

ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный
технический университет»

А.К. Муконин, А.В.Романов, В.А.Трубецкой

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ПРИВОД

Утверждено Редакционно-издательским
советом университета в качестве
учебного пособия

Воронеж 2019

Муконин А.К. Электрический привод: учеб. пособие / А.К. Муконин, Романов А.В., Трубецкой. Воронеж: ФГБОУВПО «Воронежский государственный технический университет», 2019, Ч.1. 166 с.

В учебном пособии приводятся сведения о конструкциях электрических машин, общих вопросах теории электропривода, принципе действия и характеристиках двигателей постоянного тока, асинхронных двигателей, сельсинов и вращающихся трансформаторов. Издание соответствует требованиям Федерального государственного образовательного стандарта высшего образования по направлению 13.03.02 “Электроэнергетика и электротехника” (профили “Электропривод и автоматика” и “Электропривод и автоматика робототехнических систем”) по дисциплинам “Электрический привод” и “Исполнительные системы роботов”.

Учебное пособие предназначено для студентов 3,4 курсов, а также представляет интерес для преподавателей, аспирантов и специалистов, связанных с разработкой и исследованием систем управления электроприводами.

Табл. 1. Ил. 72. Библиогр.: 13назв.

Рецензент: кафедра электроэнергетики
Международного института компьютерных
технологий (зав. кафедрой доктор техн. наук,
проф. А.Н. Анненков);
директор ООО «ИнтегралСТ», канд. техн. наук
С.А. Ткалич

© Муконин А.К., Романов А.В., Трубецкой В.А. 2019

© Оформление. ФГБОУВПО «Воронежский государственный технический университет», 2019

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящая книга является учебным пособием по курсам «Электрический привод» и «Исполнительные системы роботов» для студентов направления 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника» (профили «Электропривод и автоматика» и «Электропривод и автоматика робототехнических систем») Воронежского Государственного технического университета. В книге рассмотрены общие вопросы теории электропривода, устройство и принцип действия различных электрических машин, схемы и характеристики разомкнутых и замкнутых систем регулируемого электропривода.

В учебном пособии рассматриваются основные понятия теории электропривода, общие сведения об электрических машинах, механика электропривода, устройство, принцип действия и характеристики коллекторных машин постоянного тока, асинхронных двигателей, сельсинов и вращающихся трансформаторов.

Учебное пособие содержит лабораторный практикум, позволяющий исследовать приводы постоянного тока, асинхронный двигатель привода асинхронного двигателя.

Книга может быть полезна студентам других специальностей.

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ

1.1. Классификация электрических машин

По назначению электрические машины (ЭМ) разделяют на двигатели, генераторы, электромеханические преобразователи, компенсаторы, усилители и электромашинные преобразователи сигналов.

Электродвигатели предназначены для преобразования электрической энергии в механическую, а *электромеханические генераторы* – для преобразования механической энергии в электрическую.

Электромеханические преобразователи изменяют параметры электрической энергии, например, преобразуют переменный ток в постоянный и наоборот, изменяют величину напряжения, частоту, число фаз и т. д.

Электромеханические компенсаторы генерируют реактивную мощность и служат для компенсации реактивной мощности, потребляемой асинхронными электродвигателями.

Электромашинные усилители (ЭМУ) применяют для управления относительно большими электрическими мощностями при маломощных управляющих электрических сигналах на их входах.

Электромеханические преобразователи сигналов генерируют, преобразуют и усиливают различные сигналы. Данные преобразователи выполняются в виде микромашин. К преобразователям сигналов относятся, в частности, различные датчики, например, датчики скорости и положения.

По роду тока электрические машины делят на машины переменного и машины постоянного тока.

Машины переменного тока разделяют на асинхронные, синхронные и коллекторные. К ним также относят трансформаторы.

По мощности электрические машины условно разделяют на микромашины (до 500 Вт), машины малой мощности (0,5 – 10 кВт), средней мощности (10 – 100 кВт) и большой мощности (более 100 кВт).

1.2. Номинальные данные электрических машин

Номинальные данные электрической машины характеризуют основные энергетические показатели и условия работы, на которые машина рассчитана. К номинальным данным, в частности, относятся: мощность, напряжение, ток, частота переменного тока, частота вращения, момент, КПД, коэффициент мощности ($\cos \varphi$), режим работы (длительный, кратковременный, повторно-кратковременный и т. д.).

Номинальной мощностью называют мощность, на которую рассчитана машина по условиям нагрева и безаварийной работы в течение установленного срока службы. Для электродвигателей за номинальную принимают полезную механическую мощность на валу, выраженную в ваттах (Вт) или киловаттах (кВт), для генераторов постоянного тока – полезную выходную электрическую мощность (Вт или кВт), а для генераторов переменного тока и трансформаторов – полную выходную электрическую мощность, выраженную в ВА или кВА.

Номинальные мощности и частоты вращения электрических машин стандартизованы.

Во многих случаях номинальные данные приводятся в паспортной табличке, прикрепленной к корпусу машины.

Естественно, что электрические машины могут работать и при ненормальных условиях, однако в этом случае их энергетические показатели отличаются от паспортных. При малых нагрузках КПД и ($\cos \varphi$) меньше номинальных. При перегрузках повышается температура машины, что может привести к выходу из строя изоляции обмоток и машины в целом. Максимально допустимая температура обмоток зависит от класса изоляции.

Электродвигатели и генераторы являются обратимыми, то есть могут работать и в двигательном и в генераторном режимах. Вместе с тем их предпочтительнее использовать в тех режимах, для которых они спроектированы.

1.3. Конструктивное выполнение электрических машин.

Активными частями электрической машины являются обмотки и магнитопроводы. Остальные элементы машины – конструктивные, обеспечивающие жесткость, возможность вращения, охлаждения и т. д. Обмотки выполняются, как правило, из медного или алюминиевого провода. Магнитопроводы, по которым проходит переменный магнитный поток, обычно изготавливаются шихтованными, то есть набираются из листов электротехнической стали. При постоянном магнитном потоке возможно применение массивных (сплошных) стальных магнитопроводов.

Конструктивные схемы электрических машин весьма разнообразны. Трансформаторы являются статическими устройствами без подвижных элементов. Многие машины имеют один подвижный элемент. Чаще всего это ротор, вращающийся внутри неподвижного элемента – статора. В качестве примера можно рассмотреть рис. 1.1, где изображена конструктивная схема асинхронного двигателя.

Конфигурация кожуха обеспечивает направление потока воздуха на ребра охлаждения независимо от знака скорости ротора.

Имеются и другие модификации конструкций вращающихся электрических машин, например с внешним ротором и внутренним статором, машины встраиваемой конструкции без станины и подшипниковых щитов.

Выпускаются также линейные машины, подвижный элемент которых совершает возвратно-поступательное движение. Имеются варианты двухкоординатных двигателей с подвижным элементом, совершающим вращательное и возвратно-поступательное движения. Производятся планарные двигатели, подвижный элемент которых перемещается в двух взаимно перпендикулярных направлениях.

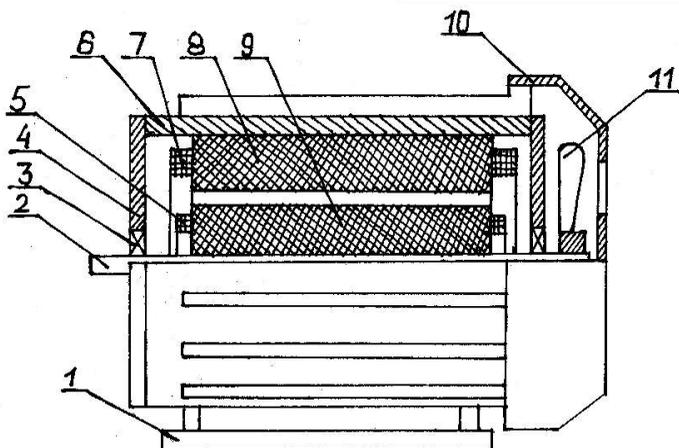


Рис. 1.1. Конструктивная схема вращающейся электрической машины:

1 – крепежные лапы; 2 – вал ротора; 3 – подшипник; 4 – подшипниковый щит; 5 – обмотка ротора; 6 – станина с ребрами охлаждения; 7 – обмотка статора; 8, 9 – шихтованные сердечники статора и ротора; 10 – кожух; 11 – вентилятор.

Формы исполнения электрических машин в зависимости от способа установки и крепления стандартизованы.

2. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

2.1. Обобщенная структура электропривода.

Электроприводом называется электромеханическая система, предназначенная для приведения в движение исполнительных органов машины и управления ее технологическим процессом, состоящая в общем случае из электродвигательного, преобразовательного, передаточного и управляющего устройств.

Обобщенная схема электропривода с двигателем вращательного типа может быть представлена в виде рис. 2.1, где приняты следующие обозначения: ПУ – преобразовательное устройство; УУ – управляющее устройство; ЭМП – электромеханический преобразователь; РД – ротор двигателя; ПМ – передаточный механизм; ИМ – исполнительный механизм.

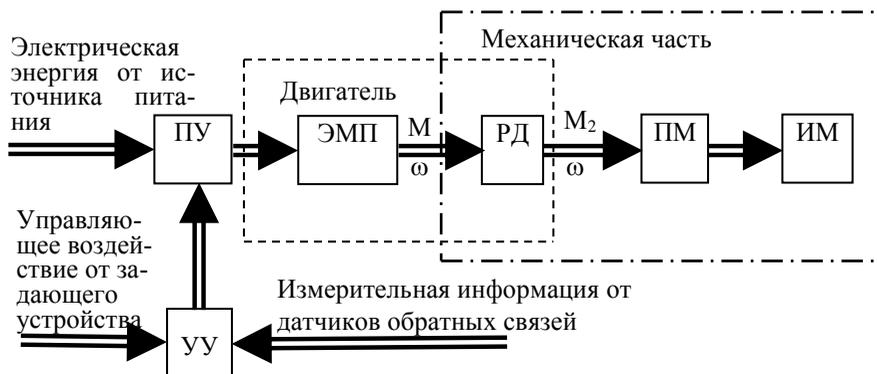


Рис. 2.1. Обобщенная схема электропривода

На энергетический вход ПУ поступает электрическая энергия от источника питания, которым обычно является сеть переменного напряжения. С выхода ПУ снимается электрическая энергия с регулируемыми параметрами, например с изменяющимся напряжением, частотой. Преобразователь создает управляющее воздействие на двигатель.

Двигатель (электродвигательное устройство) может работать не только в двигательном режиме, преобразуя электри-

ческую энергию в механическую, но и в генераторном. Генераторные режимы используются для создания тормозных моментов, например, с целью быстрого снижения скорости электропривода.

Особенностью схемы на рис. 2.1 является умозрительное разделение двигателя на электромеханический преобразователь ЭМП (идеализированный двигатель, не имеющий момента инерции и механических потерь) и ротор двигателя РД как реальное механическое звено. К ротору двигателя, вращающемуся со скоростью ω , приложен *электромагнитный момент* M , создаваемый магнитным полем. Механическая мощность на выходе двигателя характеризуется моментом на валу M_2 и скоростью ω .

В теории электропривода режимы работы двигателя определяют по направлениям потоков энергии в *электромеханическом преобразователе* ЭМП.

Передаточный механизм ПМ предназначен для преобразования параметров механической энергии к значениям, требуемым для исполнительного механизма ИМ. Передаточный механизм может, например, снижать скорость и увеличивать момент (понижающий редуктор), преобразовывать вращательное движение в поступательное.

Исполнительный механизм не входит по определению в состав электропривода, но его механическую часть включают в состав механической части привода.

В автоматизированных электроприводах управление двигателем осуществляется с использованием измерительной информации о текущих параметрах электропривода или технологического процесса. Упомянутая информация поступает со специальных датчиков обратной связи. Данные датчики часто включают в состав электропривода.

Структура на рис. 2.1 является обобщенной. В конкретных случаях могут отсутствовать некоторые из элементов схемы, например передаточный механизм, датчики обратных связей.

2.2. Моменты и силы в электроприводе, режимы работы двигателя.

Кроме электромагнитного момента M в электроприводе выделяют момент на валу двигателя M_2 , момент холостого хода двигателя M_0 , момент нагрузки M_c (момент статический).

В теории электропривода используется следующее *правило знаков*.

Одно из направлений движения ротора двигателя принимается за положительное. Положительное направление электромагнитного момента M совпадает с положительным направлением движения. Для момента нагрузки M_c положительным считается направление, встречное положительному направлению движения.

В зависимости от направления потоков энергии в электромеханическом преобразователе ЭМП выделяют двигательный и три тормозных (генераторных) режима работы двигателя – рис. 3.2. В двигательном режиме произведение $M\omega > 0$, в генераторных режимах $M\omega < 0$ (произведение $M\omega$ - мощность).

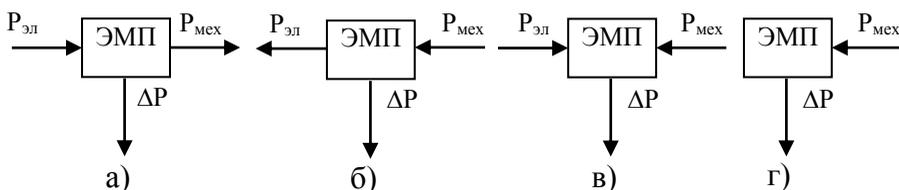


Рис. 2.2. К определению режимов работы двигателя
 а – двигательный режим; б – рекуперативное торможение; в – противовключение; г – динамическое торможение.

В двигательном режиме подводимая к ЭМП от источника питания электрическая мощность $P_{эл}$ за вычетом потерь ΔP преобразуется в механическую мощность $P_{мех}$. В любом из трех тормозных режимов подводимая механическая мощность $P_{мех}$ преобразуется в электрическую (отсюда режим генератор-

ный). При этом двигатель создает тормозной момент, направленный встречно движению (отсюда режим тормозной).

В режиме *рекуперативного торможения* ЭМП отдает (рекуперировать) электрическую мощность $P_{эл}$ в источник питания двигателя. В режиме *противовключения* к двигателю подводится и электрическая и механическая энергия. В режиме *динамического торможения* ЭМП работает как автономный генератор, не подключенный к источнику электрической энергии.

Кроме генераторных режимов выделяют также два промежуточных режима, когда $M\omega=0$:

- режим короткого замыкания (к. з.), где $M\neq 0$, $\omega=0$;
- режим идеального холостого хода (х. х.), где $M=0$, $\omega\neq 0$.

Одна из основных характеристик двигателя – статическая механическая характеристика – зависимость скорости от электромагнитного момента в установившемся режиме – $\omega=f(M)$.

Разные двигатели имеют разные механические характеристики. К примеру уравнение механической характеристики двигателя постоянного тока (ДПТ) с возбуждением от постоянных магнитов

$$\omega = \frac{U}{C} - \frac{MR}{C^2}, \quad (2.1)$$

где U – напряжение якоря (напряжение питания); R – активное сопротивление якоря; C – константа.

График механической характеристики ДПТ строится в осях ω , M при постоянстве величины U . Три графика механических характеристик ДПТ, соответствующие трем значениям U ($U=U_1$, $U=-U_1$, $U=0$), приведены на рис. 3.3.

В осях ω , M выделяют четыре квадранта механических характеристик I-IV (рис. 2.3). В квадрантах I и III произведение $M\omega>0$, что соответствует двигательному режиму, квадранты II и IV соответствуют генераторным режимам.

Переход от двигательного режима к тормозному через точку идеального х.х. соответствует режиму рекуперативного торможения, через точку короткого замыкания – режиму противовключения. Характеристика, проходящая через начало координат, соответствует режиму динамического торможения.

В режиме идеального х.х. ротор вращается со скоростью идеального х.х. ω_0 , в режиме к. з. заторможенный двигатель развивает момент короткого замыкания $M_{кз}$.

В области двигательных режимов можно также выделить режим холостого хода (реального), когда двигатель без механизма на валу, подключенный к источнику питания, вращается со скоростью холостого хода $\omega_{хх}$, развивая электромагнитный момент, равный моменту холостого хода M_0 . Для перевода двигателя в режим идеального х. х. к его валу необходимо приложить внешний момент, компенсирующий момент M_0 .

В момент нагрузки M_c включается момент холостого хода двигателя M_0 . В установившемся двигательном режиме

$$M = M_2 + M_0 = M_c. \quad (2.2)$$

При исследовании переходных процессов электропривода используют уравнения движения. Основным вариантом уравнения движения электропривода выглядит как

$$M - M_c = \frac{Jd\omega}{dt}, \quad (2.3)$$

где J – момент инерции механической части привода, приведенный к валу двигателя.

Из (2.3), в частности, следует, что ускорение ротора двигателя определяется разностью $M - M_c$, а в установившемся режиме, когда $d\omega/dt=0$, $M=M_c$, то есть электромагнитный момент определяется нагрузкой.



Рис. 2.3. Механические характеристики ДПТ

Механические характеристики двигателей могут быть как линейными, так и нелинейными. На рис. 2.4, а приведена механическая характеристика асинхронного двигателя (АД), которая существенно нелинейна.

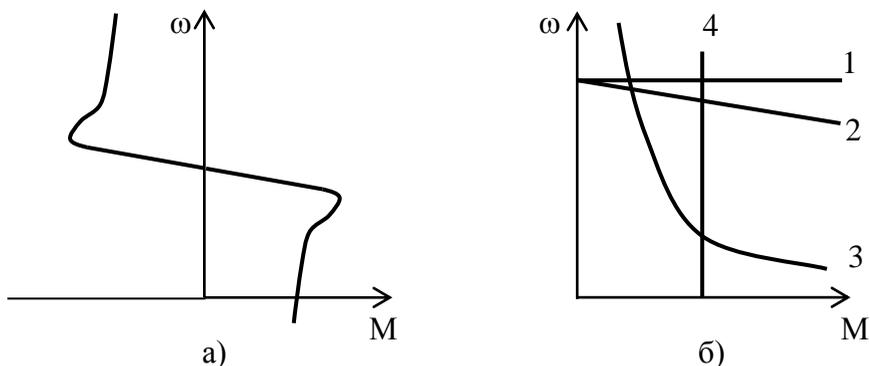


Рис. 2.4. Механические характеристики двигателей

У многих двигателей с ростом нагрузки скорость падает. Степень изменения скорости характеризуется жесткостью механической характеристики β или модулем жесткости $|\beta|$. Жесткость определяется как

$$\beta = \frac{dM}{d\omega} . \quad (2.4)$$

По степени жесткости условно выделяют четыре вида механических характеристик (рис. 2.4б):

1 – абсолютно жесткая, когда установившаяся скорость не зависит от нагрузки (такую характеристику имеют синхронные двигатели);

2 – жесткая, когда скорость в области допустимых нагрузок меняется незначительно (ДПТ независимого возбуждения, АД на рабочем участке);

3 – мягкая, когда скорость изменяется существенно (ДПТ последовательного возбуждения);

4 – идеально мягкая (ДПТ, питаемые от источника тока).

Кроме двигателей вращательного типа в некоторых случаях используются линейные двигатели, подвижный элемент

которых совершает поступательное движение. Очевидно, что такие двигатели характеризуются силами и линейными скоростями.

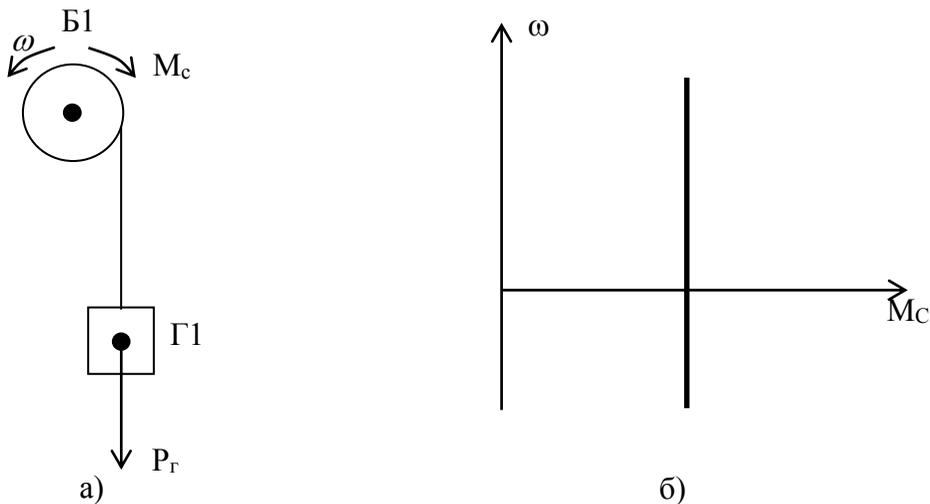


Рис. 2.5. К понятию об активном моменте нагрузки

Зависимость момента нагрузки от скорости $M_c=f(\omega)$ можно назвать механической характеристикой нагрузки.

Моменты и силы нагрузки разделяют на *активные* и *реактивные*. Активные моменты создаются внешними источниками механической энергии независимо от того, движется ротор двигателя или нет. Знак активного момента не зависит от знака скорости.

Активный момент нагрузки создается, например, в приводе грузоподъемного механизма – рис. 2.5.

Груз Г1, перемещаемый вертикально с помощью барабана Б1, установленного на валу двигателя (рис. 2.5а), создает момент нагрузки

$$M_c = P_г r_б,$$

где $P_г$ – вес груза, $r_б$ – радиус барабана.

Момент M_c не зависит от величины и знака скорости ω .

Реактивные моменты возникают как реакция на движение привода и направлены встречно движению. Знак реактивного момента изменяется с переменной знака скорости.

Графики типовых идеализированных реактивных нагрузок приведены на рис. 2.6.

