каналу. В простых ЭП ЭПУ, МПУ и УУ могут отсутствовать.

В ЭД в процессе электромеханического преобразования энергии имеют место электрические потери, величина которых (КПД ЭД) может меняться в широких пределах и зависит от правильного выбора двигателя по мощности к конкретному механизму и от степени его загрузки при эксплуатации. Химические производства характеризуются высокой энергоемкостью технологических процессов. На долю ЭП приходится 65% всего расхода электроэнергии, поэтому рациональная эксплуатация ЭП очень важна для экономии энергетических ресурсов.

При проектировании ЭП и в условиях их эксплуатации возникает необходимость выбора мощности электродвигателей. Это имеет место в случае увеличения скорости или загрузки технологической машины в связи с совершенствованием и автоматизацией технологического процесса, а также в связи с обнаруживающейся перегрузкой.

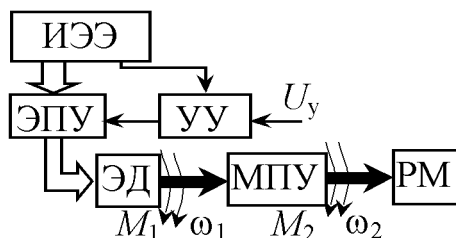


Рис. 15.1. Структурная схема электропривода

15.2. Режимы работы электроприводов

Рассмотрим нагрев и охлаждение двигателей в ЭП. При включении двигателя и наличии на валу нагрузки происходит его нагрев, зависящий от тепловых потерь ΔP , времени нагрева t , теплоемкости C и теплоотдачи двигателя A . Эти величины связаны между собой уравнением теплового баланса электродвигателя:

$$\Delta P dt = C d\tau + A\tau dt, \quad (15.1)$$

где τ – превышение температуры двигателя над температурой окружающей среды, которую принимают, как правило, равной $+40^\circ\text{C}$. Решения этого уравнения имеют вид (рис. 15.2):

$$\tau = \tau_{\text{уст}} \left(1 - e^{-t/T_H}\right) + \tau_{\text{нач}} e^{-t/T_H}, \quad \tau = \tau_{\text{уст}} e^{-(t-t_p)/T_0},$$

где $\tau_{\text{уст}}$, $\tau_{\text{нач}}$ – установившееся и начальное превышения температуры, $^\circ\text{C}$; T_H – постоянная времени нагревания, $T_H = C/A$, с; T_0 – постоянная времени охлаждения (для двигателей без принудительного охлаждения $T_0 > T_H$). На рис. 15.2 принято, что за время работы t_p двигатель нагрелся до температуры $\tau_{\text{уст}}$ и затем был отключен от сети.

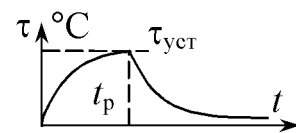


Рис. 15.2. Кривые нагрева и охлаждения

Допустимая температура нагрева двигателей зависит от класса изоляции. Изоляция класса *A* выполняется из пропитанных волокнистых материалов из целлюлозы, хлопка, шелка. Ее допустимая температура 105°C . Изоляция класса *E* (допустимая температура до 120°C) выполняется из синтетических органических пленок. Изоляция класса *B* (до 130°C) – из материалов на основе слюды, асбеста и стекловолкна с органическими связующими и пропитывающими составами. Изоляция класса *F* (до 155°C) – из материалов на основе слюды, асбеста и стекловолкна с синтетическими связующими и пропитывающими составами. Изоляция класса *H* (до 180°C) – из материалов на основе слюды, асбеста и стекловолкна с кремний-органическими связующими составами.

Основой для расчета мощности ЭД является нагрузочная диаграмма (НД) рабочей машины, представляющая зависимость от времени приведенного к валу двигателя момента нагрузки $M_c(t)$, мощности P или тока I . Эта диаграмма определяется на основании технологических дан-

ных по механизмам и параметров механической передачи. Например, момент для механизма подъемной лебедки

$$M_c = \frac{GR}{i\eta}, \quad (15.2)$$

где G – сила тяжести груза, Н; R – радиус барабана лебедки, м; i, η – передаточное число и КПД механической передачи. Момент вентилятора

$$M_c = \frac{k_3 QH}{\eta_v \omega_v i \eta}, \quad (15.3)$$

где Q – производительность вентилятора, м³/с; H – напор (давление) газа, Па; $\eta_v = (0,4 \div 0,85)$ – КПД вентилятора; ω_v – угловая скорость, рад/с; $k_3 = 1,1 \div 1,5$ – коэффициент запаса. Момент насоса

$$M_c = \frac{k_3 g \rho Q (H_c + \Delta H)}{\eta_n \omega_n i \eta}, \quad (15.4)$$

где Q – производительность насоса, м³/с; H_c – статический напор, м; ΔH – потери напора в трубопроводе, м; $g = 9,8$ – ускорение свободного падения, м/с²; ρ – плотность жидкости, кг/м³; $\eta_n = (0,4 \div 0,75)$ – КПД насоса; ω_n – угловая скорость, рад/с; $k_3 = 1,1 \div 1,3$.

Номинальные режимы работы электродвигателей стандартизованы. Различают три основных режима: *длительный (S1)*, *кратковременный (S2)* и *повторно-кратковременный (S3)*.

В длительном режиме превышение температуры двигателя достигает установившегося значения. Этот режим подразделяют на два вида: а) с постоянной нагрузкой (ЭП вентиляторов, насосов компрессоров, транспортеров, текстильных станков и др.); б) с переменной нагрузкой (ЭП поршневых компрессоров, токарных, фрезерных, сверлильных станков и др.). Примеры НД для длительного режима и кривая нагрева приведены на рис. 15.3.

В кратковременном режиме двигатель работает непродолжительное время, в течение которого превышение его температуры не достигает установившегося значения, а после отключения он успевает охладиться до температуры окружающей среды. В этом режиме (рис. 15.4, а) работа-

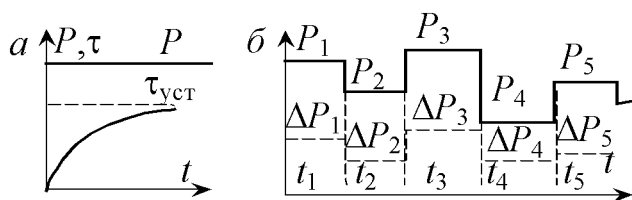


Рис. 15.3. НД для длительного режима с постоянной (а) и переменной (б) нагрузками

ют ЭП шлюзов, задвижек нефте- и газопроводов, и др.

Повторно-кратковременным называют режим, в котором кратковременные периоды включения двигателя чередуются с периодами пауз, причем в период нагрузки превышение температуры двигателя не достигает установившегося значения, а при отключении не успевает достичь температуры окружающей среды (рис. 15.4, б). Свойства двигателей в повторно-кратковременном режиме зависят от продолжительности включения (ПВ), которой называют величину

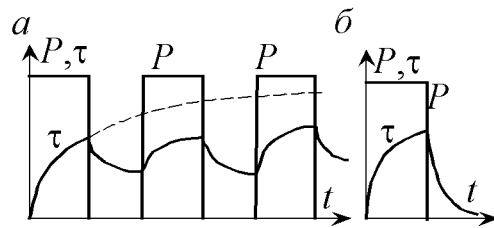


Рис. 15.4. НД и диаграммы нагрева для повторно-кратковременного (а) и кратковременного (б) режимов

$$\text{ПВ} = 100t_p / (t_p + t_0) = (t_p / t_{\text{ц}}) 100\%; \quad (15.5)$$

где t_p – время работы двигателя под нагрузкой; t_0 , $t_{\text{ц}} = t_p + t_0$ – времена паузы и цикла (рис. 15.4, б). ПВ стандартизованы и составляют 15, 25, 40, 60%. Значение ПВ указывается в паспорте двигателя.

Двигатель мощностью $P_{\text{н1}}$ с ПВ1 может быть использован при другой ПВ2. Мощность P_2 , на которую можно при этом нагружать двигатель, определяется соотношением $P_2 = P_{\text{н1}}(\text{ПВ1}/\text{ПВ2})^{0,5}$, Вт.

15.3. Расчет мощности двигателей

Задача расчета мощности состоит в поиске такого двигателя, который обеспечивает заданный технологический цикл рабочей машины, соответствует условиям окружающей среды и при этом имеет допустимый нагрев. При недостаточной мощности двигателя снижается производительность рабочей машины, может нарушиться заданный цикл машины, наблюдается повышенный нагрев двигателя, ускоренное старение изоляции и преждевременный выход двигателя из строя. Недопустима и завышенная мощность двигателя, поскольку при этом повышаются первоначальные затраты на ЭП, снижается КПД двигателя, а для АД снижается также и $\cos\phi$. Таким образом, правильный выбор мощности двигателя является важной задачей, определяющей технико-экономические показатели системы ЭП – рабочая машина. Последовательность выбора двигателя: расчет мощности и предварительный выбор; проверка двигателя по условиям пуска, перегрузки и нагреву. Если

проверка удовлетворяется, то на этом выбор двигателя завершен, если нет, то по каталогу выбирается двигатель большей мощности и проверка повторяется.

Длительный режим работы. При постоянной нагрузке (рис. 15.3, а) определяется мощность P_c или момент M_c механизма, приведенные к валу двигателя, и по каталогу выбирается двигатель, имеющий ближайшую не меньшую номинальную мощность P_n : $P_n \geq P_c$.

Для тяжелых условий пуска осуществляется проверка величины пускового момента двигателя так, чтобы он превышал момент сопротивления механизма. Пусковой момент: $M_{пн} = M_n \lambda$, где λ – кратность пускового момента двигателя, выбираемая по каталогу, $M_n = P_n / \omega_n$.

При длительной переменной нагрузке (рис. 15.3, б) номинальная мощность двигателя определяется по методу средних потерь, либо по методу эквивалентных величин (мощности, момента или тока).

Расчет мощности по методу средних потерь основан на предположении, что при равенстве номинальных потерь двигателя ΔP_n и средних потерь, определяемых по диаграмме нагрузки, температура двигателя не будет превышать допустимую $\tau_n = \Delta P_n / A = \Delta P_{cp} / A$, $^{\circ}\text{C}$.

1. Определяется средняя мощность нагрузки:

$$P_{cp} = \frac{P_1 t_1 + P_2 t_2 + \dots + P_n t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}, \text{ кВт.}$$

2. Предварительно подбирается двигатель с номинальной мощностью P_n . При этом $P_n = (1,2 \div 1,3) P_{cp}$, кВт.

3. Определяются номинальные потери выбранного двигателя:

$$\Delta P_n = \frac{P_n (1 - \eta_n)}{\eta_n}, \text{ кВт.}$$

4. Определяют потери выбранного двигателя на каждом участке нагрузочной диаграммы:

$$\Delta P_k = \frac{P_k (1 - \eta_k)}{\eta_k}, \text{ кВт, } k = 1, 2, \dots, n,$$

где η_k – КПД, соответствующий мощности P_k и зависящий от загрузки двигателя P_k / P_n (η_k определяется по паспортному графику $\eta = f(P / P_n)$).

5. Определяются средние потери:

$$\Delta P_{cp} = \frac{\Delta P_1 t_1 + \Delta P_2 t_2 + \dots + \Delta P_n t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}, \text{ кВт.}$$

6. Проверяется условие равенства средних $\Delta P_{\text{ср}}$ и номинальных $\Delta P_{\text{н}}$ потерь. При их расхождении более чем на 10% подбирают другой двигатель и повторяют расчет.

Расчет мощности двигателя по методу эквивалентных величин основан на понятии среднеквадратичного или эквивалентного тока, мощности, момента. Метод *эквивалентного тока* удобно использовать, если известен график $I(t)$, который может быть получен расчетным путем или экспериментально. Переменные потери в двигателе пропорциональны квадрату тока нагрузки. *Эквивалентным*, неизменным по величине током называют ток, создающий в двигателе такие же потери, как и изменяющийся во времени фактический ток нагрузки.

1. Определяют величину эквивалентного тока:

$$I_{\text{э}} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \dots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}, \text{ А.}$$

2. По каталогу выбирают двигатель, номинальный ток которого равен или несколько больше $I_{\text{э}}$, что соответствует полному использованию двигателя по нагреву.

3. Двигатель проверяют по перегрузочной способности: отношение наибольшего тока к номинальному не должно превышать допустимого значения, приводимого в каталогах.

Если мощность и вращающий момент двигателя пропорциональны величине тока, то для расчета можно воспользоваться выражениями для *эквивалентной мощности* или *эквивалентного момента*:

$$P_{\text{э}} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \dots + P_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}; \quad M_{\text{э}} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \dots + M_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \dots + t_n}}. \quad (15.6)$$

Для кратковременного режима работы промышленность выпускает специальные серии двигателей, рассчитанные на нормативную длительность работы 10, 30, 60 или 90 мин. У этих двигателей повышенная перегрузочная способность (они могут кратковременно выдерживать большие перегрузки). Выбор двигателя производится по двум условиям: 1) номинальная мощность $P_{\text{ном}}$ двигателя не менее мощности нагрузки P (рис. 15.4, а); 2) время работы t_p должно совпадать с одним из нормативных значений.