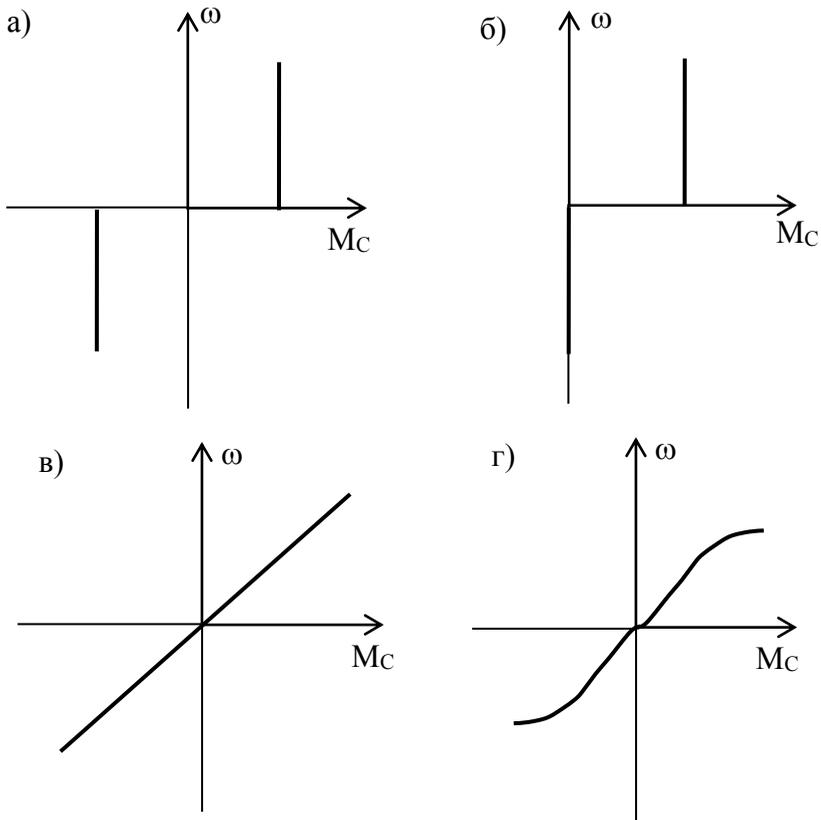


Рис. 2.6. Типовые реактивные нагрузки
а – сухое трение; б – момент резания; в – вязкое трение;
г – вентиляторная нагрузка

Реальные нагрузки часто могут быть представлены как совокупность типовых идеализированных нагрузок.

Из уравнения движения следует, что установившийся

режим и, соответственно, установившаяся скорость привода $\omega_{уст}$ определяются точкой пересечения механических характеристик двигателя $\omega=f(M)$ и нагрузки $M_c=f(\omega)$ – рис. 2.7.

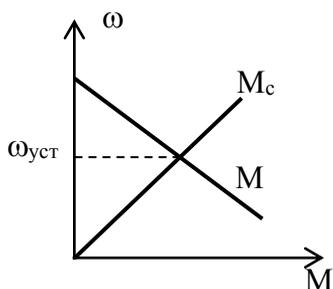


Рис. 2.7. К определению установившегося режима

С изменением нагрузки обычно изменяется и ток двигателя. Зависимость скорости двигателя от тока $\omega=f(I)$ называют электромеханической (скоростной) характеристикой.

Механические и электромеханические характеристики, соответствующие номинальным параметрам питания двигателя, называют *естественными*. Характеристики при ненормальных параметрах питания называют *искусственными*.

При расчетах характеристик электропривода целесообразно использовать систему единиц СИ. В данной системе используются, в частности следующие размерности:

сила $[F]=Н$;

линейное перемещение $[x]=м$;

линейная скорость $[v=dx/dt]=м/с$;

линейное ускорение $[a=dv/dt]=м/с^2$;

момент $[M]=Нм$;

угол поворота $[\varphi]=рад$;

угловая скорость $[\omega=d\varphi/dt]=рад/с$;

угловое ускорение $[\varepsilon=d\omega/dt]=рад/с^2$.

Кроме того, в электроприводе применяются и внесистемные единицы, например: полный угол или оборот (об); угловой градус ($^\circ$); минута ($'$), секунда ($''$).

Эти единицы связаны соотношениями:

$1 \text{ об}=2\pi \text{ рад}=360^\circ$; $1^\circ=60'$; $1'=60''$.

Используется также понятие “частота вращения” n –

число оборотов в единицу времени:

$$[n]=\text{об/с}=\text{с}^{-1}=\text{Гц};$$

$$\text{или } [n]=\text{об/мин}=\text{мин}^{-1}.$$

В связи с тем, что радиан безразмерная величина, часто допускаются ошибки при использовании единиц рад/с и $\text{с}^{-1}=\text{об/с}$.

2.3. Классификация электроприводов.

Принципы управления.

Для определения типа электропривода используется весьма большое количество различных классификационных признаков. В данной работе приводятся лишь некоторые из них.

Электроприводы могут быть классифицированы, в частности, по типу элементов, составляющих привод. В зависимости от типа двигателя различают приводы *постоянного тока* с двигателями постоянного тока и приводы переменного тока с двигателями *переменного тока*.

Среди приводов переменного тока в свою очередь выделяют *асинхронные* приводы с асинхронными двигателями и *синхронные* приводы с синхронными двигателями. Разновидностью синхронных приводов являются, например, шаговые приводы с шаговыми двигателями.

Приводы могут классифицироваться одновременно по нескольким составным элементам. К примеру, привод с ДПТ и тиристорным преобразовательным устройством может быть назван тиристорным приводом постоянного тока, а с транзисторным преобразователем – транзисторным приводом постоянного тока.

В зависимости от типа перемещения подвижного элемента двигателя различают *вращательный* и *линейный* приводы.

Различают *нереверсивные* приводы, в которых ротор двигателя вращается лишь в одном направлении, и *реверсивные* приводы, в которых ротор может вращаться в двух направлениях.

Выделяют *контактные* приводы с двигателями, имеющими скользящие контакты, и *бесконтактные* приводы с бесконтактными двигателями. К контактными двигателям относятся коллекторные двигатели постоянного тока, универсальные коллекторные двигатели, асинхронные двигатели (АД) с фазным ротором, синхронные двигатели с электромагнитным возбуждением. Бесконтактными являются АД с короткозамкнутым ротором, синхронные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов, синхронные реактивные двигатели, синхронные гистерезисные двигатели.

Различают *нерегулируемые* приводы, параметры которых меняются из-за возмущающих воздействий, и *регулируемые* приводы, параметры которых целенаправленно меняются в результате изменения управляющих воздействий.

Примером нерегулируемого электропривода является привод с асинхронным двигателем, который подключается непосредственно к сети переменного напряжения с помощью какого-либо коммутирующего устройства, в простейшем случае – с помощью рубильника. Скорость такого привода меняется при изменении момента нагрузки, который относится к основному возмущающему воздействию в электроприводе.

Регулируемые электроприводы могут быть классифицированы по различным признакам, в частности, по принципу управления, с использованием которого реализуется привод.

Известны три фундаментальных принципа управления: *разомкнутое управление*; *управление по возмущению* (принцип компенсации возмущений); *управление по отклонению* (принцип отрицательной обратной связи). Приводы, в которых используется управление по отклонению или возмущению, называют *автоматизированными*.

При проектировании регулируемых электроприводов используются методы теории автоматического управления (ТАУ). Рассмотрим некоторые понятия теории автоматического управления.

Теория автоматического управления – наука об исследовании

довании и проектировании систем автоматического управления (САУ).

Система автоматического управления – совокупность объекта управления (ОУ) и управляющего устройства (УУ), в которой обработка информации и формирование управляющих воздействий на ОУ осуществляется автоматически (без участия человека).

Объект управления – совокупность технических средств (машин, аппаратов, устройств), которая нуждается в оказании управляющих воздействий для достижения поставленной цели управления.

Физические величины (параметры или координаты) объекта управления, которые преднамеренно изменяются или стабилизируются в процессе управления, называются регулируемыми или управляемыми величинами $x_{\text{вых}i}(t)$.

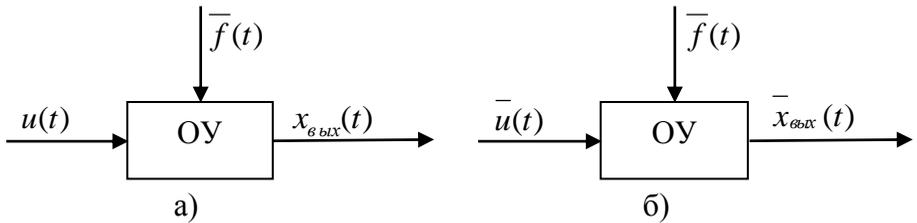


Рис. 2.8. Входные и выходные величины объекта управления

Если объект управления ОУ имеет одну управляемую величину $x_{\text{вых}}(t)$ и одно управляющее воздействие $u(t)$ (рис. 2.8а), то он называется простым. В общем случае ОУ имеет несколько регулируемых величин $x_{\text{вых}i}(t)$, которые можно рассматривать как координаты вектора состояния $\bar{x}_{\text{вых}}(t)$ – рис. 2.8б.

Вектор $\bar{x}_{\text{вых}}(t)$ может изменяться при изменении вектора возмущающих воздействий $\bar{f}(t)$ и вектора управляющих

воздействий $\bar{u}(t)$.

Пример объекта управления – двигатель постоянного тока (ДПТ) с возбуждением от постоянных магнитов – рис. 3.9.

К якорю (ротору) двигателя постоянного тока М1 приложено управляющее воздействие – напряжение якоря U (рис. 3.9, а). Двигатель развивает электромагнитный момент M . На ротор ДПТ действует возмущающее воздействие – момент нагрузки M_c . В качестве выходной величины выбрана скорость двигателя ω .

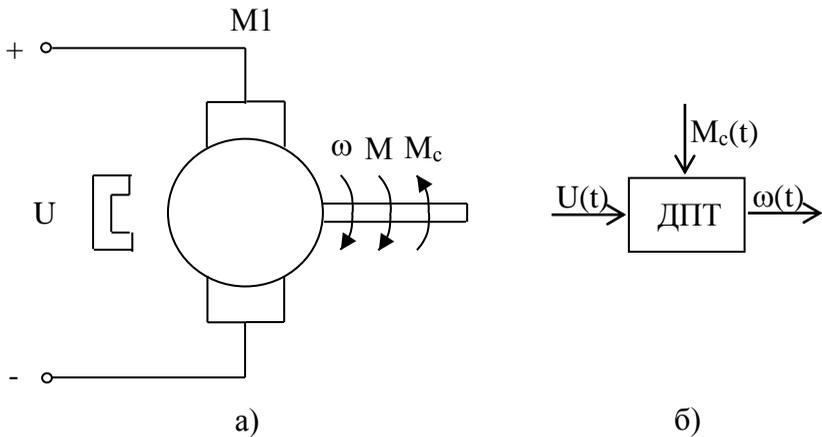


Рис. 2.9. Входные и выходные величины двигателя постоянного тока

При выбранных входных и выходной величинах ДПТ может быть представлен в виде рис. 2.9б.

Входные и выходные величины ДПТ связаны системой дифференциальных уравнений. На первом этапе для упрощения рассмотрим уравнения ДПТ в установившемся режиме. В этом случае ДПТ описывается уравнением механической характеристики (2.1). Так как в установившемся режиме $M=M_c$, уравнение (2.1) можно переписать в виде

$$\omega = \frac{U}{C} - \frac{M_c r}{C^2} = \omega_0 - \Delta\omega, \quad (2.5)$$

где $\omega = U/C$ – скорость идеального холостого хода.

Как видно из (2.5), скорость ДПТ (выходная величина) зависит как от управляющего воздействия (напряжения якоря U), так и от возмущающего воздействия – момента нагрузки M_c .

Управлять объектом – вырабатывать управляющее воздействие $u(t)$ таким образом, чтобы вектор регулируемых координат $\bar{x}_{\text{вых}}(t)$ изменялся по требуемому закону с необходимой точностью независимо от возмущающих воздействий $\bar{f}(t)$.

К примеру, управлять скоростью ДПТ – изменять напряжение якоря U таким образом, чтобы обеспечивалось регулирование ω с требуемыми точностью и быстродействием.

Обобщенная функциональная схема управляемой системы с одной регулируемой величиной $\bar{x}_{\text{вых}}(t)$ может быть представлена в виде рис. 2.10.

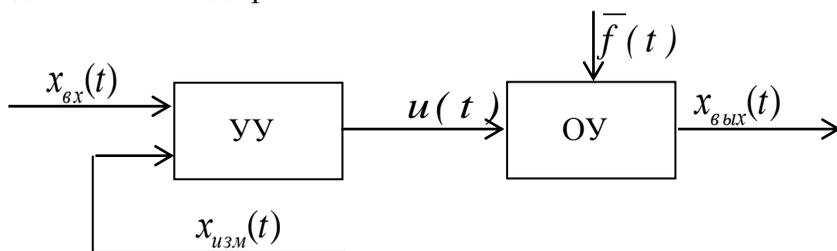


Рис. 2.10. Схема управляемой системы

На вход устройства управления УУ поступает задающее воздействие $x_{\text{эx}}(t)$ и измерительная информация $x_{\text{изм}}(t)$ о состоянии объекта управления ОУ.

В зависимости от вида используемой измерительной информации или не использования ее выделяют упомянутые

выше фундаментальные принципы управления: разомкнутое управление; управление по отклонению; управление по возмущению.

При разомкнутом управлении измерительная информация не используется – рис. 2.11.

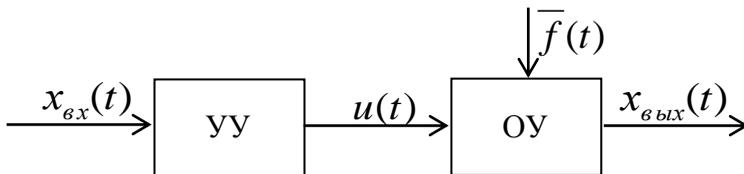


Рис. 2.11. Структура разомкнутой управляемой системы

При значительных возмущениях $\bar{f}(t)$ точность регулирования $\bar{x}_{вых}(t)$ может быть невысокой.

Рассмотрим в качестве примера разомкнутую систему регулирования скорости ДПТ в системе “вентильный преобразователь - двигатель” (ВП-Д) – рис. 2.12а.

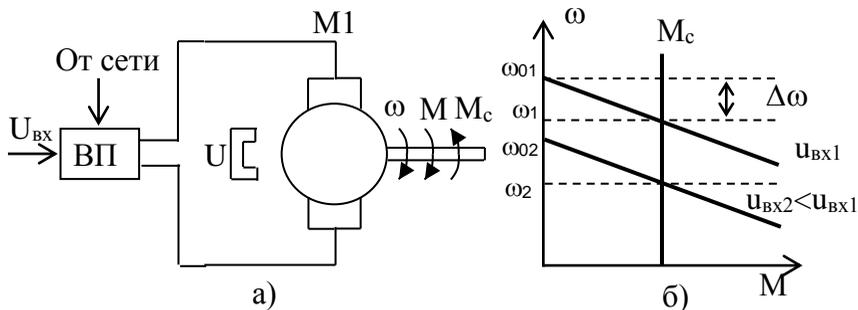


Рис. 2.12. К работе системы “вентильный преобразователь-двигатель”

К выходу вентильного преобразователя ВП, питаемого от сети переменного напряжения, подключен якорь двигателя постоянного тока М1. В первом приближении ВП можно представить как идеальный усилитель, выходное напряжение U которого

го пропорционально входному напряжению управления $u_{\text{вх}}$.

$$U = K_{\Pi} u_{\text{вх}}, \quad (2.6)$$

где K_{Π} – коэффициент усиления.

Исходя из (2.1), (2.6), можно записать уравнение механической характеристики системы ВП-Д:

$$\omega = \frac{K_{\Pi} u_{\text{вх}}}{C} - \frac{Mr}{C^2} = \frac{K_{\Pi} u_{\text{вх}}}{C} - \frac{M_c r}{C^2} = \omega_0 - \Delta\omega, \quad (2.7)$$

где $\omega_0 = K_{\Pi} u_{\text{вх}} / C$ – скорость идеального холостого хода.

Семейство механических характеристик системы ВП-Д при различных значениях $u_{\text{вх}}$ имеет вид параллельных прямых. На рис. 2.12б приведены два графика механических характеристик при двух значениях напряжения управления $u_{\text{вх1}}$ и $u_{\text{вх2}}$.

Установившееся значение скорости определяется точкой пересечения механической характеристики привода и механической характеристики нагрузки. При фиксированном моменте нагрузки $M_{\text{с1}}$ двум значениям напряжения управления $u_{\text{вх1}}$ и $u_{\text{вх2}}$ соответствуют установившиеся значения скорости ω_1 и ω_2 – рис. 2.12б.

При фиксированном напряжении управления $u_{\text{вх}}$ изменение нагрузки приводит к изменениям скорости. Степень изменения скорости зависит от наклона механических характеристик. Колебания скорости могут быть недопустимыми по условиям требуемой точности. Увеличить точность позволяет использование замкнутых систем, в которых используется управление по отклонению или возмущению.

Рассмотрим пример управления по возмущению.

Если возмущение $f(t)$ велико и разомкнутая система не обеспечивает требуемой точности, можно, измерив возмущение и зная характеристики объекта управления, ввести корректировку в алгоритм управления, которая бы компенсировала отклонение, вызванное возмущением. Обобщенная структура системы с управлением по возмущению приведена на рис. 2.13.

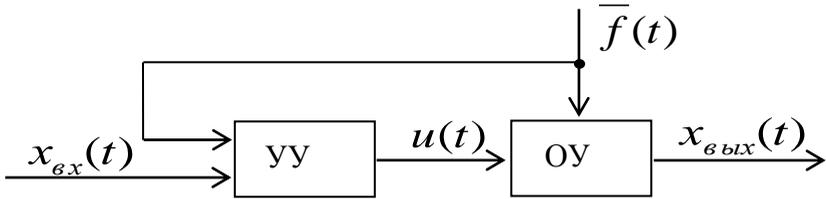


Рис. 3.13. Структура системы с управлением по возмущению

К примеру систему ВП-Д (рис. 2.12) можно дополнить измерителем момента ИМ, пропорциональным звеном ПЗ и сумматором С1 – рис. 2.14.

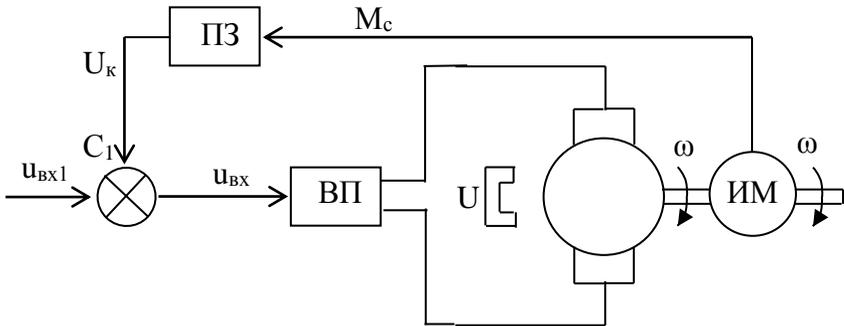


Рис. 2.14. Система ВП-Д с управлением по возмущению

$$\left. \begin{aligned} u_{\kappa} &= \frac{M_c r}{K_{\Pi} C}; \\ u_{\text{вх}} &= u_{\text{вх}1} + u_{\kappa}. \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

Подставив (3.8) в (3.7), с учетом того, что в установившемся режиме $M = M_c$, получим

$$\omega = \frac{K_{\Pi} u_{\text{вх}1}}{C}, \quad (2.9)$$

то есть ω пропорциональна напряжению задания $u_{\text{вх}1}$ и не за-

висит от возмущающего воздействия – момента нагрузки M_c .

Основное достоинство управления по возмущению (компенсационного управления) – высокое быстродействие, так как система реагирует на причину отклонений, а не на следствие. Основной недостаток – трудно и не всегда возможно измерять и учитывать все возмущения.

Наиболее универсальным является способ управления по отклонению, который позволяет управлять и неустойчивыми объектами, обеспечивает высокую точность независимо от причин, вызывающих отклонение.

Обобщенная структура системы с управлением по отклонению (с отрицательной обратной связью) приведена на рис. 2.15.

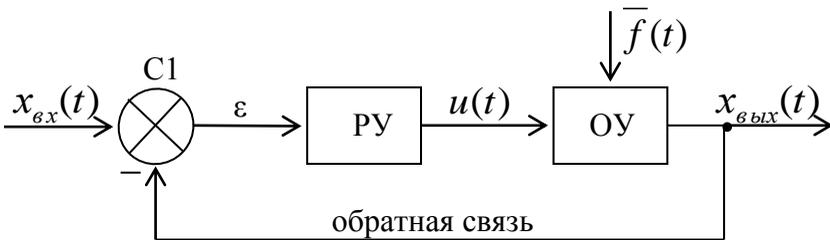


Рис. 2.15. Система с управлением по отклонению

Управляющее устройство включает сумматор С1 (элемент сравнения) и регулирующее устройство РУ. Управляющее воздействие $u(t)$ на объект управления вырабатывается на основе отклонения ε управляемой величины $x_{вых}(t)$ от требуемого значения $x_{ex}(t)$

$$\varepsilon = x_{ex}(t) - x_{вых}(t). \quad (2.10)$$

Часто системы с управлением по отклонению называют системами автоматического регулирования (САР). В САР используется обратная связь по той величине, которой управляют.

На рис. 2.16 приведена структура САР скорости в системе ВП-Д.

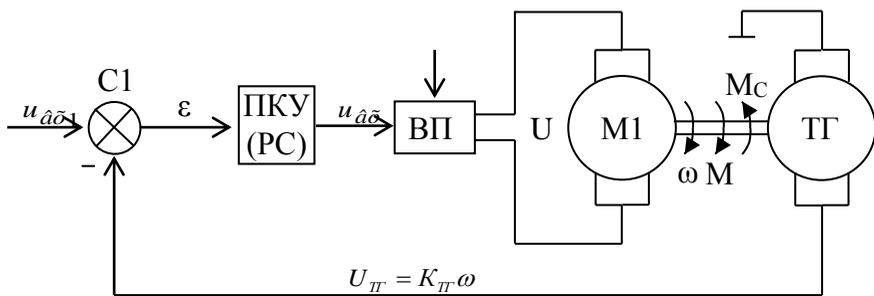


Рис. 2.16. Структура САР скорости

Кроме рассмотренных ранее элементов САР содержит последовательное корректирующее устройство ПКУ (регулятор скорости РС) и тахогенератор ТГ, установленный на валу двигателя М1. Тахогенератор является датчиком обратной связи по скорости. Его выходное напряжение U_{Γ} пропорционально скорости:

$$U_{\Gamma} = K_{\Gamma}\omega. \quad (2.11)$$

Пусть ПКУ – пропорциональное звено с коэффициентом передачи K_y , то есть $u_{\text{ex}} = K_y \epsilon$. В этом случае с учетом ранее приведенных уравнений элементов системы ВП-Д можно записать

$$\omega = \frac{K_y K_{\Pi} u_{\text{ex}1}}{C + K_y K_{\Pi} K_{\Gamma}} - \frac{M_c r}{C(C + K_y K_{\Pi} K_{\Gamma})} = \omega_0 - \Delta\omega, \quad (2.12)$$

где $\Delta\omega = M_c r / C(C + K_y K_{\Pi} K_{\Gamma})$.

Величина ω_0 пропорциональна управляющему сигналу u_{ex} . Величина $\Delta\omega$ является установившейся ошибкой по возмущению.

Увеличение коэффициента передачи K_y корректирующего устройства приводит к уменьшению ошибки, то есть к уменьшению наклона механических характеристик привода.

При больших K_y установившуюся ошибку в данной системе можно сделать весьма малой, однако нельзя свести к ну-

лю.

Системы, в которых установившаяся ошибка не равна нулю, называют статическими. В астатических системах установившаяся ошибка равна нулю. Астатизм системы обеспечивается наличием интегрирующих звеньев.

При анализе САР скорости применялись уравнения для установившихся режимов. Реально САР описывается системой дифференциальных уравнений.

В рассмотренной САР скорости величина K_V не может выбираться произвольно. Увеличение K_V приводит к уменьшению установившейся ошибки, что ухудшает качество переходных процессов. При определенных K_V система даже может стать неустойчивой.

Для обеспечения требуемого качества управления и в статике и в динамике в состав управляющих систем включают корректирующие устройства, описываемые теми или иными дифференциальными уравнениями. Корректирующие устройства, включаемые в прямую цепь (не цепь обратной связи), называют последовательными (см. пример на рис. 2.16).

Последовательные корректирующие устройства также называют регуляторами – регуляторами скорости, если системой регулируется скорость (см. рис. 2.16), регуляторами положения, если системой регулируется положение, и т. д.

Управляемые системы (УС), в том числе и регулируемые электроприводы, разделяют по разным признакам. По виду дифференциальных уравнений, описывающих УС, выделяют линейные и нелинейные системы. Линейные УС описываются линейными уравнениями, нелинейные – нелинейными.

По характеру передачи сигналов выделяют непрерывные, дискретные и релейные УС.

По величине установившейся ошибки различают статические и астатические системы (см. выше).

По принципу управления различают системы: разомкнутые; с управлением по отклонению; с управлением по

возмущению; комбинированные, когда используется управление по отклонению и возмущению.

В зависимости от характера изменения задающего воздействия $x_{ex}(t)$ выделяют:

- *системы стабилизации*, обеспечивающие поддержание с заданной точностью постоянного значения управляемой величины;
- *программные системы*, в которых $x_{ex}(t)$ изменяется по заранее составленной программе;
- *следящие системы*, в которых $x_{ex}(t)$ заранее неизвестная величина.

Регулируемые электроприводы разделяют по типу основной управляемой координаты на системы регулирования скорости, положения, момента.

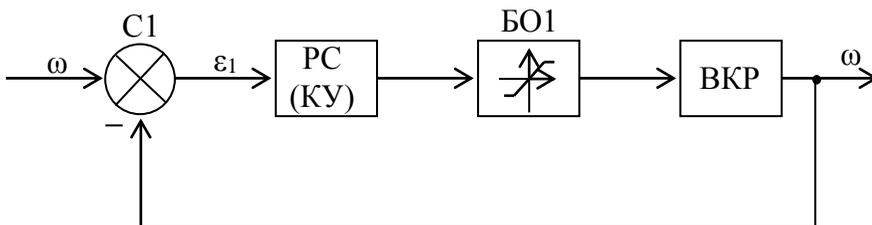


Рис. 2.17. Обобщенная структура САР скорости

Серийно выпускаемые (комплектные) электроприводы обычно выполняются как системы регулирования скорости. Замкнутые системы регулирования скорости обычно имеют структуру в виде рис. 2.17. Схема включает элемент сравнения С1, регулятор скорости РС (корректирующее устройство КУ), блок ограничения БО1 и внутренний контур регулирования ВКР. На вход сумматора С1 поступают сигнал задания скорости ω^* и сигнал обратной связи по скорости ω . Элемент БО ограничивает величину управляющего сигнала на входе ВКР. Структура ВКР во многом зависит от типа электродвигателя.

Частным случаем приведенной САР скорости является

схема на рис. 2.16. Данная схема не содержит блока ограничения, а ВКР включает вентильный преобразователь ВП и двигатель М1. На вход ВКР поступает сигнал задания напряжения.

В приводах постоянного тока часто на вход ВКР поступает сигнал задания тока двигателя. При этом ограничением с помощью БО входного сигнала ВКР обеспечивается ограничение тока двигателя.

Во многих рабочих машинах необходимо регулирование положения – позиционирование. В приводах, не имеющих обратной связи по положению, позиционирование часто обеспечивается с помощью конечных (путевых) выключателей, которые устанавливаются в нужной точке пространства перемещения. При достижении рабочим органом нужной точки двигатель отключается от питания. Точность позиционирования при этом невысока, а число точек позиционирования определяется количеством конечных выключателей.

Позиционирование в большом числе точек при отсутствии датчиков положения обеспечивают шаговые приводы.

Высококачественные позиционные приводы выполняются как системы, замкнутые по положению.

В соответствии с приведенной выше классификацией управляемых систем по характеру изменения задающего воздействия среди замкнутых позиционных приводов выделяют программно-управляемые и следящие приводы. Замкнутые позиционные электроприводы обычно имеют внешний контур регулирования положения, которому подчинен внутренний контур регулирования скорости. При этом обобщенная структура следящего электропривода может быть представлена в виде рис. 2.18. По сравнению со схемой на рис. 2.17 рассматриваемая структура дополнена элементом сравнения С2, регулятором положения РП, блоком ограничения БО2 и передаточным механизмом ПМ.

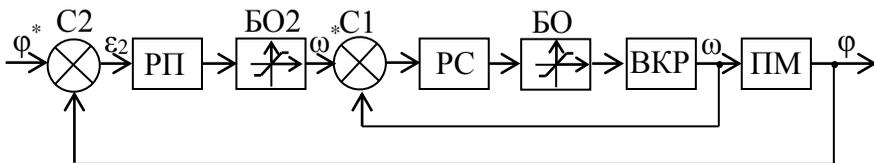


Рис. 2.18. Обобщенная структура следящего электропривода

На входы С2 поступают сигнал задания положения φ^* и сигнал обратной связи по положению φ .

При больших рассогласованиях ε_2 между заданным φ^* и текущим φ значениями положения сигнал задания скорости ω^* ограничен блоком БО2 и привод работает с постоянной скоростью, определяемой величиной сигнала ω^* . При малых ε_2 скорость уменьшается. Если $\varphi^* = const$, двигатель вращается до устранения рассогласования и останавливается. При изменениях φ^* привод обрабатывает заданное перемещение с определенной погрешностью.

Структура программно-управляемого позиционного привода может быть такой же, как и на рис. 2.18. В программно-управляемых приводах обычно требуется обеспечить перемещение из одной заданной точки в другую, расположенную относительно первой достаточно далеко. При этом по условиям технологического процесса может требоваться определенная скорость движения от одной точки к другой.

Примером такой системы является привод продольно-строгального станка, когда инструмент должен при рабочем ходе перемещаться со скоростью, определяемой условиями резания, а при обратном ходе возвращаться максимально быстро. Величина ограничения блока БО2, определяющая скорость при больших рассогласованиях ε_2 , должна при этом меняться.

2.4. Основные показатели электроприводов.

Для инженеров, выбирающих электропривод при проектировании какого-либо механизма, важно знать возможности современных приводов, их основные показатели, достоинства и недостатки. К основным показателям управляемых систем относятся точность обработки задающего воздействия – точность управления. Точность управления обычно характеризуется ошибкой – отклонением управляемой координаты от заданного значения. Чем меньше ошибка, тем выше точность. Ошибка зависит от множества факторов, в частности, от свойств системы, величины и формы управляющих и возмущающих воздействий. Понятие точности управления весьма многогранно. Общие сведения о точности управляемых систем приводятся в теории автоматического управления.

Рассмотрим упрощенно лишь некоторые сведения о точности вначале на примере замкнутой системы с единичной отрицательной обратной связью. Структуру такой системы можно представить в виде рис. 2.15.

Линейная система описывается линейными дифференциальными уравнениями. Решение дифференциального уравнения, как известно, представляют в виде:

$$x_{\text{вых}}(t) = x_{\text{св}}(t) + x_{\text{вын}}(t), \quad (2.13)$$

где $x_{\text{св}}(t)$ – свободное движение, определяемое общим решением однородного уравнения; $x_{\text{вын}}(t)$ – вынужденное движение, определяемое частным решением с учетом правой части уравнения.

Составляющая $x_{\text{св}}(t)$ представляет собой переходный процесс. В устойчивых системах $x_{\text{св}}(t)$ с течением времени затухает, то есть при $t \rightarrow \infty, x_{\text{св}}(t) \rightarrow 0$.

Переходный процесс теоретически длится бесконечно, но его влияние на $x_{\text{вых}}(t)$ через конечное время становится ничтожным. После затухания переходного процесса можно считать, что

$$x_{\text{вых}}(t) = x_{\text{вын}}(t). \quad (2.14)$$

Точность управления часто определяют установившейся ошибкой

$$\varepsilon_{уст} = x_{\text{вын}}(t) - x_{\text{ex}}(t). \quad (2.15)$$

Полная ошибка

$$\varepsilon_{уст}(t) = x_{\text{вын}}(t) - x_{\text{ex}}(t) = x_{\text{вын}}(t) + x_{\text{св}}(t) - x_{\text{ex}}(t). \quad (2.16)$$

Установившаяся ошибка также может быть определена как

$$\varepsilon_{уст} = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t). \quad (2.17)$$

Установившаяся ошибка зависит как от уравнения системы, так и от величины и формы управляющих и возмущающих воздействий. Часто рассматривают отдельно ошибки по управлению, зависящие от величины и вида управляющих воздействий, и ошибки по возмущению, определяемые возмущающими воздействиями.

Точность во многих случаях определяют по реакции системы на типовые воздействия, к которым относят ступенчатое, линейно изменяющееся, квадратичное и гармоническое воздействия.

К примеру, при отсутствии возмущений, реакция системы на скачок управляющего воздействия $x_{\text{вх}}(t)$ (ступенчатое воздействие) может иметь вид, приведенный на рис. 2.19а. В статических системах установившаяся ошибка по управлению $\varepsilon_{уст} \neq 0$ и зависит от величины $x_{\text{вх}}(t)$. Установившуюся ошибку $\varepsilon_{уст}$ при ступенчатом воздействии называют статической. В системах, астатических по управлению, установившаяся ошибка по управлению при ступенчатом воздействии $\varepsilon_{уст} = 0$.

В системах, имеющих астатизм первого порядка по управлению, не равна нулю установившаяся ошибка при линейном изменении входного сигнала. Данная ошибка равна нулю в системах, имеющих по управлению астатизм второго порядка.

На рис. 2.19, в изображена реакция статической системы на скачок управляющего воздействия.

Требования к точности управления часто формулируются в виде

$$\varepsilon < \varepsilon_{\text{доп}}, \quad (2.18)$$

где $\varepsilon_{\text{доп}}$ – допустимая ошибка при наиболее неблагоприятном воздействии.

В качестве испытательного воздействия в ряде случаев выбирается гармонический сигнал с максимально возможными заданными амплитудой и частотой.

При синусоидальном входном сигнале $x_{\text{вых}}$ в линейной системе также меняется по синусоиде – рис. 2.19г. При этом амплитуда $A(\omega)$ и фаза $\varphi(\omega)$ выходного сигнала зависят от частоты ω .

О свойствах управляемой системы во многих случаях судят по амплитудной частотной характеристике (АЧХ) – зависимости амплитуды A выходного сигнала от частоты ω входного сигнала $A = A(\omega)$. Вид возможной АЧХ астатической системы приведен на рис. 2.19д.

В астатической системе с единичной обратной связью при нулевой частоте амплитуда выходного сигнала $A(\omega) = A_0$. Разница между $A(\omega)$ и A_0 определяет ошибку воспроизведения амплитуды гармонического задающего воздействия.

Один из показателей управляемой системы – полоса пропускания – интервал частот от 0 до ω_0 , в котором амплитуды выходного сигнала больше $0,707A$ (см. рис. 2.19д).

Управляемую систему оценивают также динамическими показателями качества управления. Чаще всего рассматривают реакцию системы на скачок входного воздействия (управляющего или возмущающего) - рис. 2.19 е. При этом выделяют перерегулирование σ и время регулирования (время переходного процесса) t_p .

Перерегулирование определяют как

$$\sigma = \frac{x_{\text{max}} - x_{\text{уст}}}{x_{\text{уст}}}, \quad (2.19)$$

где $x_{\text{уст}}$ – установившееся значение выходной величины.

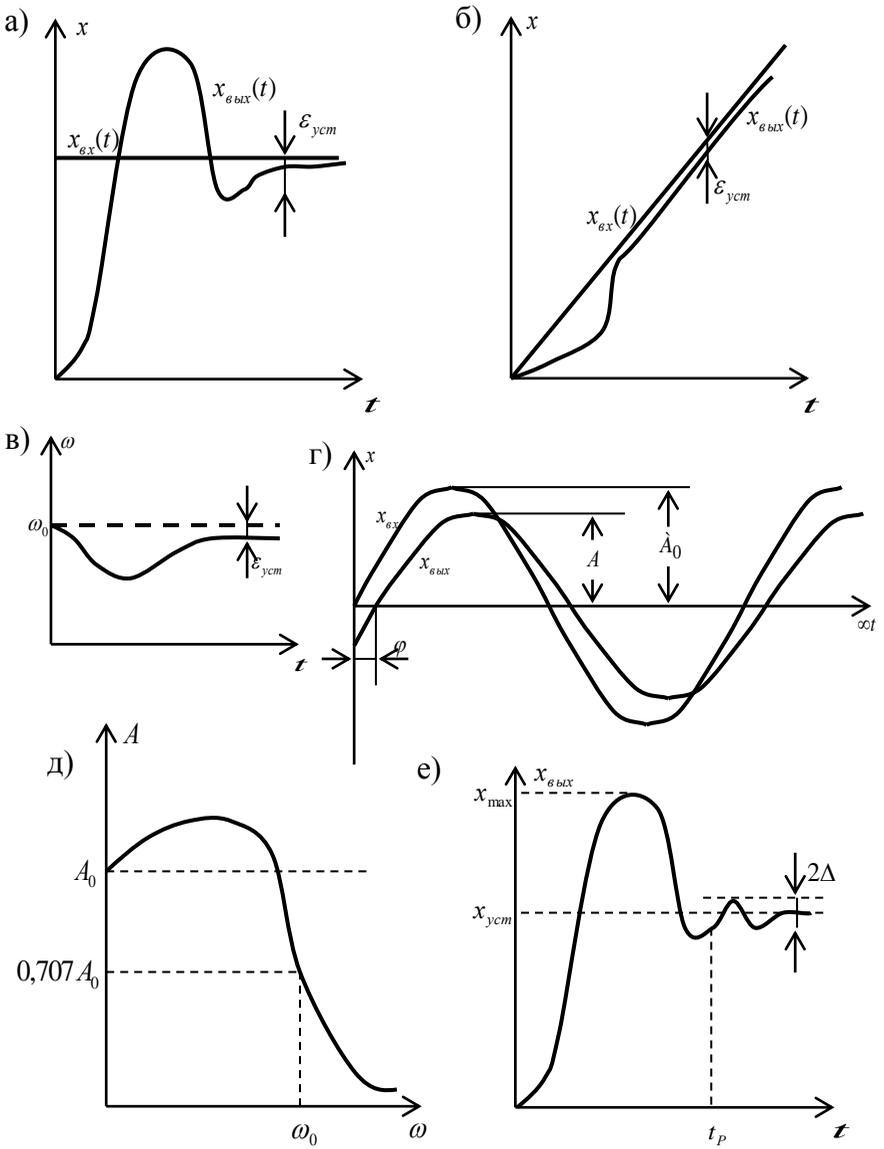


Рис. 2.19. К понятию о качестве управления

Теоретически время переходного процесса равно бесконечности. Практически переходный процесс считается законченным, когда отклонение выходной величины от $x_{уст}$ не превышает некоторой величины Δx . Обычно Δx выбирается равным 5% от $x_{уст}$.

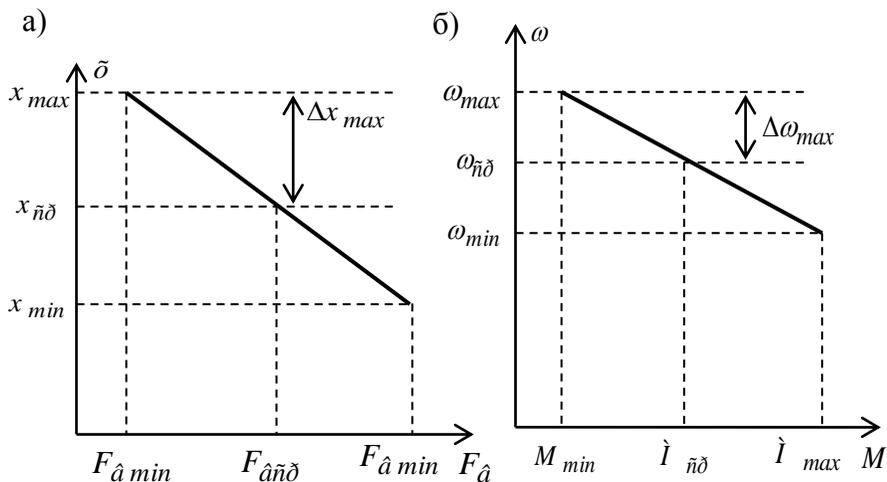


Рис. 2.20. К определению точности разомкнутых систем

Во многих случаях вполне приемлемыми являются значения перерегулирования $\sigma = (0,1 \div 0,3)$. В некоторых случаях перерегулирование недопустимо по условиям технологического процесса.

В разомкнутых системах в качестве заданного значения регулируемой координаты может быть выбрано ее среднее значение x_{cp} при постоянном управляющем сигнале и известных пределах изменения вектора всех учитываемых возмущающих воздействий F_{δ} . При этом в качестве оценки точности используют отношение наибольшей ошибки Δx_{max} к среднему значению x_{cp} (см. рис. 2.20, а):

$$\Delta x_{\max}^* = \frac{\Delta x_{\max}}{x_{cp}} = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{x_{\max} + x_{\min}}, \quad (2.20)$$

где x_{\max} и x_{\min} – максимальное и минимальное значения регулируемой переменной x , определяемые изменениями возмущений F_g .

Иногда рассмотренная оценка точности используется и для замкнутых систем.

В некоторых случаях, например при регулировании положения, важна не относительная, а абсолютная погрешность Δx_{\max} .

Как уже отмечалось, управляемые приводы во многих случаях выполняются как системы регулирования скорости. Такие приводы характеризуются следующими основными показателями: точность; диапазон регулирования; направление регулирования; плавность регулирования; динамические показатели качества управления; экономичность; надежность.

Понятие о точности управления было рассмотрено выше. Для разомкнутых и в ряде случаев замкнутых систем может использоваться оценка точности в соответствии с формулой (2.20), иллюстрация которой приведена на рис. 2.20а. Компонентами вектора возмущений F_g являются изменения момента нагрузки, колебания напряжения питающей сети, изменения температуры и т. д.

Основным возмущением обычно является изменение момента нагрузки. В связи с этим часто точность регулирования скорости оценивается по механической характеристике (рис. 2.20б), исходя из известных пределов изменения момента. Погрешность при этом определяется как

$$\Delta \omega_{нагр} = \frac{\Delta \omega_{\max}}{\omega_{cp}} = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{\omega_{\max} + \omega_{\min}} = \frac{\Delta \omega_{нагр}}{\omega_{cp}}. \quad (2.21)$$

При испытаниях приводов подачи станков с ЧПУ и приводов промышленных роботов с целью оценки рассмотренной

погрешности $\Delta\omega_{нагр}$ момент нагрузки обычно изменяют от $0,15M_{ном}$ до $M_{ном}$ ($M_{ном}$ – номинальный момент). Проверку проводят при номинальном напряжении питания, при температуре окружающей среды $20^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$ и термически установившемся состоянии привода, который предварительно был длительно нагружен моментом, равным половине номинального. Измерения выполняют при задающих сигналах, соответствующих $\pm\omega_{ном}$; $\pm 0,1\omega_{ном}$; $\pm 0,01\omega_{ном}$; $\pm 0,001\omega_{ном}$; $\pm 0,0001\omega_{ном}$.