На практике часто приходится использовать в кратковременном режиме двигатели, рассчитанные на продолжительный режим. В этом случае для полного использования по нагреву двигатель следует перегрузить так, чтобы к концу периода работы t_p его температура стала но-

минальной. Можно показать, что коэффициент механической перегрузки $p_M = P/P_{\text{ном}}$, если пренебречь постоянными потерями в двигателе, определяется выражением

$$p_M = \frac{1}{\sqrt{1 - e^{t_p/T_H}}}.$$

По этой формуле вычисляют p_M , а затем по каталогу выбирают двигатель для продолжительного режима работы с номинальной мощностью $P_{\text{ном}} = P/p_M$, который следует проверить по перегрузочной способности $P_{\text{ном}} \geq P/\lambda_M$. Если это неравенство не выполняется, то выбирают по каталогу двигатель большей мощности. При коротком цикле работы t_p возможно неравенство $p_M > \lambda_M$. Это означает, что двигатель следует выбрать только по перегрузочной способности и невозможно полностью использовать его по допустимому нагреву.

При **повторно-кратковременном** режиме вначале по (15.6) рассчитывают продолжительность включения ПВ. При $\text{ПВ} > 60\%$ двигатель выбирают как для продолжительного режима, если же $\text{ПВ} < 10\%$ – как для кратковременного. При $10\% < \text{ПВ} < 60\%$ по нагрузочной диаграмме находят, используя (15.6), эквивалентную мощность P_3 или M_3 . Если ПВ равна одному из нормативных значений 15, 25, 40 или 60%, то двигатель выбирают из условия $P_{\text{ном}} \geq P_3$ по каталогу для двигателей этой серии. При значении ПВ, отличном от нормативного, двигатель подбирают по ближайшему нормативному значению $\text{ПВ}'$. При этом пересчитывают эквивалентную мощность P_3 (или момент M_3):

$$P_3' = P_3 \sqrt{\frac{\text{ПВ}}{\text{ПВ}'}} , M_3' = M_3 \sqrt{\frac{\text{ПВ}}{\text{ПВ}'}} .$$

Затем по каталогу для $\text{ПВ}'$ выбирают двигатель с $P_{\text{ном}} \geq P_3'$.

После выбора двигателя нужно сделать проверку на перегрузочную способность.

15.4. Особенности новых серий двигателей

Выбор электродвигателя предполагает: 1) выбор рода тока и номинального напряжения, что осуществляют исходя из экономических соображений (самыми простыми, дешевыми и надежными являются АД, самыми дорогими и сложными – ДПТ); 2) выбор номинальной частоты вращения; 3) выбор конструктивного исполнения двигателя с учетом защиты его от воздействия окружающей среды, способа обес-

печения охлаждения и способа монтажа.

В СССР выпускались АД серий 4А, 4АМ, АИ. Новая серия 5А разработана и осваивается предприятиями России. Электродвигатели устаревших серий разрабатывались исходя из минимальных затрат на изготовление и эксплуатацию, при этом размеры и характеристики двигателей зависели от существовавшего соотношения цен на материалы и электроэнергию (дешевая электроэнергия и дорогие электротехнические материалы). Поэтому двигатели серий 4А, 4АМ и АИ имеют низкую материалоемкость, значительное потребление, небольшой ресурс (18÷22 тыс. ч.) и высокий уровень шума. Серия *РА* – российские АД, при разработке которых добивались получения высоких энергетических, пусковых и виброакустических характеристик при снижении массы.

Несмотря на совершенствование серийных АД основным их недостатком является потребление реактивного тока ($\cos\varphi < 1$). В настоящее время разработаны компенсированные электродвигатели с $\cos\varphi \approx 1$. Такой электродвигатель состоит из обычного АД и встроенного устройства компенсации реактивной мощности, которое дает повышение выходной мощности на 3,0÷3,5%, пускового момента и перегрузочной способности на 15÷20%. При этом увеличение стоимости электродвигателя по сравнению с серийным не превышает 10%.

В течение последних 8÷10 лет проектировщики технологического оборудования решали задачу выбора между ЭП постоянного тока и частотно-регулируемым ЭП переменного тока (ЧРЭП). Достоинства ЭП постоянного тока все в большей степени переходят к ЧРЭП в связи с совершенствованием элементной базы силовой электроники. Массовое внедрение ЧРЭП в технологическом оборудовании обусловлено достоинствами АД (высокая надежность, простота в эксплуатации, высокая степень защиты от воздействия внешней среды, низкая стоимость и малые эксплуатационные расходы). Высокий уровень технических характеристик ЧРЭП достигнут благодаря развитию коммутирующих силовых модулей, высокоскоростных процессоров обработки сигналов в реальном времени и разработке эффективных математических моделей управления АД. Достоинством ЧРЭП является возможность реализации энергосберегающих режимов работы технологического оборудования и получения оптимальных динамических характеристик с учетом инерционных свойств нагрузки.

15.5. Аппаратура защиты, управления и автоматики

Простейшими элементами защиты и управления электродвигателей являются магнитные и тиристорные пускатели, предохранители (плавкие вставки), тепловые реле, реле времени, датчики тока и т. д. Пускателем осуществляют пуск, остановку и реверсирование двигателей; защиту двигателей и сети от перегрузок, работы на пониженном напряжении, самопроизвольного включения; сигнализацию включенного и выключенного состояний, а также автоматическое дистанционное управление электродвигателем. Пускатели используются для выведения ступеней пусковых реостатов при пуске АД с фазным ротором и ДПТ. Простейшие примеры автоматического управления электродвигателем: движение каретки принтера; открывание дверей; загрузка материала; транспортеры в сушилках и т. д. Остановку движения определяют конечные выключатели. При достижении крайней точки конечный выключатель останавливает двигатель и затем (чаще с выдержкой времени) включает обратное вращение (реверс).

Магнитный пускатель состоит из электромагнита и набора контактов. При подаче номинального напряжения на катушку электромагнита он притягивает к себе якорь, который переводит все контакты этого пускателя в противоположное состояние, т. е. разомкнутые контакты замыкаются, а замкнутые размыкаются. Контакты делят на силовые, через которые осуществляется питание электродвигателя, и слаботочные для цепей управления. Простейший тиристорный пускатель состоит из пары тириستоров, диодов и геркона.

Тепловое реле состоит из нагревательного элемента, биметаллической пластины и системы контактов. Если ток выше номинального на заданную величину (обычно 20÷30%), в течение некоторого времени биметаллическая пластина за счет нагрева изгибается и размыкает или замыкает контакты. Защиту от короткого замыкания (резкого увеличения тока) осуществляют плавкие предохранители или автоматические выключатели.

В качестве примера рассмотрим схему реверсивного управления АД (рис. 15.5), которую применяют при необходимости изменения направления вращения ЭП (в приводах электролебедок, рольгангов, механизмов подачи станков и т.д.). Если выключатель (рубильник) *SA1* включен, то для пуска АД вперед необходимо нажать кнопку *SB2* «Вперед». При этом катушка контактора *KM1* получит питание, замкнутся главные контакты *KM1.1–1.3* в силовой цепи и статор двигателя при-

соединится к сети. АД начинает вращаться. Одновременно в цепи управления срабатывает замыкающий вспомогательный блок-контакт $KM1.4$, шунтирующий $SB2$, после чего эту кнопку можно отпустить, т. к. цепь катушки контактора $KM1$ остается замкнутой. Кнопка $SB2$ с самовозвратом и за счет пружины возвращается в исходное разомкнутое состояние. Для отключения двигателя от сети нажимается кнопка $SB1$ «Стоп». Катушка пускателя $KM1$ обесточивается, его якорь под действием пружины возвращается в исходное состояние, контакты $KM1.11.3$ отключают АД от сети. Одновременно размыкается блок-контакт $KM1.4$. Схема приходит в исходное нормальное состояние. Вращение двигателя прекращается.