Также определяют погрешность скорости $\Delta\omega_U$ от изменений напряжения питания в диапазоне $(0,9-1,1)U_{ном}$ при номинальном моменте нагрузки и термически установившемся состоянии привода и погрешность $\Delta\omega_T$ от изменений температуры окружающей среды вентильного преобразователя от $20^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$ до $45^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$ при номинальном напряжении питания и моменте нагрузки, равном половине номинального.

Суммарная погрешность $\Delta\omega_{\Sigma}$ определяется как сумма абсолютных значений погрешностей $\Delta\omega_{нагр}$, $\Delta\omega_U$, $\Delta\omega_T$.

Погрешность $\Delta\omega_{нагр}$ (см. (3.21) и рис. 2.20б) определяется жесткостью (наклоном) механической характеристики. Чем больше жесткость (меньше наклон), тем меньше погрешность.

В замкнутых системах жесткость механических характеристик может быть весьма высокой, поэтому преимущественное влияние на колебания скорости могут оказывать другие факторы, которые иногда трудно учитывать теоретически.

При постоянном задающем сигнале в замкнутых системах имеют место колебания мгновенной скорости во времени – рис. 2.21а.

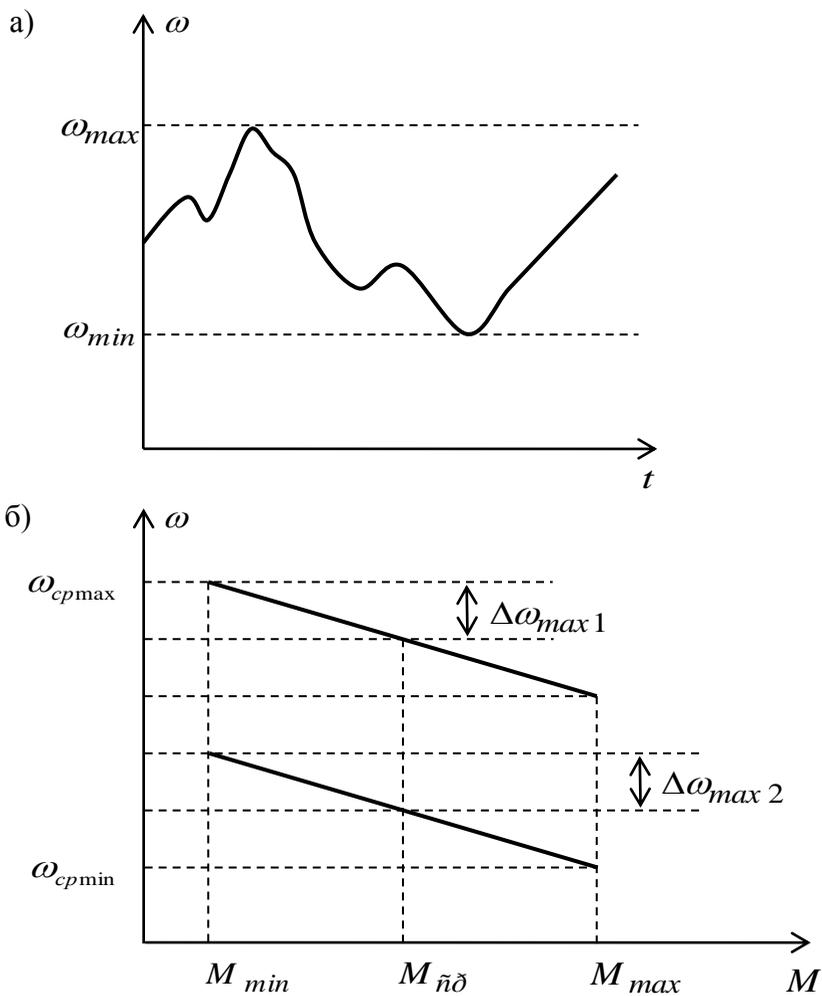


Рис. 2.21. К оценке точности и диапазона регулирования скорости

Погрешность при этом оценивают коэффициентом неравномерности:

$$K_n = \frac{2(\omega_{\max} - \omega_{\min})}{\omega_{\max} + \omega_{\min}}, \quad (2.22)$$

где ω_{\max} и ω_{\min} – максимальное и минимальное значения скорости, определяемые экспериментально при постоянном задающем сигнале в течение не менее одного оборота вала ненагруженного двигателя.

Полоса пропускания (см. рис. 2.19) замкнутого скоростного контура привода подачи станков с ЧПУ и привода промышленных роботов обычно должна быть не меньше 20 Гц.

Диапазон регулирования скорости D характеризует пределы изменения скорости. Часто величина D определяется как отношение максимального среднего значения скорости $\omega_{cp.\max}$ к минимальному среднему значению скорости $\omega_{cp.\min}$ при заданных пределах изменения возмущений (рис. 2.21б):

$$D = \frac{\omega_{cp.\max}}{\omega_{cp.\min}}. \quad (2.23)$$

В ряде случаев D определяют отношением максимальной скорости к минимальной при фиксированном возмущении, например при номинальном моменте нагрузки.

Верхнее значение скорости определяется максимально реализуемыми или максимально допустимыми значениями, а нижнее – требуемой точностью или минимально реализуемыми значениями.

К примеру, в идеализированной разомкнутой системе ВП-Д, в которой осуществляется управление скоростью ДПТ изменением напряжения якоря, семейство механических характеристик, исходя из (2.7), представляет ряд параллельных прямых. Верхнее значение скорости $\omega_{cp.\max}$ при этом (см. рис. 2.21б) может определяться максимально допустимым напряжением якоря ДПТ. С уменьшением напряжения якоря ω_{cp}

также уменьшается. Несмотря на то, что при заданных изменениях момента нагрузки величина $\Delta\omega_{max}$ остается неизменной, точность, определяемая отношением $\Delta\omega_{max}/\omega_{cp}$, с уменьшением ω_{cp} падает.

Значения напряжения якоря могут быть заданы весьма малыми и весьма малой может быть $\omega_{cp,min}$. Однако при малых значениях ω_{cp} отклонения скорости $\Delta\omega$ могут превышать заданное значение скорости, что недопустимо по требованиям точности регулирования.

В качестве максимального значения скорости, включаемого в диапазон регулирования, выбирается та величина, когда еще обеспечивается оговоренная точность.

В табл. 1 приведены некоторые параметры электроприводов для станков с ЧПУ.

Таблица 1

Параметр	Привод главного движения	Привод подачи
Диапазон регулирования скорости	До 1000:1	До 30000:1
Диапазон мощностей, кВт	2 – 300	0,05 – 11
Погрешность скорости при величине заданной скорости, равной:		
$\omega_{ном}$	0.02	0.02
$0,1\omega_{ном}$	0.05	0.1
$0.01\omega_{ном}$	0.15	0.15
$0.001\omega_{ном}$	0.3	0.25
$0.0001\omega_{ном}$	-	0.35

Направление регулирования скорости определяется расположением получаемых при регулировании искусственных механических характеристик относительно естественной. Если они располагаются ниже естественной, то говорят о регулировании скорости вниз от основной, а если выше – вверх от основной.

При двухзонном регулировании возможно получение характеристик, лежащих как ниже, так и выше естественной.

Плавность регулирования характеризует число дискретных значений скорости (ступеней регулирования), получаемых в диапазоне регулирования. Чем выше число ступеней, тем выше плавность.

Плавность иногда оценивают коэффициентом

$$K_{пл} = \frac{\omega_i}{(\omega_i - \omega_{i-1})}, \quad (2.24)$$

где ω_i и ω_{i-1} – значения скоростей на соседних ступенях.

Динамические показатели качества регулирования обычно оценивают перерегулированием σ и временем регулирования t_p (см. формулу (2.19) и рис. 2.19е).

Экономичность оценивается многими показателями, к которым можно отнести КПД, капитальные затраты на привод, эксплуатационные расходы.

3. МЕХАНИКА ЭЛЕКТРОПРИВОДА

3.1. Расчетные схемы механической части электропривода.

Механическая часть электропривода (см. рис. 2.1) включает в себя все связанные движущиеся массы: двигателя, передаточного устройства и исполнительного механизма. Последний по определению не входит в состав электропривода, но при описании законов движения его целесообразно включить в механическую часть привода.

Элементы электропривода, в которых может запасаться энергия, разделяют в зависимости от вида энергии на инерционные и упругие. Инерционные элементы запасают кинетическую энергию и характеризуются при вращательном движении моментом инерции J ($\text{кг}\cdot\text{м}^2$) и при поступательном движении массой m (кг). Упругие элементы, деформация которых подчиняется закону Гука, запасают потенциальную энергию и характеризуются коэффициентом жесткости при кручении $C_{кр}$ (Н м/рад) или коэффициентом жесткости при растяжении (сжатии) $C_{л}$ (Н/м).

Механическая часть электропривода кроме ротора двигателя включает в себя, как правило, множество связанных движущихся элементов – муфт, шкивов, зубчатых колес и т.п.

При этом различные звенья могут двигаться с различными скоростями и даже совершать движение разного вида – вращательное и поступательное. Наличие нагрузки вызывает деформацию элементов механической части, при изменениях нагрузки различные звенья могут перемещаться друг относительно друга, так как механические связи не являются абсолютно жесткими. Все это свидетельствует о том, что механическая часть электропривода представляет собой в общем случае сложную систему связанных масс.

Одной из важных задач, возникающих при проектировании и наладке электроприводов, является составление дина-

мических моделей механической части. Широкое распространение в теории электропривода получили модели механической части, представляемые в виде системы твердых тел, соединенных упругими связями. Для описания динамики таких систем используется и разрабатываются различные методы.

Одним из распространенных методов анализа динамики является метод приведения, основанный на том, что реальный механизм заменяют приведенной расчетной схемой, состоящей из дискретных (сосредоточенных) инерционных элементов, которые соединены между собой упругими связями (под дискретными инерционным элементом понимается инерционное тело, податливостью которого можно пренебречь, а под упругой связью - безинерционное упругое звено, характеризующееся постоянным коэффициентом жесткости). При этом методе массы передаточных звеньев механизма присоединяются к массам основных звеньев, которые считаются жесткими, а упругость звеньев передаточных элементов учитывается в виде упругих связей.

Методы исследования динамики механизмов с несколькими степенями подвижности излагаются, например, в [7,8,9]. В настоящем разделе в основном рассматривается получение приведенных расчетных схем при одной степени подвижности.

Для составления приведенной расчетной схемы параметры кинематической цепи приводятся к одной расчетной скорости или, иначе говоря, приводятся к какому-либо заранее выбранному месту кинематической схемы механизма. В приведенной расчетной схеме все элементы совершают один вид движения – или вращательное, или поступательное.

На начальном этапе получения расчетной схемы целесообразно составить кинематическую цепь механической части привода, обозначив в ней инерционные элементы и упругие связи, скорости звеньев, действующие моменты и силы. Для примера на рис.3.1а изображена кинематическая цепь гру-

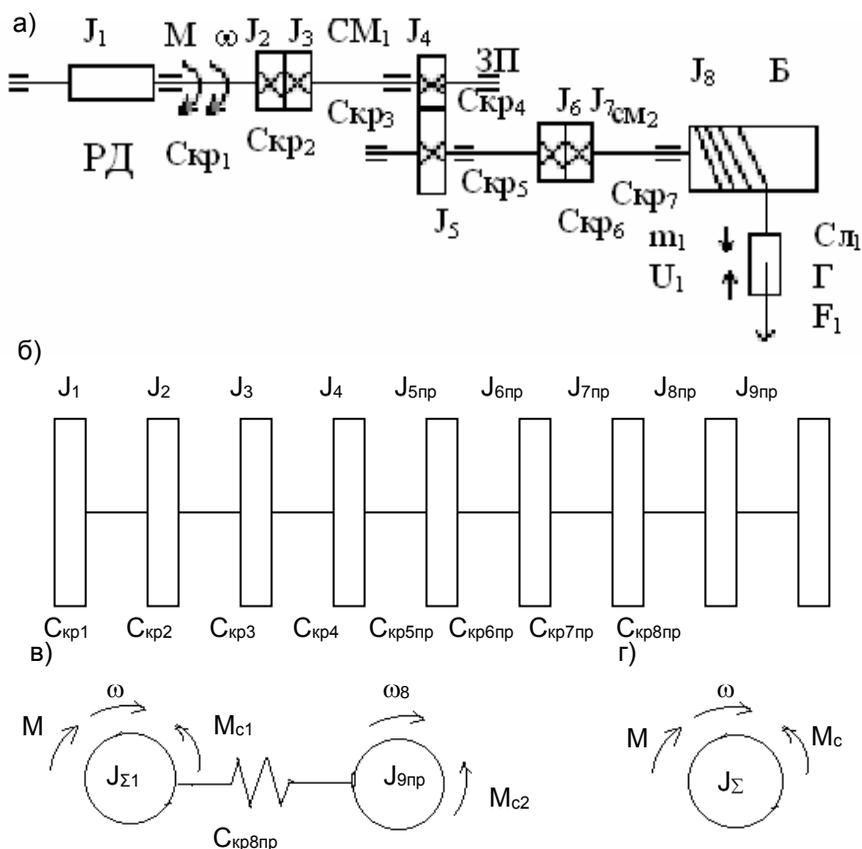


Рис. 3.1. Кинематическая (а), приведенная расчетная (б) и упрощенные расчетные (в, г) схемы механической части электропривода грузоподъемного механизма.

подъемного механизма, содержащая ротор двигателя РД, соединительные муфты СМ1, СМ2, зубчатую передачу ЗП, барабан Б и груз Г. В схеме выделено 9 инерционных элементов: восемь вращательно движущихся с моментами инерции $J_1 - J_8$ и один поступательно движущийся с массой m_1 . Инерционные

элементы соединены упругими связями с соответствующими коэффициентами жесткости $C_{КР1} \div C_{КР7}, C_{Л1}$.

В пределах деформации упругих элементов, когда выполняется закон Гука, коэффициенты жесткости определяются по соотношениям $C_{КРi} = M_{yi} / \Delta\varphi_i$, $C_{Лj} = F_{yj} / \Delta S_j$, где M_{yi} , F_{yj} - нагрузка упругой связи; $\Delta\varphi_i$, ΔS_j - соответствующая деформация.

Условием соответствия приведенной расчетной схемы реальной механической системе является выполнение закона сохранения энергии. Для получения приведенной расчетной схемы необходимо приведение моментов инерции и масс, коэффициентов жесткости, моментов и сил сопротивления.

Приведение моментов инерции производится на основе равенства кинетических энергий $W_{кинi}$. Приведенный к расчетной скорости ω_i момент инерции J_{inp} i -го элемента системы, вращающегося со скоростью ω_i и имеющего момент инерции J_i , определяется в соответствии с выражением

$$W_{кинi} = \frac{J_{inp} \omega_1^2}{2} = \frac{J_i \omega_i^2}{2}.$$

Отсюда

$$J_{inp} = J_i \frac{\omega_i^2}{\omega_1^2} = \frac{J_i}{i_{li}^2} \quad (3.1)$$

где $i_{li} = \omega_1 / \omega_i$ - передаточное число.

Приведенный к скорости ω_1 момент инерции J_{jnp} j -го звена, поступательно движущегося со скоростью V_j и имеющего массу m_j , вычисляется на основе равенства

$$W_{кинj} = \frac{J_{jnp} \omega_1^2}{2} = \frac{m_j V_j^2}{2}.$$

Отсюда

$$J_{jnp} = m_j \rho_{1j}^2, \quad (3.2)$$

где $\rho_{1j} = V_j / \omega_1$ - радиус приведения.

Приведение коэффициентов жесткости производится, исходя из равенств запасов потенциальной энергии деформации W_n :

$$W_{ni} = \frac{(C_{крinp} \Delta\varphi_{inp}^2)}{2} = \frac{(C_{кри} \Delta\varphi_i^2)}{2},$$

$$W_{nj} = \frac{(C_{крjnp} \Delta\varphi_{jnp}^2)}{2} - W_{nj} = \frac{(C_{крj} \Delta S_j^2)}{2}.$$

Отсюда формулы приведения коэффициентов жесткости

$$C_{крinp} = \frac{C_{кри}}{i_{1i}^2}, \quad C_{крjnp} = C_{крj} \rho_{1j}^2. \quad (3.3)$$

Приведение моментов и сил нагрузки осуществляется на основании условия равенства мощностей. Исходя из данного условия, можно получить

$$M_{inp} = \frac{M_i}{i_{1i}}, \quad M_{inp} = F_j \rho_{1j}. \quad (3.4)$$

где M_i, F_j - соответствующие моменты и силы.

В соответствии с полученными выражениями рассмотренную выше кинематическую цепь можно привести к девятимассовой системе с упругими связями (рис.3.1).

Расчет динамики многомассовых систем весьма сложен. Одной из важных задач является составление упрощенных расчетных схем с пренебрежением достаточно жесткими связями. В большинстве практических случаев расчетные схемы можно свести к трехмассовой, двухмассовой или одномассовой системам.

К примеру, если в кинематической цепи на рис. 3.1а считать равными бесконечности все коэффициенты жесткости

за исключением коэффициента жесткости троса $C_{л1}$, кинематическая цепь заменяется системой, имеющей два инерционных элемента $J_{\Sigma 1}$ и J_{9np} , которые соединены упругой связью с коэффициентом жесткости $C_{кр8np}$. При этом

$$J_{\Sigma 1} = \sum_{i=1}^8 J_{inp} = J_1 + J_2 + J_3 + J_4 + \frac{(J_5 + J_6 + J_7 + J_8)}{i_{14}^2};$$

$$J_{9np} = m_1 \rho_{11}^2 = \frac{m_1 r_0^2}{i_{14}^2}; M_{c2} = m_1 g \rho_{11} = \frac{m_1 g r_0}{i_{14}}; C_{кр9np} = C_{л1} \rho_{11},$$

где i_{14} - коэффициент редукции зубчатой передачи ЗП; r_0 - радиус барабана Б; g - ускорение свободного падения.

К инерционному звену с моментом инерции $J_{\Sigma 1}$ приложены электромагнитный момент двигателя M и момент статической нагрузки M_{c1} , который является суммарным моментом потерь на валу двигателя и в жестко связанных с ним элементах. К звену с моментом инерции J_{9np} приложен момент M_{c2} , создаваемый весом груза.

Во многих случаях, когда влияние упругих связей невелико, механическую часть приводят к одномассовой системе. При этом механическая часть представляется в виде вращательного движущегося звена с суммарным приведенным к валу двигателя моментом инерции J_{Σ} , на которое воздействует электромагнитный момент M и момент нагрузки M_c . Для M и M_c можно записать

$$J_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n \frac{J_i}{i_{1i}^2} + \sum_{i=1}^k m_j \rho_{1j}^2; \quad (3.5)$$

$$M_c = \sum_{i=1}^q \frac{M_i}{i_{1i}^2} + \sum_{j=1}^{\rho} F_j \rho_{1j}, \quad (3.6)$$

где n и k - число инерционных элементов, движущихся соот-

ветственно вращательно и поступательно; p, q – количества моментов и сил.

Выражение (3.6) удобно для использования, если известны все силы и моменты. Обычно потери на трение определить трудно и для их учета используют КПД механизма $\eta_{mex} = \eta_1 \eta_2 \eta_3 \dots$, где $\eta_1, \eta_2, \eta_3, \dots$ КПД элементов кинематической цепи.

Если известен полезный момент нагрузки механизма M_c , то при работе привода в двигательном режиме приведенный к валу двигателя момент нагрузки можно определить из равенства

$$M_c \omega_1 = \left(\frac{M_{mex} \omega_{mex}}{\eta_{mex}} \right) + \Delta M \omega_1.$$

Следовательно

$$M_c = \frac{M_{mex}}{i_0 \eta_{mex}} + \Delta M, \quad (3.7)$$

где ΔM – момент механических потерь в двигателе; $i_0 = \omega_1 / \omega_{mex}$ – общее передаточное число от двигателя к механизму.

При работе в генераторных режимах

$$M_{mex} = \frac{M_c \eta_{mex}}{i_0} - \Delta M. \quad (3.8)$$

Если пренебречь моментом механических потерь в двигателе, для двигательного режима справедливо выражение

$$M_c = \frac{M_{mex}}{i_0 \eta_{mex}}, \quad (3.9)$$

а для генераторных режимов

$$M_c = \frac{M_{mex} \eta_{mex}}{i_0}. \quad (3.10)$$

Следует отметить, что в ряде механизмов приведенные моменты инерции, моменты нагрузки и коэффициенты

жесткости могут являться функциями времени и углового положения. Для примера рассмотрим схему кривошипно-шатунного механизма – рис. 3.2. Скорость поступательно движущегося элемента с массой m $V = \omega r \sin \varphi$.

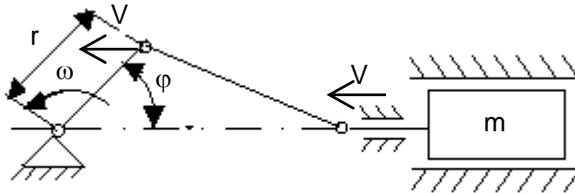


Рис. 3.2.