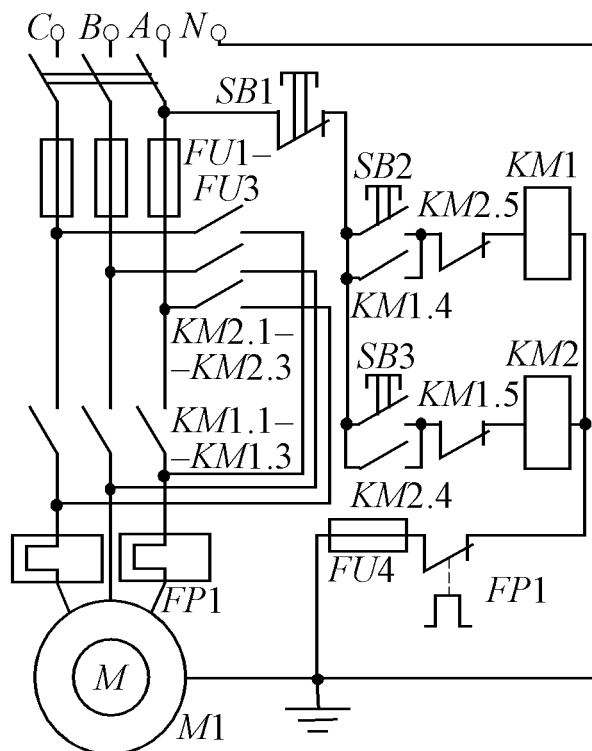


Рис. 15.5. Схема реверсивного управления АД

Для реверса АД необходимо вначале нажать кнопку $SB1$ «Стоп», а затем кнопку $SB3$ «Назад», что вызывает отключение контактора $KM1$ и включение контактора $KM2$. Процесс переключения $KM2.1-2.3$, $KM2.4$ аналогичен процессу переключения $KM1.1-1.3$, $KM1.4$ при включении $KM1$. При этом произойдет изменение порядка чередования фаз, т. е. реверс АД. Для защиты от короткого замыкания в цепи статора из-за ошибочного одновременного нажатия на $SB2$ и $SB3$ реверсивные магнитные пускатели имеют механическую блокировку (на схеме не показана), препятствующую втягиванию якоря одного контактора при включенном другом. Кроме механической, в схеме предусмотрена электрическая блокировка при помощи размыкающих вспомогательных контактов $KM1.5$ и $KM2.5$.

Схема предусматривает защиту АД и цепи управления от коротких замыканий плавкими предохранителями $FU1-FU2$, защиту от перегрузки двигателя тепловым реле $FP1$, имеющим два нагревательных элемента, которые включены в фазы C и A . При нажатии кнопки $SB1$

«Стоп» или при срабатывании теплового реле (размыкание контакта *FP1*) размыкается цепь управления, что отключает контактор и питание от статора АД. Пружинный привод контактов магнитного пускателя *KM1.1–1.3*, *KM1.4*, *KM2.1–2.3*, *KM2.4* на размыкание реализует нулевую защиту (защиту от самопроизвольного включения), которая при исчезновении или значительном снижении напряжения отключает двигатель от сети. После восстановления нормального напряжения самопроизвольного пуска двигателя не произойдет.

Более четкая защита от снижения или исчезновения напряжения может быть выполнена при помощи реле пониженного напряжения, катушка которого присоединяется к двум фазам силовой цепи, а замыкающий контакт включен последовательно с катушкой контактора. В этих схемах вместо установки на вводе рубильников с предохранителями применяют воздушные автоматы. Схема управления АД с магнитным пускателем и автоматическим выключателем позволяет исключить возможность обрыва одной фазы от срабатывания защиты при однофазном коротком замыкании, что возможно при установке предохранителей. Подобные схемы нашли широкое применение для управления нереверсивными ЭП транспортеров, воздуходувок, вентиляторов, насосов, станков.

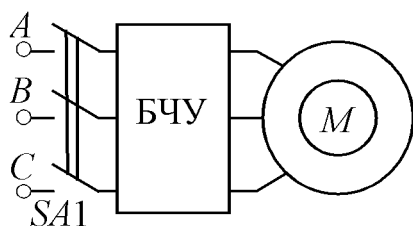


Рис. 15.6. Схема АД с блоком частотного управления

В современном частотно-регулируемом приводе блок частотного управления БЧУ (рис. 15.6) содержит не только собственно преобразователь, который описан в гл. 12, но и схемы пуска, защиты, формирования требуемого закона регулирования, при необходимости реверса, системы для дистанционного управления АД, интерфейсные схемы для сопряжения БЧУ с

управляющими контроллерами и ЭВМ. Зарубежные фирмы выпускают БЧУ, которые позволяют эффективно преобразовывать однофазное напряжение или напряжения источников постоянного тока в трехфазное напряжение и использовать АД в номинальных режимах. Наличие таких возможностей, а также существенное снижение стоимости БЧУ за последнее десятилетие, значительно расширило области применения частотного регулирования как в промышленности, так и в коммунальных и бытовых условиях для повышения качества продукции, экономии энергии и других целей.

16. ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ

16.1. Электротехнологические методы обработки

Электротехнологией называют область электротехники, изучающую прямое использование энергии электрического тока, электрического и магнитного полей, подводимой к технологическому объекту и преобразуемой в другие виды (химическую, тепловую, механическую). Электротехнология – одно из ведущих технологических направлений, обеспечивающих научно-технический прогресс в различных отраслях промышленности. Электротехнологические методы повышают производительность труда, качество, надежность и долговечность изделий, допускают автоматизацию технологических процессов, позволяют получать новые материалы с заданными свойствами и снижать вредное влияние производства на окружающую среду.

В народном хозяйстве находят применение практически все известные электромагнитные явления во всем освоенном человеком диапазоне частот. В таблице приведены распространенные методы обработки и воздействующие факторы.

Таблица

Электротехнологические методы обработки

Действующий фактор	Частота, Гц	Вид обработки
Электростатическое поле	0	Электростатическая окраска, электрофильтрация и очистка, разделение на фракции, нанесение консервантов, электрокопчение
Постоянное магнитное поле	0	Очистка от ферромагнитных примесей, магнитная обработка воды теплообменников, предупреждение образования накипи, магнитная обработка
Постоянный и переменный ток промышленной частоты	0÷50	Электротермическая обработка, электросварка, электрохимическая и электрофизическая обработка, выпечка, пастеризация, электроплазмолиз и т.д.
Токи средней и высокой частоты	$10^2 \div 10^{10}$	Индукционный и диэлектрический нагрев, сушка, консервирование, стерилизация и пастеризация, дефектоскопия и т.д.