Приведенный к валу кривошипа момент инерции J_{np} поступательно движущегося элемента является функцией углового положения кривошипа

$$J_{np} = \frac{mV^2}{\omega^2} = mr^2 \sin^2 \varphi.$$

Необходимо также отметить, что на практике встречаются разветвленные кинематические цепи, для которых составляются разветвленные расчетные схемы.

В большинстве случаев в электроприводах используются понижающие скорость механические передачи. Так как приведенные к валу двигателя моменты инерции связаны с реальными моментами инерции через квадрат передаточного числа, основное влияние на движение механической части обычно оказывают инерционные элементы, движущиеся со скоростью ротора двигателя.

3.2. Уравнения движения электропривода

Как уже было отмечено, механическую часть электропривода можно представить в виде системы твердых тел, соединенных упругими связями. Известно, что наиболее общей

формой записи дифференциальных уравнений движения таких систем являются уравнением Лагранжа. Уравнения движения систем с несколькими степенями подвижности приведены, например в /7,8,9/.

Рассмотрим уравнение движения электропривода при одной степени подвижности.

Уравнения баланса мощностей

$$P_{\delta} - P_c = P_{дин} , \quad (3.11)$$

где $P_{\delta} = M\omega$ - мощность, развиваемая двигателем; $P_c = M_c \omega$ - мощность, затрачиваемая на преодоление полезных и вредных сопротивлений нагрузки; $P_{дин} = dW_{кин} / dt$ - динамическая мощность, характеризующая изменение кинетической энергии.

Уравнение (3.11) можно записать в виде

$$P_{\delta} - P_c = \frac{dW_{кин}}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{J\omega^2}{2} \right) = J\omega \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \times \frac{dJ}{dt} . \quad (3.12)$$

Разделив выражение (3.12) на ω , получим уравнение движения

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega}{2} \times \frac{dJ}{dt} . \quad (3.13)$$

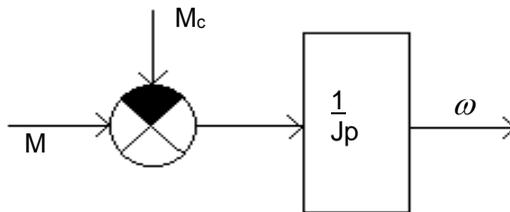


Рис. 3.3.

При одной степени подвижности переменный приведенный момент инерции является функцией углового положения вала двигателя φ , поэтому выражение (3.13) можно преобразовать к виду

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2} \times \frac{dJ}{d\varphi} . \quad (3.14)$$

При неизменном приведенном моменте инерции уравнение движения выглядит как

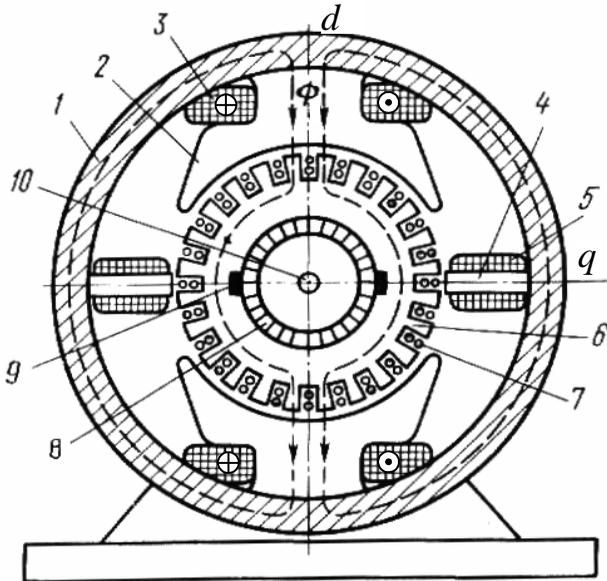
$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} . \quad (3.15)$$

Уравнение (3.15) иногда называют основным уравнением движения. Его значение для анализа переходных процессов в электроприводе исключительно велико. Уравнению (3.15) соответствует структурная схема, приведенная на рис.3.3, где p – оператор дифференцирования.

4. МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

4.1. Конструкция и принцип действия коллекторных машин постоянного тока

Коллекторные машины постоянного тока (МПТ) широко используются в *регулируемом* электроприводе в качестве двигателей и тахогенераторов (датчиков скорости). Конструкции МПТ весьма разнообразны. Конструктивная схема классической коллекторной МПТ с электромагнитным возбуждением с барабанным якорем приведена на рис. 4.1.



1 – стальной корпус; 2 – сердечники главных полюсов; 3 – обмотка возбуждения; 4 – сердечники дополнительных полюсов; 5 – обмотка дополнительных полюсов; 6 – ротор (якорь); 7 – обмотка якоря; 8 – коллектор; 9 – щетки; 10 – вал.

Рис. 4.1. Конструктивная схема МПТ с одной парой полюсов

Шихтованные (набранные из листов электротехнической стали) сердечники главных 2 и дополнительных 4 полюсов крепятся к сплошному стальному корпусу 1. На главных

полюсах размещена обмотка возбуждения 3.

В пазах шихтованного ротора (якоря) 6 уложены проводники 7 якорной обмотки. Коллектор 8 выполняется в виде цилиндра, собранного из медных пластин, которые изолированы друг от друга. Щетки 9 выполняются в виде стержней из материала на основе графита. Они устанавливаются в специальных щеткодержателях и прижимаются к коллектору пружинами. При износе заменяются.

Щеточно-коллекторный узел фактически является, как будет показано ниже, механическим преобразователем постоянного напряжения в переменное и наоборот, то есть является выпрямительно-инверторным устройством.

Обмотка возбуждения 3 запитывается постоянным током и создает главный магнитный поток Φ (поток возбуждения), который замыкается через главные полюсы 2, сердечник ротора 6 и корпус 1 (см. рис. 4.1). Таким образом корпус одновременно является и ярмом – магнитопроводом.

Направление тока в обмотке возбуждения обозначено на рис. 4.1 соответствующими символами (острие и оперение стрелы). Направления линий магнитного потока Φ (пунктирные линии на рис. 4.1) определяются по правилу буравчика.

Продольная ось d машины совпадает с осью симметрии главных полюсов, поперечная ось q перпендикулярна оси d . Поток возбуждения направлен по оси d .

Электрическая мощность, потребляемая обмоткой возбуждения, обычно невелика по сравнению с мощностью МПТ, то есть цепь возбуждения не является силовой. Часть машины, имеющая силовую электрическую цепь, называется якорем. В классической МПТ якорем является ротор.

Дополнительные полюса служат для уменьшения вредного влияния так называемой реакции якоря (будет пояснено ниже), в частности для уменьшения искрения под щетками. Обмотка дополнительных полюсов включается последовательно с якорем.

Распределенная обмотка якоря состоит из отдельных

катушек с концами, припаянными к коллекторным пластинам. Обмотки, состоящие из катушек со сходящимися концами, называют петлевыми, а с расходящимися – волновыми. Возможны также комбинированные обмотки.

На схемах обмотки изображают в виде развертки. На рис. 4.2а приведена схема простой петлевой обмотки, состоящей из 7 катушек К1 - К7, уложенных в 7 пазах 1 - 7, с концами, припаянными к 7 коллекторным пластинам П1 - П7.

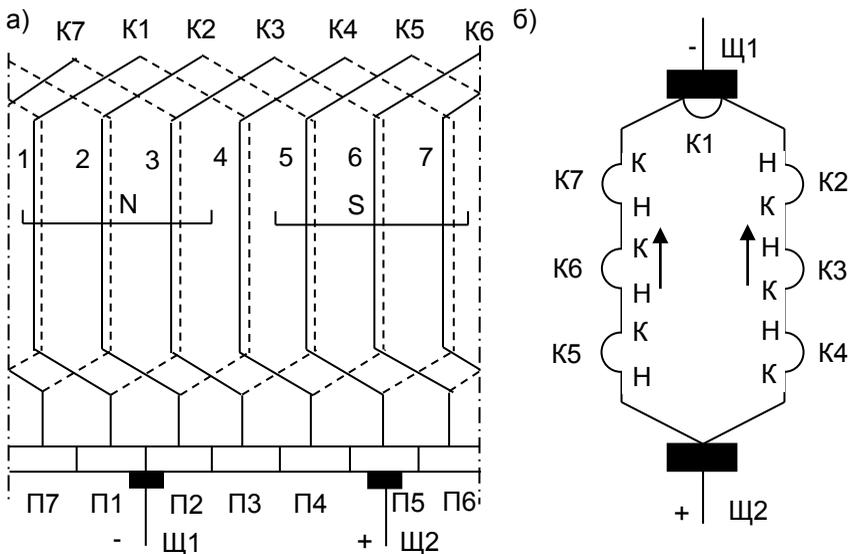


Рис. 4.2. Схема простой петлевой обмотки (а) и эквивалентная схема соединения её катушек (б).

Активные стороны катушки К1 уложены в пазах 1 и 4. Начало катушки соединено с пластиной П1, а конец - с пластиной П2. Катушка К2 уложена в пазах 2, 5, концы катушки соединены с пластинами П2, П3 и т.д.

На рис 4.2а изображены также щетки Щ1, Щ2 и символы N, S магнитного поля статора.

Катушки, расположенные под одной парой полюсов,

образуют пару параллельных ветвей, внутри которых катушки соединены последовательно. Эквивалентная схема соединения катушек якоря приведена на рис. 4.2б. Катушка К1 замкнута щеткой Щ1 накоротко. Соединенные последовательно катушки К2-К3 образуют одну ветвь цепи якоря, а катушки К5-К6 – вторую. Совместно катушки К2-К6 образуют пару параллельных ветвей. Начала и концы катушек обозначены символами Н и К.

Общее число параллельных ветвей в петлевой обмотке $2a=2p$, где p – число пар полюсов машины. При этом число щеток равно $2a$.

В простой волновой обмотке $2a=2$.

Кроме классической существует множество других конструкций МПТ, например с возбуждением от постоянных магнитов, с полым ротором, с дисковым ротором и другие. Дополнительные полюса могут отсутствовать.

Принцип действия МПТ рассмотрим на примере простейшей машины, имеющей один виток ротора и две коллекторные пластины – рис. 4.3а.

Поток возбуждения создается полюсами N , S . Продольная ось машины обозначена как d , поперечная – q . График распределения индукции B в воздушном зазоре имеет форму, близкую к трапеции – рис. 4.3б (изображена развертка). На поперечной оси машины q (геометрической нейтрали) индукция B равна нулю.

Если внешним моментом $M_{вн}$ вращать ротор со скоростью ω , активные части витка будут иметь линейную скорость:

$$v = \omega \cdot r \quad (4.1)$$

где r – радиус ротора.

В витке при этом будет наводиться ЭДС

$$e_B = 2 \cdot B \cdot L \cdot v = 2 \cdot B \cdot L \cdot \omega \cdot r, \quad (4.2)$$

где L – длина активной части витка.

Коэффициент 2 в формуле (4.2) обусловлен тем, что в

витке две активных части длиной L .

В витке наводится переменная двуполярная ЭДС e_b , мгновенное значение которой пропорционально B и ω . При постоянстве ω график изменения ЭДС e_b во времени будет иметь ту же форму, что и график распределения индукции в пространстве.

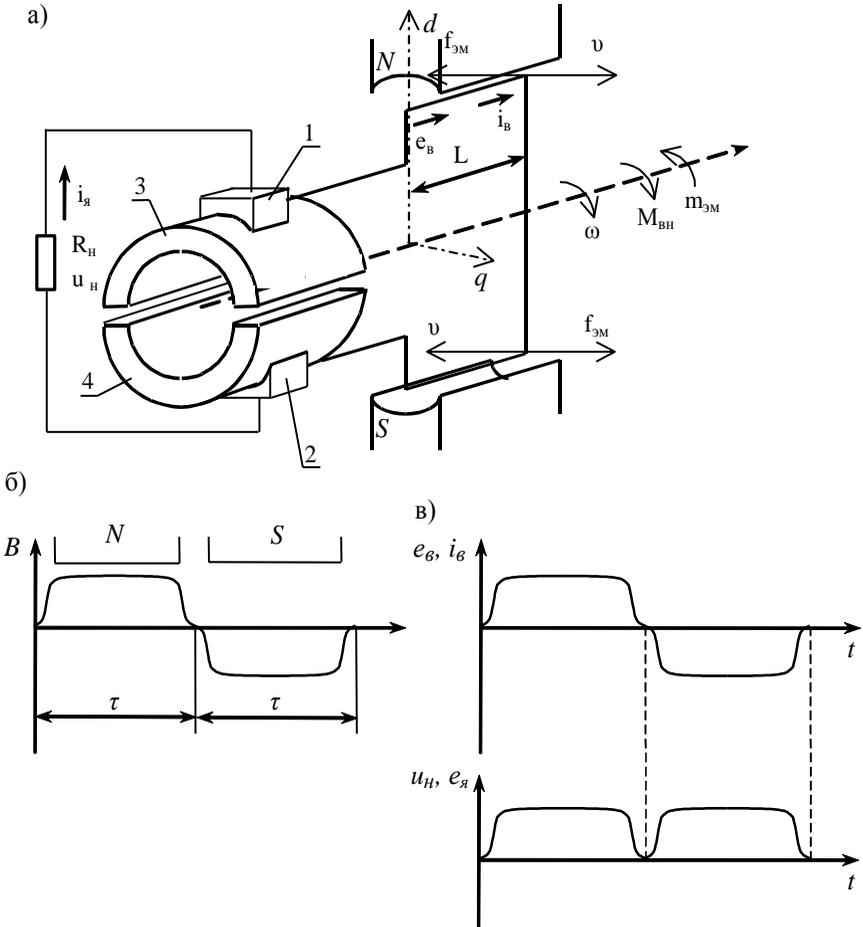


Рис. 4.3. К принципу действия МПТ.

На рис. 4.3а плоскость витка совпадает с осью d . При этом к щетке 1 присоединена коллекторная пластина 3, а к щетке 2 – пластина 4. При повороте ротора на 90° плоскость витка совпадет с осью q – с геометрической нейтралью. При дальнейшем повороте к щетке 1 будет присоединена пластина 4, а к щетке 2 – пластина 3.

Таким образом, при движении витка в районе нейтрали происходит коммутация – переключение. Как несложно заключить из анализа рис. 4.3, за счет коммутации происходит выпрямление ЭДС витка. Выпрямленная ЭДС якоря $e_{я}$ имеет вид, приведенный на рис. 4.3в. Если пренебречь падением напряжения на сопротивлении якорной цепи, напряжение u_i нагрузки R_n будет равно выпрямленной ЭДС $e_{я}$.

Таким образом, при работе в генераторном режиме щеточно-коллекторный узел выполняет функцию механического выпрямителя.

При коммутации, когда виток расположен на геометрической нейтрали, щетки кратковременно замыкают виток накоротко. В идеале на геометрической нейтрали индукция равна нулю, соответственно ЭДС витка равна нулю и замыкание витка щетками не является опасным.

При протекании тока в витке якоря на каждый проводник, представляющий активную сторону витка, действует сила:

$$f_{эм} = B \cdot L \cdot i_g. \quad (4.3)$$

Соответственно создается электромагнитный момент, направленный встречно внешнему моменту $M_{вн}$:

$$m_{эм} = 2 \cdot f_{эм} \cdot r = 2 \cdot B \cdot L \cdot r \cdot i_g. \quad (4.4)$$

При работе в двигательном режиме к щеткам подводится постоянное напряжение питания, в витке якоря протекает ток и создается электромагнитный момент. Под действием этого момента ротор вращается, и в витках якоря наводится ЭДС.

Исходя из конструкции рассматриваемой машины (рис. 4.3а), можно заключить, что при работе в двигательном режиме подводимое к щеткам постоянное напряжение будет преобразовано с помощью щеточно-коллекторного узла в переменное напряжение питания витка, и в витке будет протекать переменный ток.

Возвратимся вновь к рис. 4.3. При постоянстве ω среднее значение выпрямленной ЭДС якоря

$$e_{я\text{ср}} = 2 \cdot B_{\text{ср}} \cdot L \cdot \omega \cdot r, \quad (4.5)$$

где $B_{\text{ср}}$ – среднее значение индукции в интервале одного полюсного деления τ .

Среднее значение индукции можно выразить через магнитный поток:

$$B_{\text{ср}} = \frac{\Phi}{S} = \frac{\Phi}{\pi \cdot r \cdot L} = \frac{\Phi}{\tau \cdot L}, \quad (4.6)$$

где S – половина площади воздушного зазора – площадь под одним полюсным делением τ .

Исходя из (4.2) и (4.6), среднее значение выпрямленной ЭДС якоря

$$e_{я\text{ср}} = \frac{2 \cdot \Phi \cdot \omega}{\pi}. \quad (4.7)$$

Таким образом выпрямленная ЭДС якоря пропорциональна магнитному потоку и скорости.

Как видно из рис. 4.3в, в машине с одним витком выпрямленная ЭДС имеет значительную пульсирующую составляющую. Реальные машины имеют большое число коллекторных пластин и катушек обмотки якоря. Так как катушки в параллельных ветвях якоря соединены последовательно, ЭДС якоря равна сумме ЭДС катушек. В связи с тем, что ЭДС катушек сдвинуты по фазе, пульсации выпрямленной ЭДС якоря невелики.

В общем случае уравнение выпрямленной ЭДС якоря (ЭДС вращения) МПТ:

$$E = K \cdot \Phi \cdot \omega = c \cdot \omega, \quad (4.8)$$

где K – конструктивный коэффициент.

Значение данного коэффициента можно вычислить по формуле:

$$K = \frac{p \cdot N}{2a \cdot \pi} \quad (4.9)$$

где p – число пар полюсов машины; N – общее число активных проводников обмотки; $2a$ – число параллельных ветвей якорной обмотки.

Электромагнитный момент МПТ пропорционален магнитному потоку Φ и току якоря I :

$$M = K \cdot \Phi \cdot I = c \cdot I. \quad (4.10)$$

Формулы (4.8), (4.10) следует отнести к основным соотношениям, характеризующим машины постоянного тока.

В формулах (5.8), (5.10) используется один и тот же коэффициент K , если скорость и момент выражены в системе единиц СИ.

На рис. 4.3 щетки расположены на продольной оси d машины. В реальной машине с большим числом коллекторных пластин для обеспечения коммутации в моменты, когда ЭДС коммутируемой катушки равна нулю, щетки должны быть установлены на геометрической нейтрали – поперечной оси q .

Когда ток в якоре отсутствует, магнитный поток создается только главными полюсами и распределяется симметрично относительно оси d . Ток якоря создает магнитодвижущую силу (МДС) и магнитный поток $\Phi_{\text{я}}$ якоря. Влияние МДС якоря на результирующий магнитный поток называется реакцией якоря.

Из теории электрических машин известно, что МДС якоря направлена по линии щеток. Когда щетки расположены на геометрической нейтрали, поток $\Phi_{\text{я}}$ направлен по продольной оси q .

Наличие МДС якоря приводит к появлению индукции на геометрической нейтрали, искажает график распределения индукции под полюсами – под одним краем полюса индукция уменьшается, а под другим увеличивается. Если магнитная система машины насыщена, результирующий магнитный поток из-за реакции якоря уменьшается.

Реакция якоря оказывает вредное влияние на работу МПТ. Наличие индукции на геометрической нейтрали, в зоне которой осуществляется коммутация, приводит к появлению ЭДС вращения в коммутируемой катушке и усилению искрения под щетками. Искажение графика распределения индукции под полюсами приводит к неравномерному распределению напряжения между коллекторными пластинами и увеличению вероятности пробоя изоляции между ними. Изменение величины результирующего потока также может отрицательно влиять на некоторые характеристики машины.

Для уменьшения вредного влияния реакции якоря могут использоваться дополнительные полюса, обмотка которых включается последовательно с якорем. При этом магнитный поток, создаваемый дополнительными полюсами, направлен по оси q и компенсирует поток реакции якоря.

В машинах большой мощности для борьбы с реакцией якоря используется компенсационная обмотка, уложенная в пазах главных полюсов и включаемая последовательно с якорем.

Допустимый ток якоря $I_{дон}$ ограничивается условиями коммутации в коллекторе. Перегрузка по току приводит к повышенному искрению под щетками. При больших токах возможно перекрытие коллектора дугой (круговой огонь), что выводит машину из строя. Обычно перегрузочная способность МПТ по току $\lambda_I = I_{дон}/I_{ном} = 2 - 2,5$ ($I_{ном}$ - номинальный ток якоря).

4.2. Способы возбуждения машин постоянного тока. Условные графические обозначения.

В зависимости от способа создания главного магнитного потока, выделяют машины с электромагнитным возбуждением, в которых поток создается с помощью обмотки возбуждения, и машины с возбуждением от постоянных магнитов.

Магнитный поток связан с МДС возбуждения F_g кривой намагничивания – рис. 4.4.

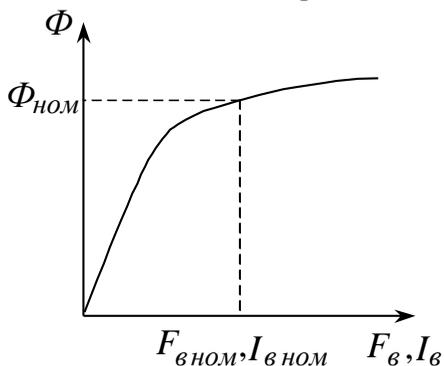


Рис. 4.4. Зависимость магнитного потока от МДС (тока) возбуждения

Величина F_g определяется числом витков обмотки возбуждения w_g и током возбуждения I_g :

$$F_g = w_g \cdot I_g. \quad (4.11)$$

При номинальном потоке $\Phi_{ном}$ магнитная система насыщена, и увеличение F_g выше $F_{вном}$

не приводит к существенному увеличению магнитного потока.