Действующий фактор	Частота, Гц	Вид обработки
Инфракрасные лучи	$10^{12} \div 10^{14}$	Нагрев, сушка, обжаривание, варка, выпечка, дезинсекция
Светозлучение	10^{15}	Светолучевая, в том числе лазерная обработка
Ультрафиолетовые лучи	$10^{15} \div 10^{17}$	Стерилизация, стимуляция и угнетение биологических процессов и химических реакций
Рентгеновские лучи	$10^{17} \div 10^{19}$	То же
Гамма-лучи	10^{20}	То же
Электронные лучи и плазма		Нагрев, плавка, восстановление металлов и др.

16.2. Электростатические установки

Электростатическими называют устройства, в которых электрическое поле неподвижных электродов воздействует на заряженные частицы взвешенных материалов. Процессы в электростатических установках делят на группы: электросепарация – разделение сыпучих смесей на компоненты и фракции; электрофльтрация – отделение и осаждение посторонних частиц; электрофорез – направленное движение заряженных частиц или макроионов под действием электрического поля; электроосмос – движение жидкости через капилляры или пористые диафрагмы при наложении внешнего электрического поля.

На рис. 16.1 сухая сыпучая смесь из бункера 1 движется по наклонному лотку 2. Электризация частиц происходит при контакте с электродом 3. Затем частицы попадают в сильное электрическое поле между электродами 4 и 5, напряжение между которыми 25-30 кВ. Величина отклонения частиц зависит от величины и знака их заряда, в результате ячейки приемника 6 заполняются отсортированными частицами. Схема содержит ограничительный резистор R , выпрямительный диод $VD1$ и повышающий трансформатор $TV1$. Этот метод электризации может использоваться и для жидких материалов (красок, эмульсий).

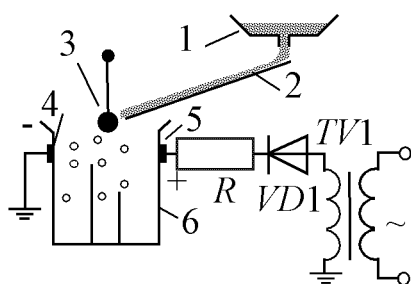


Рис. 16.1. Электросепаратор сыпучих смесей

Установки для осаждения твердых и жидких частиц (электрофильтры) применяются для очистки больших объемов газов. В выбросах в атмосферу промышленных предприятий (химические, цементные, металлургические и другие заводы) имеются как крупнодисперсные частицы (более 1 мкм), удаляемые из газового потока механическими фильтрами, так и мелкодисперсные взвеси (аэрозоли), которые наиболее эффективно удаляются с помощью электрофильтров (рис. 16.2, а). Электрофильтр состоит из двух concentric цилиндров 1 и 6 (рис. 16.2, б), повышающего трансформатора *TV1* и выпрямителя на *VD1-VD4*. Стрелки 7, 9 указывают направления потоков загрязненного и очищенного газов, а стрелка 8 – направление удаления загрязнений.

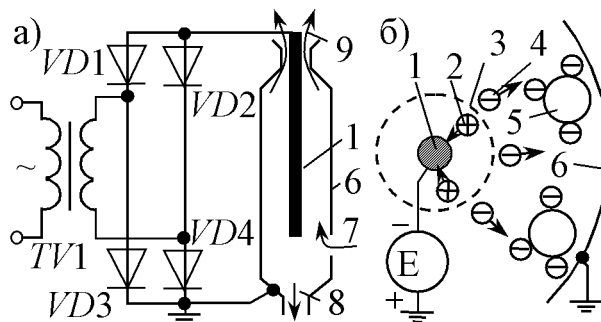


Рис. 16.2. Электрофильтр для очистки газов:
а) схема; б) конструкция электродов

Выходное напряжение трансформатора велико (до 80 кВ), и при отношении радиусов наружного электрода 6 и внутреннего 1 не менее 10, напряженность электрического поля вблизи электрода 1 намного больше, чем у электрода 6. При достижении напряженностью значения 15 кВ/см вокруг электрода 1 начинается ионизация газа. Эту зону называют короной. Обычно к коронирующему электроду 1 подводят отрицательный потенциал, а к осадительному электроду 6 – положительный. При коронном разряде появляется большое количество электронов 4, которые, сталкиваясь с аэрозолями загрязненного газа, сообщают им электрический заряд. Под действием электрического поля заряженные аэрозоли 5 притягиваются к электроду 6, и на нем оседает большая часть загрязнений. Удаление осажденных частиц производится сухим способом (встряхиванием) или мокрым (смыв водой).

Электрофильтры используют и для удаления химических примесей, находящихся в газе в жидком состоянии (в виде тумана или конденсированных паров). На цинковых заводах используют мокрые электрофильтры для улавливания тумана серной кислоты, паров двуокиси мышьяка и селена. На медно-серных заводах газы шахтных печей, загрязненные сернистым газом, элементарной серой и ее соединениями, очищают в сухих электрофильтрах, осадительные и коронирующие

электроды которых изготавливают из высокохромистой стали, стойкой к воздействию паров серы при высокой температуре.

В выбросах некоторых производств, например, металлургических печей, содержится много ценных компонентов (серебро, свинец, цинк, магний, сурьма и т.д.). Улавливание этих компонентов электрофильтрами улучшает экологическую обстановку и дает значительный экономический эффект. На крупном цементном заводе один фильтр позволяет ежедневно регенерировать до 120 тонн цементной пыли при энергозатратах в десятки раз меньших, чем энергозатраты на производство такого же количества цемента.

Высокочастотные электрические разряды используются для повышения поглотительной способности адсорбентов благодаря тому, что под действием потока электронов возникают радиационные центры адсорбции на наружной поверхности и внутри адсорбента. Электростатические установки успешно используют для разделения на компоненты суспензий и коллоидных растворов.

Электроосмос используется для удаления из воды примесей в виде растворимых солей, коллоидных частиц и суспензий. Установки для очистки воды состоят из ряда последовательно включенных ячеек (рис. 16.3). Ячейка имеет электроды 2, 4 и две диафрагмы 3, образующие катодный I, анодный III и средний II отсеки. Очищаемая вода поступает по трубам 7, 8 и 9 в нижнюю часть отсеков. Содержащиеся в растворе соли Na_2SO_4 , Ca_2SO_4 и другие диссоциируют на катионы Na^+ , Ca^+ и анионы SO_4^- . Катионы движутся к катоду, а анионы – к аноду. Диафрагмы, выполненные из замши, пергаменты, керамики, пропускают жидкость, но препятствуют перемещению частиц. В катодном отсеке вода становится щелочной, а в анодном – кислой. Из этих отсеков вода выводится по трубам 1 и 5. По трубе 6 вода поступает во вторую ячейку очистки и т. д. Из последней ячейки установки вытекает очищенная вода с малым содержанием примесей.