Якорь МПТ в учебниках обозначается в виде рис. 4.5а, а в технической документации в виде рис. 4.5б.

В зависимости от схемы питания обмоток возбуждения и якоря различают машины независимого (параллельного) возбуждения, машины последовательного возбуждения и машины смешанного возбуждения.

В машинах независимого возбуждения якорь и обмотка независимого возбуждения ОНВ питаются от разных источников – рис. 4.5д. На якорь подается напряжение якоря U , а на ОНВ – напряжение возбуждения U_g .

Обмотка независимого возбуждения изображается в

виде *четырёх* полуокружностей. Обмотка независимого возбуждения выполняется с большим числом витков из тонкого провода и имеет относительно большое сопротивление. Часто номинальные напряжения якоря и обмотки независимого возбуждения равны. В связи с этим машину, имеющую такую обмотку возбуждения, иногда включают по схеме параллельного возбуждения – рис. 4.5е.

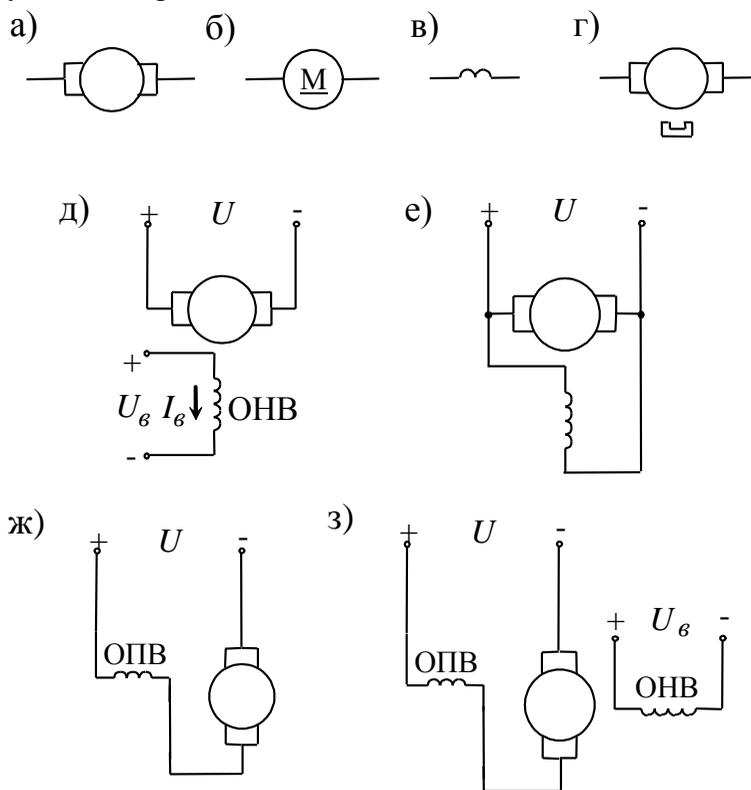


Рис. 4.5. Условные обозначения и схемы питания обмоток МПТ

В машинах последовательного возбуждения обмотка возбуждения ОПВ включается последовательно с якорем – рис. 4.5ж. Обмотка последовательного возбуждения (ОПВ)

выполняется с малым числом витков из относительно толстого провода и имеет малое активное сопротивление. Обозначается на схемах в виде *трех* полуокружностей.

Машины смешанного возбуждения имеют обмотки независимого ОНВ и последовательного ОПВ возбуждения – рис. 4.5з.

Обмотки дополнительных полюсов, включаемые последовательно с якорем, изображаются в виде *двух* полуокружностей (рис. 4.5в) и в схемах часто не показываются.

Возбуждение от постоянных магнитов относят к независимому. В схемах МПТ с возбуждением от постоянных магнитов изображают в виде рис. 4.5г.

4.3 Двигатели постоянного тока независимого возбуждения

4.3.1 Общие положения

Среди ДПТ наибольшее применение в регулируемом электроприводе нашли двигатели постоянного тока независимого возбуждения (ДПТ НВ). Схема питания ДПТ с независимым электромагнитным возбуждением приведена на рис. 4.6, где направления тока якоря I и ЭДС якоря E соответствуют двигательному режиму.

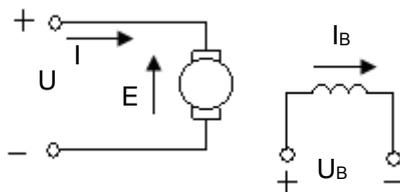


Рис. 4.6. Схема питания двигателя независимого возбуждения

Система дифференциальных уравнений ДПТ НВ может быть записана в виде:

$$\left. \begin{aligned} U_{\epsilon} &= I_{\epsilon} r_{\epsilon} + L_{\epsilon} \frac{dI_{\epsilon}}{dt}; \\ U &= Ir + L \frac{dI}{dt} + E; \\ E &= K\Phi \omega; \\ M &= K\Phi I; \\ M - M_c &= J \frac{d\omega}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (4.12)$$

где r_{ϵ} , r – активные сопротивления цепей возбуждения и якоря; L_{ϵ} , L – индуктивности цепей возбуждения и якоря.

Последняя строка системы (4.12) представляет уравнение движения электропривода.

Для установившихся режимов (4.12) переписется как:

$$\left. \begin{aligned} U_{\epsilon} &= I_{\epsilon} r_{\epsilon}; \\ U &= Ir + k\Phi \omega; \\ M &= K\Phi I; \\ M &= M_c. \end{aligned} \right\} \quad (4.13)$$

Исходя из (4.13), получим уравнение статической электромеханической характеристики – зависимости скорости от тока:

$$\omega = \frac{U}{K\Phi} - \frac{Ir}{K\Phi}. \quad (4.14)$$

Также из (4.13) можно получить уравнение механической характеристики – зависимости ω от электромагнитного момента:

$$\omega = \frac{U}{K\Phi} - \frac{Mr}{(K\Phi)^2}. \quad (4.15)$$

Графики линейных характеристик (4.14), (4.15) можно совместить – рис. 4.7.

Скорость идеального холостого хода

$$\omega_0 = \frac{U}{K\Phi}. \quad (4.16)$$

Ток и момент короткого замыкания

$$I_{кз} = \frac{U}{r}, \quad (4.17)$$

$$M_{кз} = I_{кз} K\Phi = K\Phi \frac{U}{r}. \quad (4.18)$$

Жесткость механической характеристики

$$\beta = \frac{dM}{d\omega} = -K^2 \frac{\Phi^2}{r}. \quad (4.19)$$

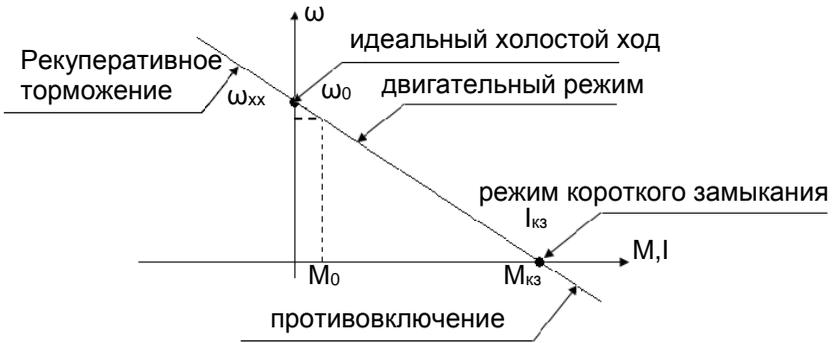


Рис. 4.7. Статические характеристики двигателя независимого возбуждения.

В режиме холостого хода, когда момент на валу $M_2=0$, момент нагрузки M_c равен моменту холостого хода M_0 и двигатель работает со скоростью $\omega_{хх}$. Скорость холостого хода $\omega_{хх}$ близка к ω_0 .

4.3.2 Естественные статические характеристики двигателя независимого возбуждения

Электромеханическую и механическую характеристики при номинальном напряжении якоря $U_{ном}$ и номинальном потоке возбуждения $\Phi_{ном}$ называют естественными. На есте-

ственных характеристиках имеется точка номинального режима, где обеспечиваются номинальная скорость $\omega_{ном}$, момент $M_{ном}$ и $I_{ном}$ – рис. 4.8.

По естественной механической характеристике можно судить об основных свойствах двигателя. Эта характеристика определяет номинальную скорость двигателя и степень изменения скорости при изменениях нагрузки. Чем больше $|\beta_e|$, тем стабильнее скорость.

Для этих характеристик

$$\omega_{oe} = U_{ном} K \Phi_{ном},$$

$$I_{кзе} = \frac{U_{ном}}{r},$$

$$M_{кзе} = I_{кзе} K \Phi_{ном}.$$

Модуль статической жесткости

$$|\beta_e| = \frac{(K \Phi_{ном})^2}{r}.$$

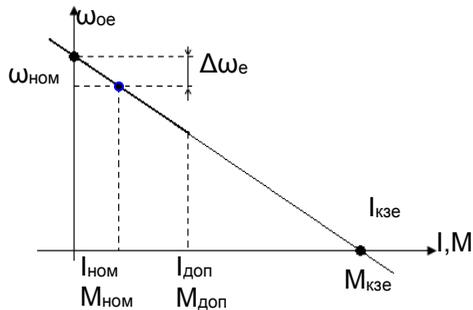


Рис. 4.8 Естественные статические характеристики двигателя независимого возбуждения

Стабильность скорости можно оценить относительным перепадом скорости:

$$\Delta \omega_e^* = \frac{\Delta \omega_e}{\omega_{oe}} = \frac{\omega_{oe} - \omega_{ном}}{\omega_{oe}}.$$

Для ДПТ большой мощности $\Delta \omega_e^* = 0,015 - 0,03$, у двигателей малой мощности $\Delta \omega_e^*$ на порядок выше.

Как уже отмечалось, допустимый ток якоря ДПТ $I_{доп}$ ограничен условиями коммутации и кратность перегрузки по току обычно лежит в пределах $\lambda I = \frac{I_{доп}}{I_{ном}} = 2 \div 2,5$. Так как у

ДПТ НВ момент пропорционален току якоря, перегрузочная

способность двигателя (кратность перегрузки по моменту)

$$\lambda_M = \frac{M_{доп}}{M_{ном}} = 2 \div 2,5.$$

У двигателей средней и большой мощности $I_{кзе} = (10 \div 20)I_{ном}$, что существенно превышает $I_{доп}$.

Графики реальных механических характеристик ДПТ без компенсационной обмотки могут отличаться от линейных из-за действия реакции якоря.

4.3.3 Рабочие характеристики двигателя независимого возбуждения.

Рабочими характеристиками называют зависимости тока якоря I , скорости ω , потребляемой мощности P_1 , электромагнитного момента M , момента на валу M_2 и КПД η от полезной мощности P_2 при $U=U_{ном}$, $\Phi=\Phi_{ном}$. Графики рабочих характеристик приведены на рис. 4.9.

Потребляемая мощность ДПТ с электромагнитным возбуждением

$$P_1 = UI + U_B I_B.$$

Полезная мощность

$$P_2 = M_2 \omega.$$

Когда $P_2 = 0$, двигатель работает в режиме холостого хода (реального) со скоростью $\omega_{хх}$.

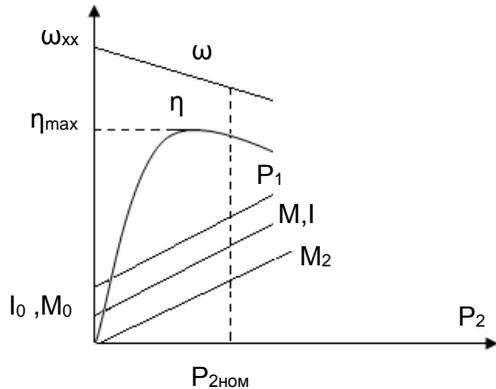


Рис. 4.9. Рабочие характеристики двигателя независимого возбуждения

При этом в якоре протекает ток холостого хода I_0 , а электромагнитный момент равен моменту холостого хода M_0 .

Максимальный КПД η_{\max} обеспечивается при недогрузке двигателя. Номинальный КПД обычно составляет 0,75 - 0,9 для машин мощностью от 1 до 100 кВт и 0,9 - 0,97 для машин большой мощности. У машин малой мощности КПД значительно меньше. У двигателей мощностью 5 - 50 Вт $\eta = (0,15 - 0,5)$.

4.3.4 Искусственные статические характеристики и режимы работы двигателя

Механические и электромеханические характеристики, соответствующие ненормальным параметрам питания двигателя, называют искусственными. Можно выделить три основных способа получения искусственных характеристик: изменением напряжения якоря U ; изменением (ослаблением) магнитного потока Φ ; введением добавочных сопротивлений $R_{доб}$ в цепь ротора.

Характеристики, соответствующие различным значениям $R_{доб}$ в цепи якоря, называют реостатными. Схема включения двигателя для получения реостатных характеристик приведена на рис. 4.10б.

Исходя из (4.14), (4.15) и рис. 4.10,

$$\omega = \frac{U_{ном}}{k\Phi_{ном}} - \frac{I(r + R_{доб})}{K\Phi_{ном}}; \quad (4.20)$$

$$\omega = \frac{U_{ном}}{k\Phi_{ном}} - \frac{M(r + R_{доб})}{(k\Phi_{ном})^2}; \quad (4.21)$$

Соответственно скорость холостого хода $\omega_0 = \omega_{0e} = U_{ном}/k\Phi_{ном}$.

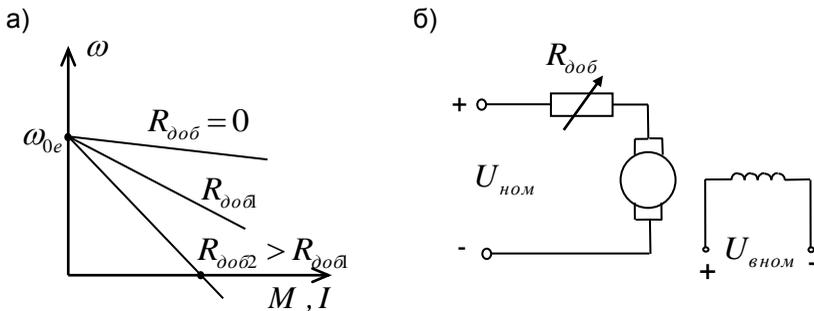


Рис. 4.10. Семейство реостатных характеристик (а) и схема для их получения (б).

Ток и момент короткого замыкания:

$$I_{кз} = U_{ном} / (r + R_{доб}); M_{кз} = k\Phi_{ном} U_{ном} / (r + R_{доб}).$$

Семейство реостатных характеристик, соответствующих различным значениям $R_{доб}$, приведено на рис. 4.10а.

На промышленных предприятиях могут применяться сети постоянного тока. В приводах с ДТП, питаемых от таких сетей, введение $R_{доб}$ в цепь якоря используется для регулирования скорости и ограничения токов в переходных режимах.

Магнитный поток можно менять в ДПТ с электромагнитным возбуждением за счет регулирования тока возбуждения. При номинальном магнитном потоке магнитная система машины насыщена (рис. 4.4), поэтому практически возможно уменьшение Φ относительно $\Phi_{ном}$ (ослабление поля). Графики статических характеристик при $U = U_{ном}$ и различных значениях Φ приведены на рис. 4.11.

Ток короткого замыкания не зависит от Φ , поэтому графики электромеханических характеристик проходят через точку $I_{кзе}$. Уменьшение Φ приводит к увеличению ω_0 и снижению момента короткого замыкания.

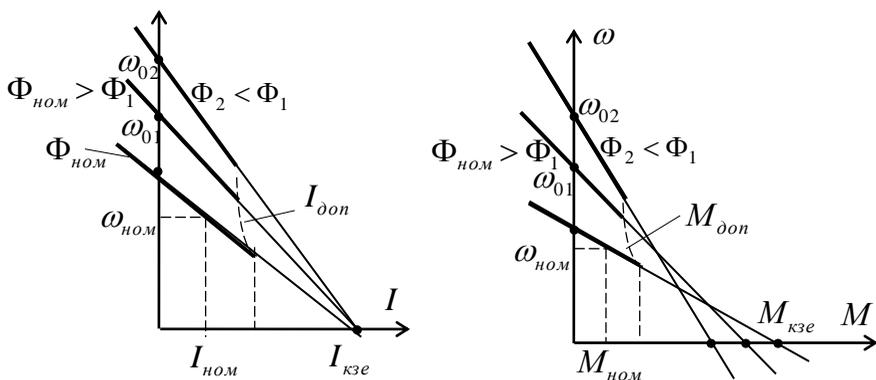


Рис. 4.11. Электромеханические (а) и механические (б) характеристики при изменении магнитного потока.

С ростом ω допустимый по условиям коммутации ток якоря $I_{доп}$ уменьшается, соответственно снижается и допустимый момент $M_{доп}$. В области допустимых нагрузок уменьшение Φ приводит к увеличению скорости.

Изменение напряжения якоря является основным способом управления двигателем постоянного тока. Семейства электромеханических и механических характеристик при изменении U имеют вид параллельных прямых – рис. 4.12.

Скорость идеального холостого хода ω_0 , ток и момент короткого замыкания пропорциональны U .

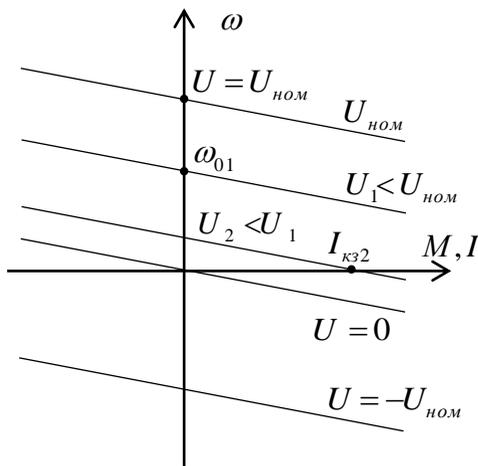


Рис. 4.12. Статические характеристики при изменении напряжения якоря.

Для многих двигателей по условиям работы коллектора нежелательно увеличение U по сравнению с $U_{ном}$. Некоторые двигатели краново-металлургических серий допускают работу с $U = 2U_{ном}$.

Изменение U позволяет не только регулировать скорость, но и ограничивать токи в переходных режимах. Например, плавное увеличение напряжения якоря обеспечивает наиболее благоприятные условия пуска двигателя, ограничивая пусковые токи.

Схема включения двигателя в режиме динамического торможения приведена на рис. 4.13а. Наклон статических характеристик зависит от величины $R_{доб}$ - рис. 4.13б.

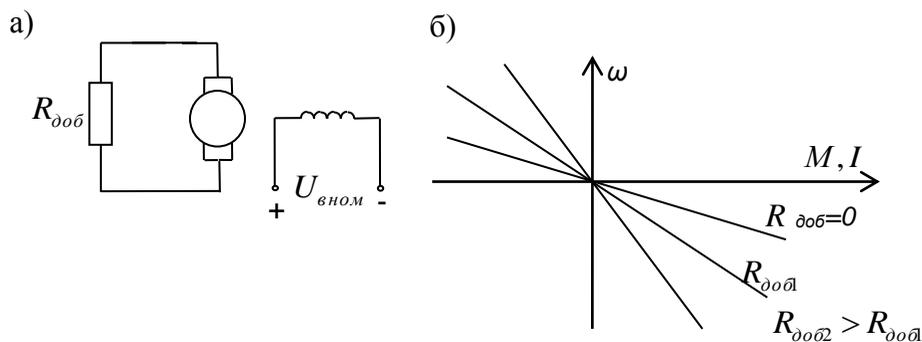


Рис. 4.13. Схема включения (а) и статические характеристики (б) ДПТ НВ в режиме динамического торможения

Уравнения статических характеристик

$$\omega = -I(r + R_{доб})/K\Phi; \quad (4.22)$$

$$\omega = -M(r + R_{доб})/(K\Phi)^2. \quad (4.23)$$

Рассмотрим режимы работы двигателя на естественных и искусственных характеристиках на примере упрощенно-

го грузоподъёмного механизма с идеализированным моментом нагрузки M_c - рис. 4.14.

Механизм содержит двигатель М1, например с возбуждением от постоянных магнитов, барабан с тросом Б1 и груз Г1. Для упрощения примем, что момент холостого хода двигателя M_0 и момент от сил трения в механизме M_m равны нулю:

$$M_0 = 0, M_m = 0. \quad (4.24)$$

В этом случае момент нагрузки M_c определяется только весом груза P_2 и радиусом барабана r_B , то есть $M_c = P_2 \cdot r_B$.

В соответствии с уравнением движения электропривода в установившемся режиме работы момент двигателя M равен моменту нагрузки M_c , соответственно и установившийся ток якоря I_c определяется нагрузкой, то есть

$$I_c = M_c / K\Phi_{ном}. \quad (4.25)$$

Установившиеся скорости определяются точками пересечения механических характеристик двигателя 1 - 4 и нагрузки 5.

Схема на рис.4.14а соответствует подъёму груза. При этом машина М1 работает в двигательном режиме со скоростью ω_1 . Величина ЭДС якоря E_1 меньше $U_{ном}$ на величину падения напряжения на сопротивлении якоря r , то есть

$$U_{ном} = E_1 + I_c r = K\Phi_{ном} + I_c r. \quad (4.26)$$

Умножив левую и правую части формулы (4.26) на I_c , с учетом (5.25) получим уравнение баланса мощностей:

$$U_{ном} I_c = M_c \omega_1 + I_c^2 r, \quad (4.27)$$

где $U_{ном} I_c$ - мощность, потребляемая от сети;

$M_c \omega_1$ - мощность, затрачиваемая на подъём груза;

$I_c^2 r$ - мощность потерь в сопротивлении якоря.