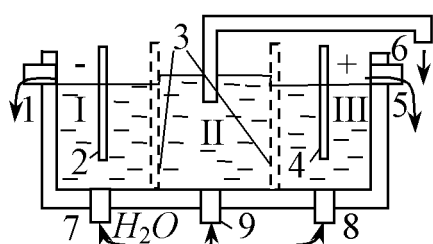
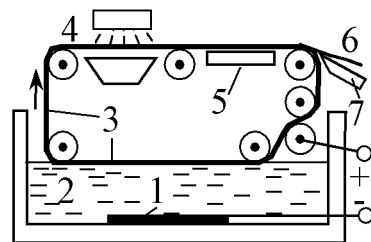


Рис. 16.3. Ячейки для электроосмотической очистки воды

Установки бывают различной производительности: 20, 80 или 200 литров очищенной воды в час. Для питания установки используется напряжение 220 В. Все ячейки установки делят на группы. В каждой группе ячейки образуют последовательные электрические соединения, группы – параллельные. Если установка содержит 10 ячеек, то к каждой ячейке

первой группы (4 ячейки) подключено напряжение 55 В, к ячейкам второй группы (3 ячейки) – 73 В, к ячейкам третьей группы (2 ячейки) – 110 В, и к последней ячейке – 220 В. На очистку 1 м³ воды расходуется не более 15 кВт•ч энергии.



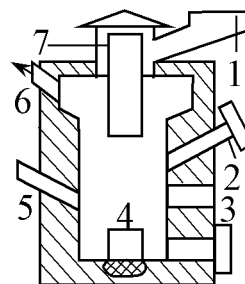
Электрофорез используется для осаждения каучука из его эмульсий (латекса) (рис. 16.4). В ванне 2, наполненной латексом, движется по роликам замкнутая металлическая сетка 3, служащая анодом. Катод 1 располагается на дне ванны. В электрическом поле каучук заряжается отрицательно и в процессе электрофореза движется к аноду (к сетке 3). Осажденный на сетке каучук промывается струей 4 воды и сушится на столе 5. Просушенная полоса каучука 6 снимается ножом 7.

Рис. 16.4. Схема установки для осаждения каучука

16.3. Электрические печи сопротивления

Электрические печи используют для производства, сушки и плавки различных материалов. Электрические печи делят на печи сопротивления, дуговые и индукционные печи. Печи сопротивления могут быть прямого или косвенного нагрева. В печах прямого нагрева электрический ток протекает через включенный в электрическую цепь нагреваемый элемент. Печи прямого нагрева применяют при получении карборунда, сероуглерода, для варки стекла, графитации угольных электродов. Печи сопротивления имеют высокий КПД, большую скоростью нагрева, допускают автоматизацию нагрева.

Печь прямого нагрева для производства сероуглерода (рис. 16.5) содержит два графитированных электрода – нижний 4 и подвижный верхний 7. Через бункер 1 загружается древесный уголь 6. Сера в жидком виде поступает через дозатор 2. Продукты реакции выходят через люк 6. Печь футеруется шамотным кирпичом. Люк 3 служит для очистки печи, а люк 5 – для перемешивания. Контроль температуры выполняется терморпарами.



Электрические печи сопротивления прямого нагрева применяются для варки сортового, листового, технического стекла. Принцип действия этих печей основан на

Рис. 16.5. Печь сопротивления для производства сероуглерода

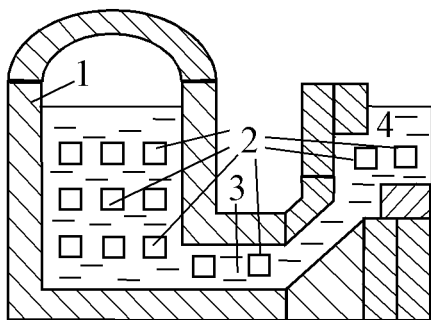


Рис. 16.6. Стекловарочная печь

свойстве расплавов стекол проводить электрический ток (расплав – ионный проводник). В печи для варки свинцового хрусталя (рис. 16.6) на стенках 1 варочной емкости находятся три горизонтальных ряда электродов 2, изготовленных из диоксида олова. К каждому ряду подводится напряжение от специального печного трансформатора, регулируемое тиристорным блоком питания. Аналогичные электроды размещены в канале 3 и выработочной емкости 4. Печные трансформаторы бывают одно- и трехфазные, сухие и с масляным охлаждением. Сухие однофазные трансформаторы (типа ТПО) выпускаются на мощности от 25 до 250 кВА. При параллельном соединении обмоток вторичное напряжение у них составляет 10, 20, 40, 80 В, ток может изменяться от 250 до 8000 А. Масляные трансформаторы используют обычно для питания печей большой мощности.

В электропечах сопротивления косвенного нагрева электроэнергия преобразуется в тепло в нагревательных элементах, от которых тепло передается нагреваемому материалу конвекцией, излучением или с помощью теплопроводности. Косвенный нагрев широко используется в электропечах и ваннах с соляным, масляным и другим заполнением, в электрокалориферах, водонагревателях. Электропечи косвенного нагрева разделяют по способу нагрева на печи периодического и непрерывного действия; по технологическому назначению на печи для стекла, керамики, пластмасс, металлов, плавильные, сушильные т.д.; по уровню температуры на низкотемпературные (до 700°C), среднетемпературные (до 1250°C) и высокотемпературные (выше 1250°C). Печи периодического действия применяют в лабораториях предприятий (вакуумные сушильные шкафы, термостаты, муфельные печи). Печи непрерывного действия используют в поточном производстве при необходимости перемещать изделия по разным температурным зонам (конвейерные, карусельные, барабанные, протяжные печи). Они имеют высокую производительность и распространены в термических цехах.

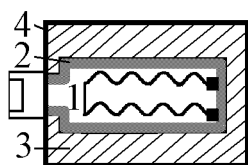


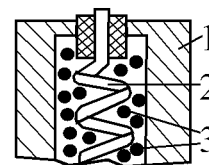
Рис. 16.7. Камерная электропечь

Камерная электропечь косвенного нагрева имеет футерованную огнеупорным слоем 2 камеру, покрытую снаружи тепловой изоляцией 3 и кожухом 4 из

листовой стали (рис. 16.7). Внутри камеры находятся нагревательные элементы 1 в виде спиралей или зигзагов из жаростойких сплавов, имеющих высокое сопротивление.

Важным элементом печей косвенного нагрева являются электрические нагревательные элементы. К ним предъявляются высокие требования: жаростойкость; неокисляемость; способность работы при высоких температурах; большое удельное электрическое сопротивление; малый ТКС. Для низко- и среднетемпературных печей получили распространение нихромы – сплавы на основе никеля и хрома или никеля, хрома и железа. Безникелевые сплавы с алюминием обладают повышенной жаростойкостью, но они более хрупкие по сравнению с нихромами.

Широкое распространение при косвенном нагреве получил трубчатый электрический нагреватель (ТЭН), состоящий из металлической трубки 1, внутри которой находится нагревательная спираль 2 (рис. 16.8). Трубка



заполняется жаропрочным наполнителем 3 из диэлектрика: кварцевым песком, корундом или плавленной окисью магния. Наполнитель обеспечивает изоляцию и обладает высокой теплопроводностью. Преимущества ТЭНов: электробезопасность (при заземлении внешней трубки); возможность придавать им любую форму и помещать в воду, соли и пресс-формы; большой срок службы; вибростойкость.

Рис. 16.8. Устройство ТЭН

16.4. Индукционные электрические печи

Работа этих печей основана на явлении электромагнитной индукции, т.е. наведении индукционных токов в рабочем материале или стенках аппарата, энергия которых преобразуется в тепло. При индукционном нагреве можно в широком диапазоне изменять температуру материала и управлять ею в соответствии с требованиями технологического процесса (системы автоматизации). Индукционные печи используют при синтезе материалов в химической промышленности, для варки специальных типов стекла, плавки металлов, сушки и нагрева.

Различают индукционные печи со стальным сердечником и без сердечника. Печи без сердечника требуют электропитания повышенной (0,5 – 10 кГц) и высокой частоты (50 - 400 кГц) и применяются в

основном для плавки металлов (высококачественные стали, чугуны, цветные металлы, сплавы магния, никеля, меди).

Индукционные печи с сердечником (рис. 16.9) используют в производстве олигомеров. Индукционные катушки 1, подключенные к источнику с напряжением 380/220 В и частотой 50 Гц, создают в печи переменное магнитное поле. Магнитное поле наводит индукционные (вихревые) токи в стенках аппарата, которые нагреваются и передают тепло реакционной массе 2. Для экономии энергии нагрев идет в два этапа. Вначале по змеевику 3 пропускают водяной пар, повышая температуру реакционной массы до 150 – 200⁰С. На втором этапе используется индукционный нагрев, и температура массы доводится до 400 – 450⁰С. Перемешивание массы производится мешалкой 4. Регулирование температуры осуществляется переключением катушек со звезды на треугольник, процесс автоматизирован, и возможно под-

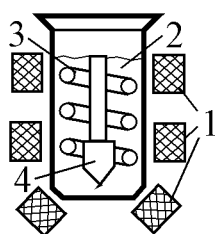


Рис. 16.9. Индукционная печь змеевика. В котел печи загружают химическую смесь, состоящую из метадисульфокислоты бензола и щелочей, которая в результате индукционного нагрева расплавляется. В ходе процесса образуется резорцинат, из которого при добавлении сернистого газа получают резорцин. Реакционная масса очень густая, поэтому для ее перемешивания используется электропривод с редуктором. Объем печи небольшой (2 м³).

Индукционные электропечи имеют низкий $\cos\varphi$, поэтому для его повышения устанавливают косинусные конденсаторы.

16.5. Установки высокочастотного индукционного и диэлектрического нагрева

Высокочастотный индукционный нагрев применяется для гибки труб и профилей, перед механической обработкой материалов давлением, при сварке и сушке лакокрасочных покрытий, в плазменных установках и т.д. Для установок средней частоты в качестве источников питания используют в основном электромашинные преобразователи (ЭП) и тиристорные преобразователи.

Высокочастотные ЭП состоят из АД и высокочастотного генератора индукторного типа. Они выпускаются на мощности от 12 до 2500 кВт и частоты 1, 2,5, 4, 8 и 10 кГц. ЭП устойчивы к перегрузкам по току, надежны, имеют широкий диапазон регулирования мощности. Недостатками ЭП являются низкий КПД генератора, особенно при малой мощности и неполной загрузке, сложность ремонта, большая инерционность, невозможность частых пусков и остановок.

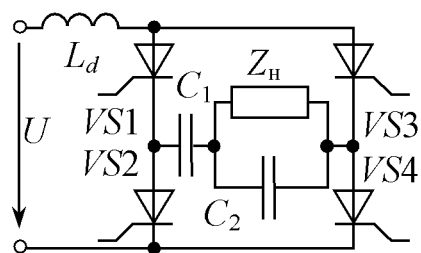


Рис. 16.10. Инвертор тока

Тиристорные преобразователи состоят из выпрямителя и тиристорного инвертора тока. К их достоинствам относятся: высокий КПД, независимо от степени загрузки; регулируемость частоты, малая инерционность, ремонтпригодность. Однако у них малая перегрузочная способность и, как правило, они не приспособлены для параллельной работы. Инвертор тока (рис. 16.10) содержит четыре тиристора $VS1 - VS4$ и сглаживающий реактор L_d . В диагональ моста включена нагрузка Z_n и компенсирующий и коммутирующий конденсаторы C_1 и C_2 . Пары тиристоров $VS1, VS4$ и $VS2, VS3$ открываются поочередно, и через Z_n течет переменный ток.

В плазмохимии, при исследовании высокотемпературных процессов, для получения тонкодисперсных и особо чистых материалов и т.д. применяются высокочастотные плазменные установки. Индукционный плазмотрон (рис. 16.11) содержит многовитковый индуктор 1, питаемый током с частотой несколько МГц, и кварцевую трубу 2 с водяным или газовым охлаждением. В трубу через формирователь 3 подается рабочий газ (аргон, воздух и т.д.). Плазменный факел 4 зажигают от внешнего источника (часто это дуговой разряд), дающего начальную ионизацию газа. Индукционный нагрев обеспечивает надежность работы плазмотрона, а отсутствие электродов дает высокую чистоту плазмы. Кварцевая труба защищена от контакта с плазмой водоохлаждаемой медной решеткой и струями охлаждающего газа вдоль ее стенок. Источником питания индуктора служит полупроводниковый или ламповый генератор.

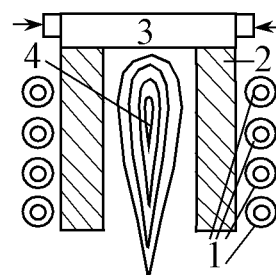


Рис. 16.11. Схема ВЧ плазмотрона

Полупроводниковые или ламповые генераторы используют также в установках для высокочастотного нагрева диэлектриков. У диэлектриков низкая электропроводность, поэтому для их нагрева не удается использовать токи проводимости. Но если

диэлектрик поместить между обкладками конденсатора и приложить к ним высокочастотное напряжение, то благодаря токам смещения наблюдается нагрев диэлектрика. Это используется в промышленных установках для нагрева неметаллических материалов. Установка содержит генератор, колебательный контур которого включает индуктивность, и конденсатор. Между обкладками конденсатора помещают нагреваемый материал.