В схеме на рис. 4.14б по сравнению с рассмотренным выше случаем изменен знак напряжения якоря и груз опускается. Двигатель работает на характеристике 2 в режиме рекуперативного торможения со скоростью ω_2 . Величина ЭДС

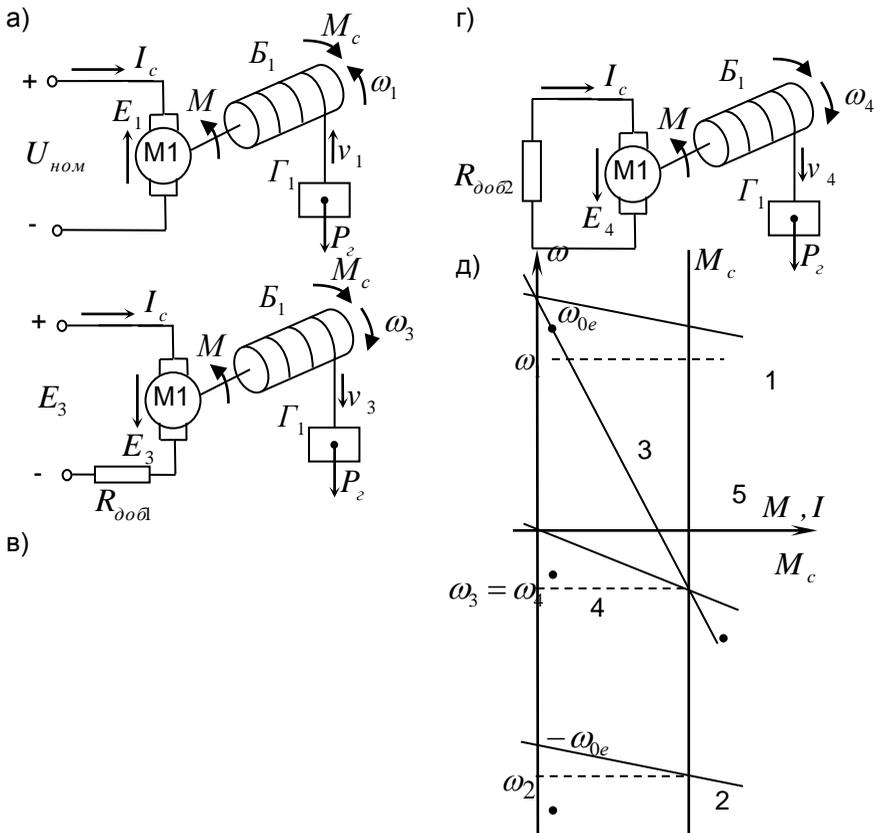
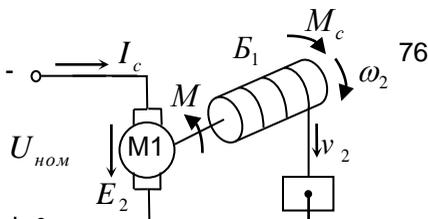


Рис. 4.14. Установившиеся режимы работы грузоподъемного механизма.

якоря E_2 больше $U_{ном}$:

$$U_{ном} = E_2 - I_c r = K\Phi_{ном} \omega_2 - I_c r. \quad (4.28)$$



Уравнение баланса мощностей:

$$U_{ном} I_c = M_c \omega_2 - I_c^2 r, \quad (4.29)$$

где $U_{ном} I_c$ - мощность, отдаваемая (рекуперлируемая) в источник питания.

Таким образом, потенциальная энергия опускаемого груза преобразуется в электрическую и за вычетом потерь в двигателе отдается в источник электрической энергии.

При неизменном напряжении сети $U_{ном}$ пониженная скорость опускания ω_3 может быть получена при введении $R_{доб1}$ в цепь якоря – рис. 4.14в. Двигатель имеет механическую характеристику 3 и работает в режиме противовключения. Уравнение баланса мощностей:

$$M_c \omega_3 + U_{ном} I_c = I_c^2 (r + R_{доб1}). \quad (4.30)$$

При допущении (5.24) двигатель потребляет от сети ту же мощность, что и при подъеме груза. В активных сопротивлениях якоря рассеивается мощность, потребляемая от сети и электрическая мощность, которую двигатель генерирует при преобразовании механической энергии, поступающей от опускаемого груза. Таким образом, режим торможения противовключением является весьма неэкономичным.

Та же скорость опускания груза $\omega_3 = \omega_4$ может быть получена на характеристике 4 при включении двигателя в режиме динамического торможения – рис. 4.14г. Уравнение баланса мощностей в этом режиме

$$M_c \omega_4 = I_c^2 (r + R_{доб2}). \quad (4.31)$$

Режим динамического торможения более экономичен, чем торможение противовключением.

4.3.5 Двигатель независимого возбуждения как объект управления.

Дифференциальные уравнения ДПТ НВ представлены

системой (4.12). Магнитный поток Φ и ток возбуждения I_B связаны кривой намагничивания – рис. 5.4. Начальный участок данной кривой можно считать линейным, соответственно

$$\Phi = K_{\phi} I_{\epsilon}, \quad (4.32)$$

где K_{ϕ} – константа.

При условии (4.32) индуктивность цепи возбуждения L_B постоянна и определяется формулой

$$L_{\epsilon} = \frac{2p W_{\epsilon} \Phi}{I_{\epsilon}} \quad (4.33)$$

где p – число пар полюсов; w_B – число витков обмотки возбуждения.

Электромагнитная постоянная времени обмотки возбуждения

$$T_{\epsilon} = \frac{L_{\epsilon}}{r_{\epsilon}}, \quad (4.34)$$

где r_B – активное сопротивление обмотки возбуждения.

В области насыщения индуктивность обмотки возбуждения $L_{B \text{ нас}}$ и электромагнитная постоянная времени уменьшаются с ростом I_B .

Индуктивность $L_{B \text{ нас}}$ определяется по формуле

$$L_{\hat{a}\hat{i}\hat{n}} = 2p w_{\hat{a}} \left(\frac{d\hat{O}}{dI_{\hat{a}}} \right). \quad (4.35)$$

У двигателей мощностью от 1 до 1000 кВт постоянная времени возбуждения велика и лежит в пределах $T_B = (0,2-5)$ с, причем T_B растет с ростом мощности двигателя.

Используя оператор дифференцирования $p=d/dt$, систему (4.12) с учетом (4.32), (4.34) запишем в виде

$$\left. \begin{aligned}
 U_{\epsilon} &= (r_{\epsilon} + p L_{\epsilon}) I_{\epsilon} = r_{\epsilon} (1 + T_{\epsilon} p) I_{\epsilon}; \\
 \Phi &= K_{\Phi} I_{\epsilon}; \\
 U &= r (1 + T_{\gamma} p) I + K \Phi \omega; \\
 M &= K \Phi I; \\
 M - M_c &= J p \omega,
 \end{aligned} \right\} \quad (4.36)$$

где $T_{\gamma} = L/r$ – электромагнитная постоянная времени якоря.

Для двигателей малой и средней мощности $T_{\gamma} = (0,02 \div 0,1) \text{с}$.

Для классических ДПТ индуктивность якоря L можно приближенно определить по формуле

$$L = \frac{\gamma U_{\hat{m}}}{(p U_{\hat{m}} I_{\hat{m}})}, \quad (4.37)$$

где $\gamma = 0,6$ для некомпенсированных и $\gamma = 0,25$ для компенсированных двигателей.

Следует отметить, что в регулируемых электроприводах для сглаживания пульсаций тока в цепь якоря часто включается сглаживающий дроссель. В этом случае величину T_{γ} определяют с учетом параметров дросселя.

Структурная схема, соответствующая системе уравнений (4.36), приведена на рисунке 4.15.

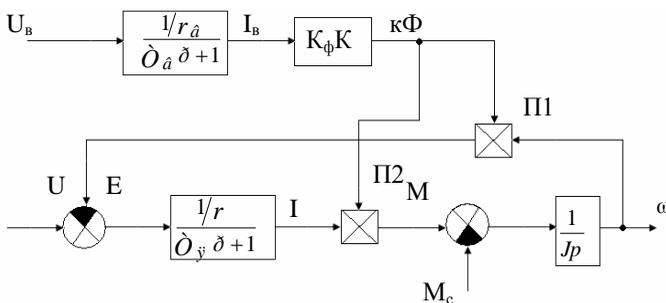


Рис. 4.15 Структурная схема двигателя независимого возбуждения

У двигателя независимого возбуждения два канала управления и, соответственно, два управляющих воздействия – напряжение якоря U и напряжение возбуждения U_v . Возмущающим воздействием является момент нагрузки M_c .

Наличие перемножителей П1, П2 (см. рис. 4.15) свидетельствует о том, что при управлении по цепи возбуждения ДПТ является нелинейным объектом даже при ненасыщенной магнитной системе. Дополнительную нелинейность вносит насыщение магнитной цепи. Это является существенным недостатком управления по цепи возбуждения.

Кроме того, из-за больших значений T_v мало быстрое действие привода при управлении по цепи возбуждения.

Наиболее часто в электроприводе используется управление по цепи якоря при постоянстве потока. В этом случае структурная схема ДПТ представляется в виде рисунка 4.16.

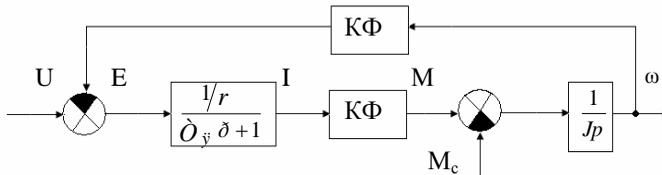


Рис. 4.16 Структурная схема ДПТ НВ при постоянстве потока.

Используя правила преобразований структурных схем, можно получить передаточные функции ДПТ по каналу управления $W_y(p)$ и по каналу возмущения $W_f(S)$:

$$W_{\delta}(p) = \frac{\omega(p)}{U(p)} = \frac{K_a}{\delta_y \delta_i \delta^2 + \delta_i \delta + 1}; \quad (4.38)$$

$$W_f(p) = \frac{\omega(p)}{M_c(p)} = - \frac{K_f (\delta_y \delta + 1)}{\delta_y \delta_i \delta^2 + \delta_i \delta + 1}, \quad (4.39)$$

где $K_{\delta} = 1/(K\Phi)^2$ - коэффициент передачи по каналу управле-

ния; $T_M = yr / (K\Phi)^2$ - электромеханическая постоянная времени, $K_f = r / (K\Phi)^2$ - коэффициент передачи по каналу возмущения.

Приравненный к нулю знаменатель выражений (4.38), (4.39) является характеристическим уравнением. Корни характеристического уравнения

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2T_y} \pm \sqrt{\frac{1}{4T_y^2} - \frac{1}{T_y T_M}} = \frac{1}{T_M} \left(-\frac{m}{2} \pm \sqrt{\frac{m^2}{4} - m} \right), \quad (4.40)$$

где $m = T_M / T_y$.

Если $m \geq 4$, корни уравнения вещественные отрицательные: $p_1 = -\alpha_1$, $p_2 = -\alpha_2$.

В этом случае (4.38) соответствуют аperiodическому звену второго порядка и ДПТ может быть представлен как последовательное соединение двух аperiodических звеньев:

$$W_y(s) = \frac{K_o}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} \quad (4.41)$$

где $T_1 = 1/\alpha_1$; $T_2 = 1/\alpha_2$.

Если $m < 4$, корни характеристического уравнения комплексные с отрицательной вещественной частью, что соответствует колебательному звену. В этом случае (4.38) можно записать в стандартной для колебательного звена форме

$$W_y(p) = \frac{K_o}{T_1^2 p^2 + 2\xi T_1 p + 1}, \quad (4.42)$$

где $T_1 = \sqrt{T_y T_M}$; $\xi = T_M / 2T_y$.

При больших m для практических расчётов можно считать $T_y = 0$. В этом случае ДПТ представляется аperiodическим звеном

$$W_y(p) = \frac{K_m}{T_m p + 1}. \quad (4.43)$$

4.3.6. Механические переходные процессы в приводе с двигателем независимого возбуждения

Переходными или динамическими называются процессы изменения во времени координат электропривода – скорости, тока, температуры и т. д. Наличие переходных процессов (переходных режимов) обусловлено изменениями энергии в элементах привода. Энергия не может изменяться скачком, соответственно не может скачком изменяться координата, определяющая соответствующую энергию. К примеру, кинетическая энергия механической части привода $W_{кин} = J\omega^2/2$, то есть скорость не может изменяться скачкообразно.

Скорости изменения координат определяются соответствующими постоянными времени – электромагнитными, электромеханическими, тепловыми. К примеру, электромагнитная постоянная времени якоря ДПТ $T_я = L/r$ определяет скорости изменения тока и энергии магнитного поля.

В электроприводе выделяют, в частности, следующие виды переходных процессов:

- тепловые, характеризующие изменение температуры элементов;
- электромагнитные, характеризующие изменение токов;
- механические, характеризующие изменение скорости;
- электромеханические – процессы совместного изменения токов и скорости.

В принципе все переходные процессы происходят одновременно, однако ввиду существенной разницы в значениях постоянных времени во многих случаях можно отдельно рассматривать те или иные виды процессов. К примеру, постоян-

ные времени нагревания электрических машин в десятки раз превышают электромеханические и электромагнитные постоянные времена, поэтому электромеханические переходные процессы обычно анализируют при условии постоянства температуры двигателя. В случае, когда электромагнитные постоянные времена существенно меньше электромеханических, отдельно рассматривают механические переходные процессы, считая равными нулю электромагнитные постоянные времена.

Рассмотрим процессы прямого пуска и реверса ДПТ при наличии постоянного потока возбуждения и допущении о равенстве нулю индуктивности якорной цепи и соответственно, равенстве нулю электромагнитной постоянной времени. В этом случае ДПТ представляется апериодическим звеном и при скачкообразном изменении напряжения якоря ток также изменяется скачком. При выбранном допущении система уравнений (4.12) выглядит как

$$U = Ir + C\omega; \quad (4.44)$$

$$M = CI; \quad (4.45)$$

$$M - M_C = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (4.46)$$

где $C = K\Phi$.

Процессы пуска и реверса ДПТ при активном моменте нагрузки M_C иллюстрирует рис. 4.17.

На рис. 4.17а изображены графики механической характеристики нагрузки 1 и электромеханических и механических характеристик двигателя 2, 3, соответствующие двум напряжениям якоря, имеющим разные знаки. На рис. 4.17б приведены графики изменения во времени скорости ω , тока якоря I и электромагнитного момента M .

В момент t_0 на якорь ДПТ подается напряжение, ток якоря изменяется скачком до I_{K3} и ДПТ развивает момент M_{K3} (см. точку А на рис. 4.17а). В этом случае $M > M_C$ и в соответствии с уравнением движения (4.46) $d\omega/dt > 0$, то есть

скорость двигателя увеличивается. С ростом ω разность $M - M_C$ уменьшается (см. участок АВ на характеристике 2), соответственно уменьшаются и угловое ускорение и ток. Установившиеся значения скорости ω , и тока I_C определяются точкой пересечения В характеристик 1 и 2:

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= \frac{U}{C} - \frac{M_C r}{C^2} \\ I_C &= \frac{M_C}{C} \end{aligned} \right\} \quad (4.47)$$

В момент t_1 изменяется знак напряжения якоря, ток якоря скачкообразно изменяется до значения I_p и ДПТ создает момент M_p (см. точку С на рис. 4.17а). Разность $M - M_C$ отрицательна и скорость уменьшается. После реверса установившееся значение скорости ω_2 определяется точкой D пересечения характеристик 1 и 3. Точке D соответствует режим рекуперативного торможения.

Для получения уравнений, описывающих переходные процессы, преобразуем систему (4.44) – (4.46) к виду

$$T_M \frac{d\omega}{dt} + \omega = \frac{U}{C} - \frac{M_C r}{C^2}, \quad (4.48)$$

где $T_M = Jr/C^2$ - электромеханическая постоянная времени.

Выражение (4.48) – неоднородное дифференциальное уравнение первого порядка. Решение такого уравнения:

$$\omega = \omega_{\text{вын}} + \omega_{\text{св}} = \omega_{\text{вын}} + A e^{-\frac{t}{T_M}}, \quad (4.49)$$

где $\omega_{\text{вын}}$ и $\omega_{\text{св}}$ - вынужденная и свободная составляющие; A - величина, определяемая начальными условиями.

Для процесса пуска $\omega_{\text{вын}} = \omega_A$, $A = -\omega_1$. Отсюда имеем

$$\omega = \omega_1 (1 - e^{-\frac{t}{T_M}}). \quad (4.50)$$

Уравнение для тока якоря при пуске

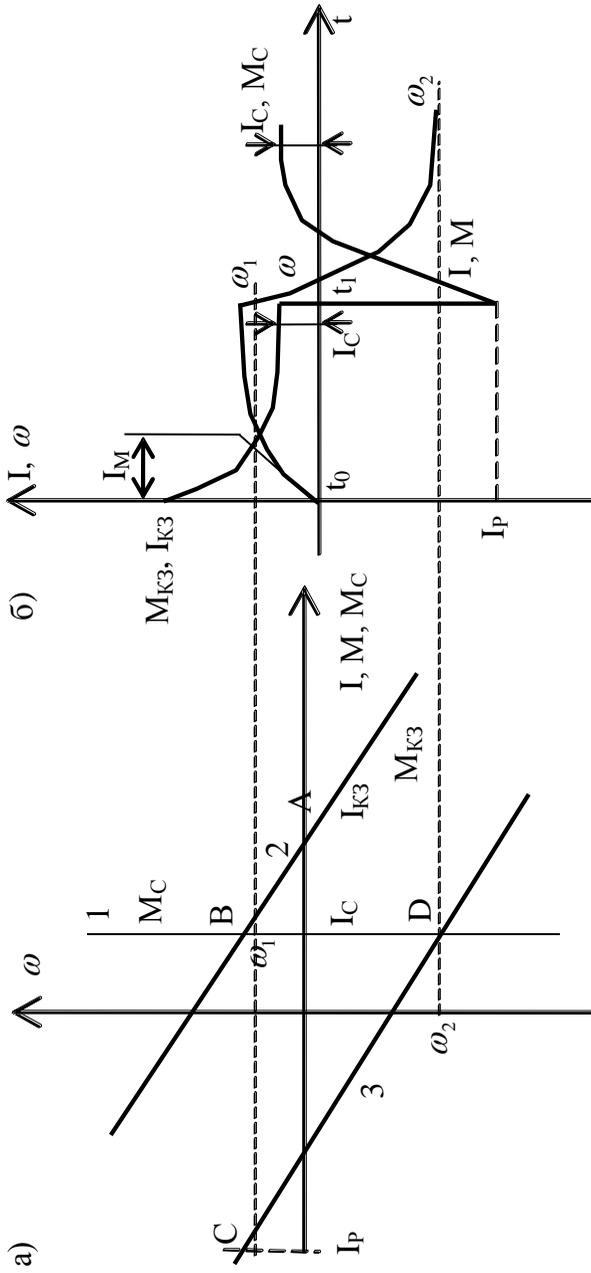


Рис. 5.17. К процессам пуска и реверса ДПТ при активной нагрузке.

$$I = I_C + (I_{КЗ} - I_C)e^{-\frac{t}{T_M}} . \quad (4.51)$$

Касательная, проведенная к графику $\omega(t)$ в момент t_0 , пересекает горизонтальную линию со значением ω_1 в момент времени T_M .

Теоретически переходный процесс длится бесконечно, однако практически считают, что время переходного процесса $t_{II} = (3 \div 4)T_M$. При $t = 3T_M$ скорость $\omega \approx 0,95\omega_1$.

Значения токов при прямом пуске и реверсе могут многократно превышать номинальный ток.

4.4. Двигатели постоянного тока последовательного возбуждения.

В рассматриваемом двигателе якорь и обмотка возбуждения ОВ включены последовательно и ток якоря I равен току возбуждения I_a - рис. 4.18а. Магнитный поток Φ и ток возбуждения связаны кривой намагничивания (рис. 4.18б), соответственно Φ - функция тока якоря $\Phi = \Phi(I)$.

а)

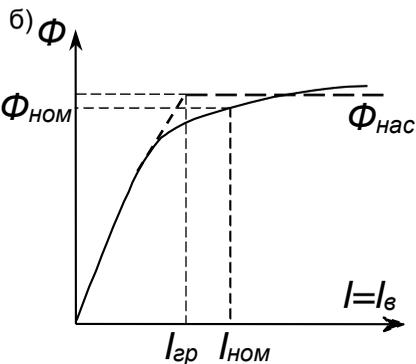
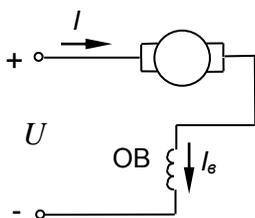


Рис. 4.18. Схема включения ДПТ последовательного возбуждения (а) и кривая намагничивания (б)

С учетом (4.8), (4.10) для установившегося режима ра-

боты запишем:

$$\left. \begin{aligned} U &= rI + k\Phi(I)\omega; \\ M &= k\Phi(I) \cdot I, \end{aligned} \right\} \quad (4.52)$$

где r - сопротивление цепи якоря.