По частотному диапазону установки нагрева диэлектриков делят на три группы: 1) средневолновые ($f = 0,3 - 3$ МГц); 2) коротковолновые ($f = 3 - 30$ МГц); 3) ультракоротковолновые ($f = 30 - 300$ МГц). Средневолновые установки имеют КПД 0,5 – 0,6 и применяются для материалов с большим фактором потерь и достаточно большой массой. Время нагрева составляет несколько часов, а напряжение – до 15 кВ. Удельная мощность – доли ватта на см³. Коротковолновые установки применяют для материалов меньшей массы, и скорость нагрева у них выше. Возможен конвейерный способ нагрева. КПД равен 0,4 – 0,55, а удельная мощность – десятки Вт/см³. Ультракоротковолновые установки имеют КПД 0,3 – 0,4 и применяются для материалов с малыми диэлектрическими потерями. Они характеризуются высокой скоростью нагрева (до нескольких секунд) и имеют удельную мощность в несколько кВт/см³.

Установки диэлектрического нагрева находят широкое применение (сушка древесных волокнистых масс, шерсти, бумаги, литейных форм; склейка изделий из древесины и пластмасс, фанеры, картона; сварка термопластических масс; вулканизация каучука и т.д.). Основной недостаток этих установок – низкий КПД.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

- АД - асинхронный двигатель
АИН - автономный инвертор напряжения
АЧХ - амплитудно-частотная характеристика
БУ - блок управления
ВАХ - вольт-амперная характеристика
ВЗК - второй закон Кирхгофа
ВН - высшее напряжение
ГН - геометрическая нейтраль
ГПТ, ДПТ - генератор постоянного тока, двигатель постоянного тока
КПД - коэффициент полезного действия
ЛАТР- лабораторный автотрансформатор
МДС - магнитодвижущая сила
МЗР - младший значащий разряд
НД - нагрузочная диаграмма
НН - низшее напряжение
ОВ - обмотка возбуждения
ОС, ООС - обратная связь, отрицательная обратная связь
ОУ - операционный усилитель
ОЭ, ОК, ОБ- общий эмиттер, общий коллектор, общая база
ПВ - продолжительность включения
ПЗК - первый закон Кирхгофа
ПЗС - прибор с зарядовой связью
ПЛР, ППР - правило левой руки, правило правой руки
ПФ - полосовой фильтр
ПЧ - преобразователь частоты
РФ - режекторный фильтр
СИФУ- система импульсно-фазового управления
ТКЕ, ТКС - температурный коэффициент емкости и сопротивления
ТН, ТТ - трансформатор напряжения, трансформатор тока
ТРН - тиристорный регулятор напряжения
ФН - физическая нейтраль
ФНЧ, ФВЧ - фильтр низких частот, фильтр высоких частот
ФСУ - фазосдвигающее устройство
ФЧХ - фазочастотная характеристика
ШИМ- широтно-импульсная модуляция
ЭДС - электродвижущая сила
ЭП - электропривод

ЛИТЕРАТУРА

1. Алиев И.И. Электротехнический справочник. — М.: ИП Радио Софт, 2004. — 384 с.
2. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. — М.: Гардарики, 2002. — 638 с.
3. Газенко Т.А., Прянишников В.А. Электротехника и основы электроники. — М.: Высшая школа, 1996. — 207 с.
4. Гусев В.Г., Гусев В.М. Электроника. — М.: Высш. шк., 1991. — 621 с.
5. Данилов И.А., Иванов П.М. Общая электротехника с основами электроники. — М.: Высшая школа, 1998. — 752 с.
6. Джонс М.Х. Электроника – практический курс / Пер. с англ. — М.: Постмаркет, 1999. — 528 с.
7. Ибрагим К.Ф. Основы электронной техники: элементы, схемы, системы / Пер. с англ. — М.: Мир, 1997. — 398 с.
8. Иванов И.И., Соловьев Г.И., Равдоник В.С. Электротехника. — М.: Издательство Лань, 2005. — 496 с.
9. Касаткин А.С., Немцов М.В. Курс электротехники. — М.: Современный литератор, 2005. — 542 с.
10. Миловзоров В.П. Элементы информационных систем. — М.: Высш. шк., 1998. — 290 с.
11. Прянишников В.А. Электроника: Курс лекций. — СПб.: Корона принт, 1998. — 400 с.
12. Рекус Г.Г. Электрооборудование производств. — М.: Высшая школа, 2005. — 709 с.
13. Рекус Г.Г., Белоусов А.И. Сборник задач и упражнений по электротехнике и основам электроники. — М.: Высшая школа, 2002. — 420 с.
14. Справочное пособие по электротехнике и основам электроники/ Под ред. А.В. Нетушила. — М.: Энергоатомиздат, 1995. — 352 с.
15. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство / Пер. с нем. — М.: Мир, 1982. — 512 с.
16. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники / Пер. с англ. — 6-е изд. — М.: Мир, 2001. — 704 с.

СОДЕРЖАНИЕ

12. АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ.....	167
12.1. Устройство трехфазного асинхронного двигателя.....	167
12.2. Принцип работы асинхронного двигателя.....	168
12.3. ЭДС и электромагнитный момент АД.....	170
12.4. Схема замещения и механическая характеристика АД.....	172
12.5. Анализ механической характеристики АД.....	174
12.6. Пуск асинхронных двигателей.....	176
12.7. Регулирование частоты вращения АД.....	179
12.8. Способы торможения и рабочие характеристики АД.....	183
13. СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ.....	186
13.1. Устройство и типы синхронных машин.....	186
13.2. Синхронный генератор.....	188
13.3. Принцип работы и способы пуска синхронного двигателя ..	189
13.4. Электромагнитный момент синхронного двигателя. Угловая и механическая характеристики.....	190
13.5. Регулирование коэффициента мощности.....	192
13.6. Достоинства и недостатки синхронных двигателей.....	193
14. МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА.....	195
14.1. Принцип работы и устройство машин постоянного тока.....	195
14.2. ЭДС и электромагнитный момент машины постоянного тока.....	198
14.3. Реакция якоря. Искрение щеток на коллекторе.....	200
14.4. ГПТ с независимым возбуждением.....	202
14.5. Генераторы постоянного тока с самовозбуждением.....	203
14.6. Типы возбуждения и механические характеристики ДПТ.....	205
14.7. Пуск двигателей постоянного тока.....	208
14.8. Регулирование частоты вращения ДПТ.....	209
14.9. Торможение двигателей постоянного тока.....	211
14.10. Рабочие характеристики ДПТ.....	212
15. ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА.....	214
15.1. Основные понятия электропривода.....	214
15.2. Режимы работы электроприводов.....	215
15.3. Расчет мощности двигателей.....	217
15.4. Особенности новых серий двигателей.....	220
15.5. Аппаратура защиты, управления и автоматики.....	222
16. ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ.....	225

16.1. Электротехнологические методы обработки	225
16.2. Электростатические установки.....	226
16.3. Электрические печи сопротивления.....	229
16.4. Индукционные электрические печи	231
16.5. Установки высокочастотного индукционного и диэлектрического нагрева.....	232
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	235
ЛИТЕРАТУРА	236