Отсюда уравнения статических электромеханической $\omega = f(I)$ и механической $\omega = f(M)$ характеристик

$$\omega = \frac{U}{K\Phi(I)} - \frac{Ir}{K\Phi(I)}; \quad (4.53)$$

$$\omega = \frac{U}{K\Phi(I)} - \frac{Mr}{K\Phi(I)}. \quad (4.54)$$

Для упрощения анализа аппроксимируем кривую намагничивания двумя прямыми (см. рис. 4.18б). При $I < I_{cp}$ (I_{cp} - граничный ток) магнитный поток пропорционален току якоря, то есть $\Phi = K_{\phi}I$, а при $I > I_{cp}$ поток постоянен $\Phi = \Phi_{нас}$. Соответственно, когда $I > I_{cp}$,

$$\omega = \frac{U}{K\Phi_{нас}} - \frac{Ir}{K\Phi_{нас}}; \quad (4.55)$$

$$\omega = \frac{U}{K\Phi_{нас}} - \frac{Mr}{K^2\Phi_{нас}^2}. \quad (4.56)$$

Уравнения (5.55), (5.56) аналогичны уравнениям статических характеристик ДПТ независимого возбуждения.

Когда $I < I_{cp}$, имеем

$$\omega = \frac{U}{KK_{\phi}I} - \frac{r}{KK_{\phi}}; \quad (4.57)$$

$$\omega = \frac{U}{\sqrt{KK_{\phi}M}} - \frac{r}{KK_{\phi}}. \quad (4.58)$$

Графики статических характеристик приведены на рис. 4.19.

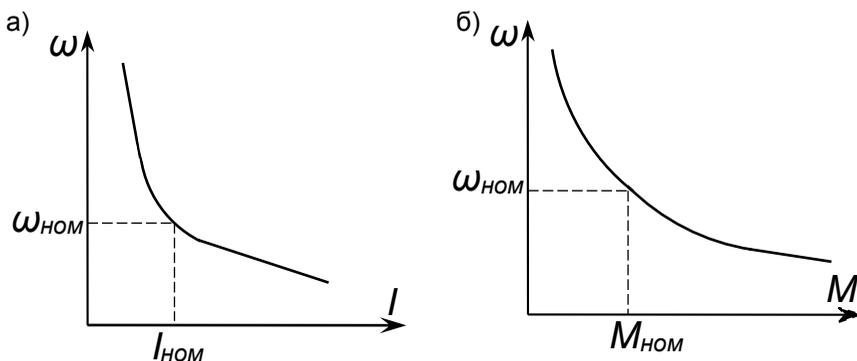


Рис. 4.19. Электромеханическая (а) и механическая (б) характеристики ДПТ последовательного возбуждения

В области малых нагрузок характеристики имеют гиперболический характер. При принятой модели двигателя скорость идеального холостого хода $\omega_0 = \infty$. Реально скорость $\omega_0 = U / K\Phi_{ост}$, где $\Phi_{ост}$ - поток остаточного намагничивания. Эта скорость очень велика и недопустима по условиям механической прочности. В связи с этим ДПТ последовательного возбуждения нельзя включать при малых нагрузках.

Когда $I > I_{ном}$, магнитный поток можно увеличить на (10 - 15)% относительно $\Phi_{ном}$ (см. рис. 4.18). В связи с этим при допустимых перегрузках по току $\lambda_I = 2 \div 2,5$ перегрузочная способность по моменту $\lambda_M = M_{дон} / M_{ном} = 2,5 \div 3,0$.

Изменение полярности напряжения U в схеме рис. 4.18а приводит к одновременному изменению знаков тока якоря и магнитного потока, то есть знак электромагнитного момента не меняется и реверса не происходит. Для осуществления реверса необходимо изменить полярность лишь одного из токов.

Форма механической характеристики определяет области применения ДПТ последовательного возбуждения – механизмы, где с уменьшением момента желательно повышение

скорости.

4.5. Двигатели постоянного тока смешанного возбуждения.

Рассматриваемые двигатели имеют обмотки независимого и последовательного возбуждения ОНВ и ОПВ – рис. 4.20а.

Зависимость магнитного потока Φ от тока якоря приведена на рис. 4.20б. Поток $\Phi_{НВ}$ создается обмоткой независимого возбуждения. Обычно $\Phi_{НВ} = (0,7 \div 0,85)\Phi_{ном}$. При предельном токе $I = I_{пр}$ потоки, создаваемые ОНВ и ОПВ, взаимно компенсируются.

Графики электромеханической и механической характеристик приведены на рис. 4.21 .

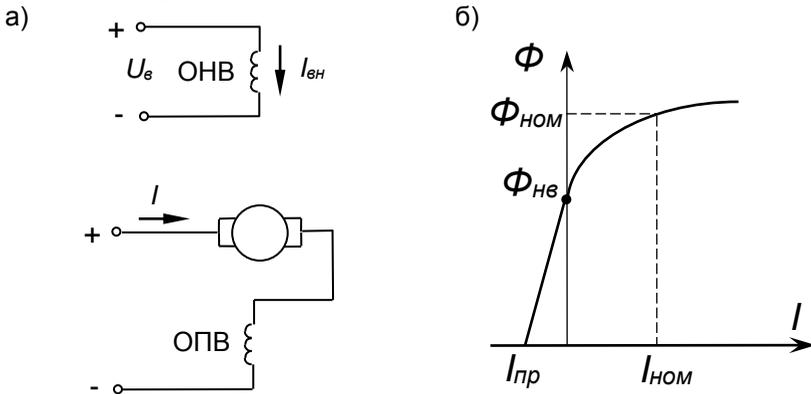


Рис. 4.20. Схема включения (а) и характеристика намагничивания (б) ДПТ смешанного возбуждения

Скорость идеального холостого хода определяется потоком обмотки независимого возбуждения $\omega_0 = U_{\text{ном}} / K\Phi_{\text{нв}}$. Обычно $\omega_0 = (1,3 \div 1,6)\omega_{\text{ном}}$.

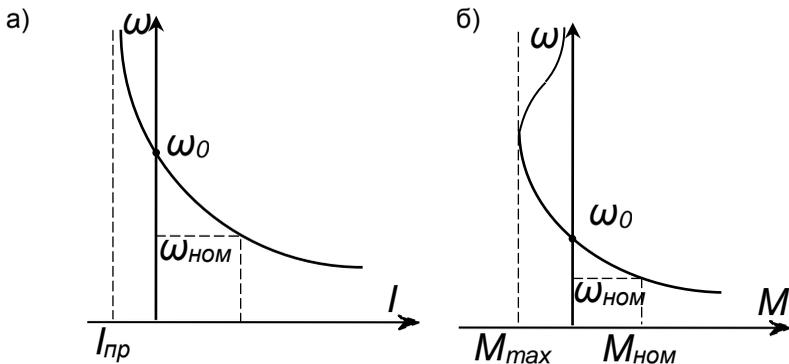


Рис. 4.21. Статические характеристики ДПТ смешанного возбуждения

При $I \rightarrow I_{пр}$ скорость $\omega \rightarrow \infty$, электромагнитный момент $M \rightarrow 0$. Максимальное значение момента в режиме рекуперативного торможения $M_{max} = (0,3 \div 0,7)M_{ном}$.

Перегрузочная способность двигателя по моменту $\lambda_M = 2,2 \div 2,7$.

4.6. Универсальные коллекторные двигатели.

Как уже отмечалось, изменение полярности напряжения в схеме рис. 4.18а не приводит к реверсу ДПТ последовательного возбуждения, откуда можно сделать вывод о возможности питания двигателя переменным напряжением. В универсальных коллекторных двигателях (УКД) также как и в ДПТ

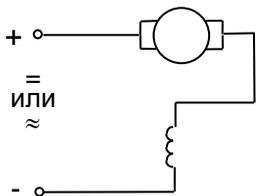


Рис. 4.22. Схема включения УКД

последовательного возбуждения якорь и обмотка возбуждения включены последовательно – рис. 4.22. Двигатели могут питаться как постоянным, так и однофазным переменным напряжением. В отличие от классических ДПТ магнитопровод статора УКД вы-

полняется шихтованным, так как при питании переменным током поток возбуждения пульсирующий.

Основной недостаток УКД обусловлен тем, что пульсирующий поток наводит в якоре трансформаторную ЭДС. Так как в моменты коммутации щетки закорачивают катушки якоря, наличие трансформаторной ЭДС приводит к повышенному искрению под щетками и радиопомехам.

Для уменьшения радиопомех УКД оснащаются фильтрами.

Универсальные коллекторные двигатели широко применяются в бытовых приборах.

5. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О МАШИНАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

5.1. Обмотки машин переменного тока

К машинам переменного тока относятся, в частности, асинхронные двигатели, синхронные двигатели и генераторы и информационные микромашины, например, сельсины и вращающиеся трансформаторы.

Машины переменного тока классической конструкции имеют статор с многофазной обмоткой, часто трехфазной. Обмотка размещается в пазах на внутренней поверхности статора, который набирается из пластин электротехнической стали, имеющих форму колец с углублениями (пазами) - рис. 5.1а.

Простейшим элементом обмотки является виток, который имеет два параллельных проводника, уложенных в двух пазах на некотором расстоянии y - рис. 6.1,в (на рисунке показана развертка статора). Шаг обмотки y примерно равен одному полюсному делению τ :

$$\tau = \pi D / 2p \quad (5.1)$$

где D - внутренний диаметр статора; p - число пар полюсов машины.

Полюсное деление выражают также в числе пазов:

$$\tau = z/2p \quad (5.2)$$

где z - общее число пазов.

Шаг обмотки τ также может измеряться количеством пазов.

Обычно витки, лежащие в одних и тех же пазах, объединяют в катушки – рис. 5.1г. Все катушки разбивают на одинаковые группы по числу фаз, располагая их симметрично по окружности. Каждая такая группа образует отдельную электрическую цепь - фазу обмотки, которую также называют фазной обмоткой или обмоткой фазы.

Фазы трехфазной обмотки обозначают обычно буквами А, В, С, а началам и концам фаз присваивают индексы в соответствии с рис. 5.2б.

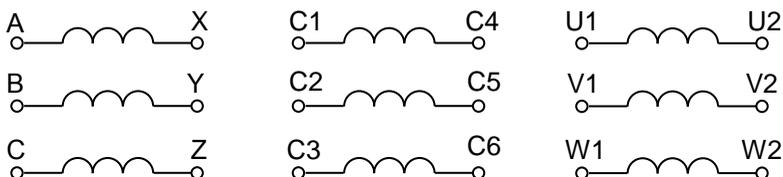


Рис. 5.2. Обозначение выводов трехфазных обмоток

Одним из основных параметров обмотки является число пазов на полюс и фазу

$$q = z/(2pm) \quad (5.3)$$

где m - число фаз.

При $q=1$ обмотка называется сосредоточенной, при $q>1$ – распределенной.

Статор на рис. 5.1,а имеет всего 6 пазов 1-6. В этих пазах может быть уложена трехфазная сосредоточенная обмотка с одной парой полюсов. При этом каждая фаза будет иметь по одной катушке, уложенной в двух диагональных пазах, то есть, например, в пазах 1, 4 - фаза А, в пазах 3, 6 - фаза В, в пазах 5, 2 - фаза С. Схема такой обмотки изображена на рис. 5.1б, где

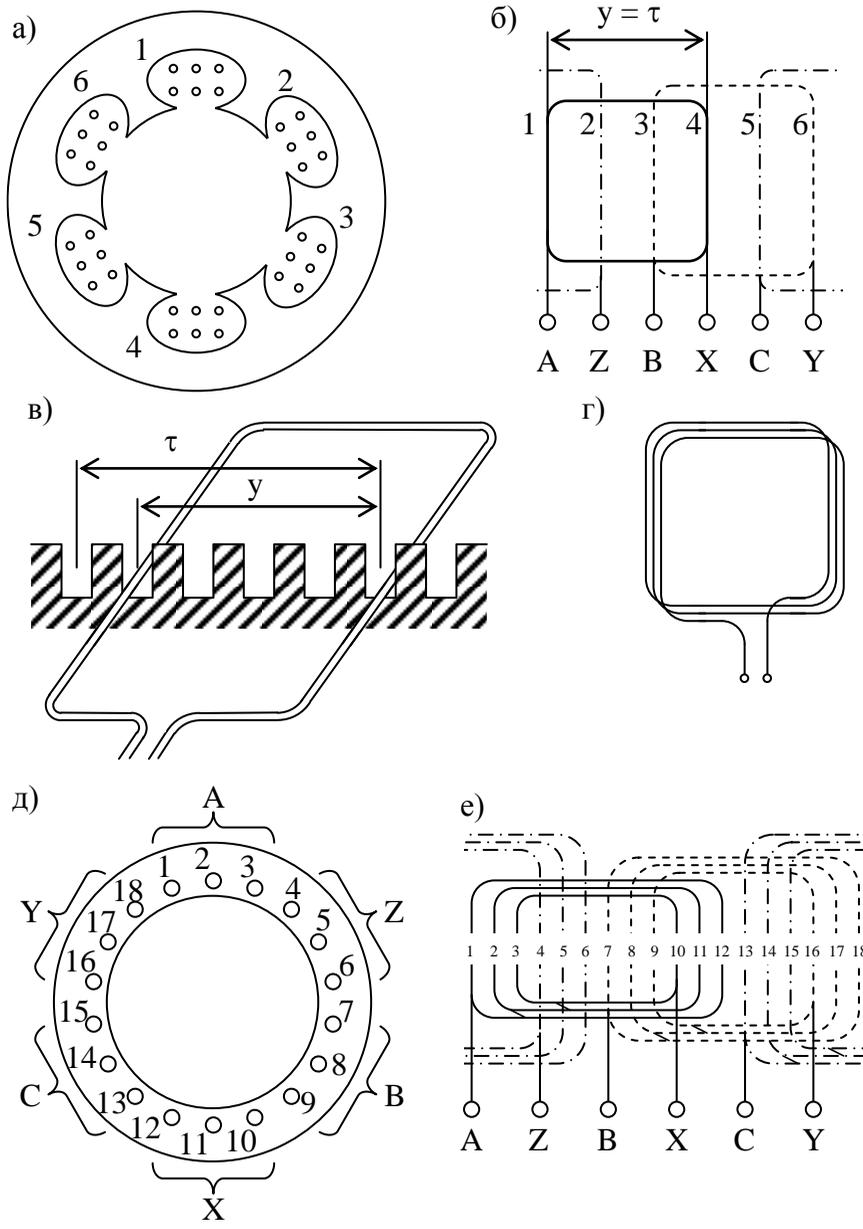


Рис. 5.1. Обмотки машин переменного тока

сплошной линией показана фаза А, штриховой - фаза В и штрихпунктирной - фаза С. Шаг обмотки у равен полюсному делению τ , а $q = 1$.

Обычно статор машин переменного тока имеет больше шести пазов. Рис. 5.1д,е иллюстрируют расположение катушек трехфазной распределенной обмотки машины с одной парой полюсов и 18 пазами. Каждая фаза обмотки состоит из трех катушек, уложенных в шесть пазов, при этом $q=3$.

На рис. 5.3 изображена схема трехфазной сосредоточенной обмотки с двумя парами полюсов. Каждая фаза состоит из двух катушек, например, фаза А из катушек, уложенных в пазы 1, 4 и 7, 10.

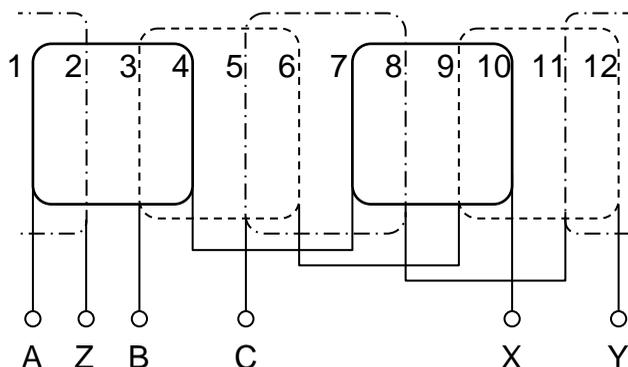


Рис. 5.3. Схема трехфазной сосредоточенной обмотки с двумя парами полюсов

На рис. 5.3 приведены схемы однослойных обмоток с наличием в каждом пазу лишь одной стороны катушки. В машинах переменного тока широко используются и двухслойные обмотки, когда в одном пазу укладывают две стороны двух различных катушек.

5.2. Магнитодвижущие силы обмоток переменного тока

Магнитодвижущие силы (МДС) многофазных обмоток должны создавать в воздушном зазоре машины круговое рав-

номерно вращающееся магнитное поле. Для этого каждая фазная обмотка в идеальном случае должна иметь МДС, синусоидально распределенную в пространстве. Рассмотрим распределение МДС в реальных обмотках.

На рис. 5.4в соответствии с "правилом буравчика" показаны направления магнитных потоков, создаваемых током одной фазы сосредоточенной обмотки с одной парой полюсов (рис. 5.4а) и сосредоточенной обмотки с двумя парами полюсов (рис. 5.4б).

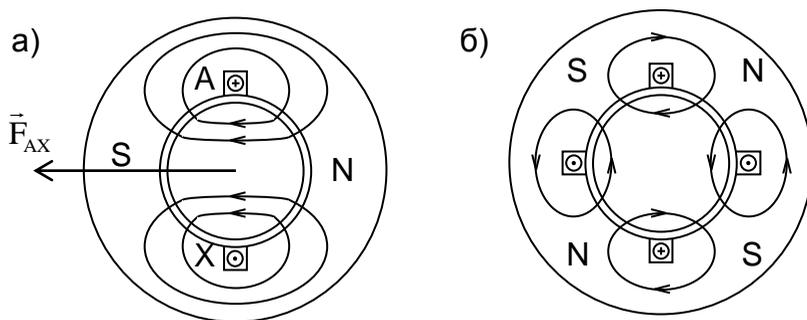


Рис. 5.4. Направления магнитных потоков, создаваемых током в фазе двухполюсной (а) и четырехполюсной (б) машин

Характер распределения МДС рассмотрим на примере двухполюсной машины с простейшей сосредоточенной обмоткой - рис. 5.4б.

Магнитодвижущая сила катушки равна произведению тока i на число витков w : $F_k = iw$. Если принять, что сопротив-

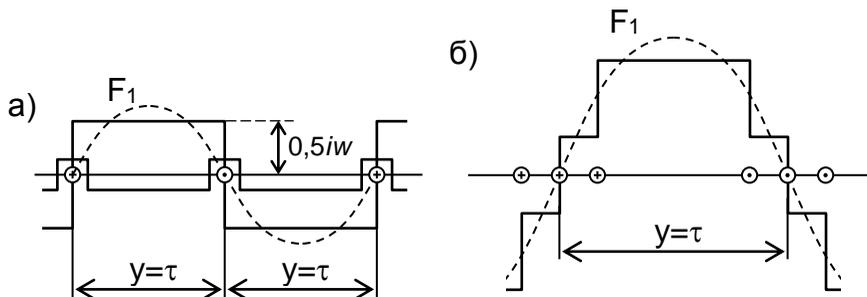


Рис. 5.5. Распределение МДС сосредоточенной (а) и распределенной (б) обмоток

ления ферромагнитных участков равны нулю и вся МДС расходуется на преодоление сопротивлений воздушного зазора, график распределения МДС будет иметь форму меандра - рис. 5.5а. Так как магнитный поток дважды пересекает воздушный зазор, во всех точках зазора величина МДС $F = 0,5F_k = 0,5i_w$. Знак МДС меняется на оси паза с проводниками.

В графике распределения МДС можно выделить первую гармонику F_1 (пунктирная линия на рис. 6.5,а) и ряд высших гармоник. Амплитуда первой гармоники в соответствии с разложением в ряд Фурье:

$$F_{c1m} = 2i_w / \pi \approx 0,636i_w. \quad (5.4)$$

Амплитуды высших гармоник сосредоточенной обмотки относительно велики. С целью улучшения характера распределения МДС применяют распределение обмотки, укорочение шага, скос пазов. Для примера на рис. 6.5,б изображен график МДС распределенной обмотки с $q=3$, который свидетельствует о большем приближении формы МДС к синусоиде, чем у сосредоточенной обмотки.

Распределение обмотки, укорочение ее шага и скос пазов приводит к уменьшению МДС, причем обычно высшие гармоники ослабляются в большей степени, чем основная. Соотношение между амплитудами ν -й гармоники МДС распределенной обмотки $F_{p\nu}$ и МДС $F_{c\nu}$ сосредоточенной обмотки с тем же числом витков называют коэффициентом распределения обмотки по ν -й гармонике: $k_{p\nu} = F_{p\nu} / F_{c\nu}$.

Для первой гармоники коэффициент k_{p1} , всегда меньше единицы, но близок к ней. С ростом порядка гармоники коэффициент $k_{p\nu}$ существенно уменьшается, что приближает форму МДС к синусоиде.

Аналогично при укорочении шага обмотки и скосе пазов изменение гармонических составляющих МДС по сравнению с МДС сосредоточенной обмотки характеризуется соответственно коэффициентом укорочения обмотки по ν -й гармо-

нике k_{pv} и коэффициентом скоса k_{ckv} .

Произведение коэффициентов распределения, укорочения шага и скоса пазов называется обмоточным коэффициентом: $k_{обv} = k_{pv} \cdot k_{yv} \cdot k_{ckv}$.

Амплитуду первой гармоники МДС произвольной обмотки можно выразить через МДС сосредоточенной обмотки с тем же числом витков w и обмоточный коэффициент для первой гармоники:

$$F_{1m} = F_{c1m} k_{p1} k_{y1} k_{ck1} = F_{c1m} k_{об1} \approx 0,636 i w k_{об1}. \quad (5.5)$$

Коэффициент $k_{об1}$ всегда меньше единицы. Произведение $w k_{об1}$ называют эффективным числом витков обмотки $w_{эф}$.

Распределение обмотки, укорочение шага и скос пазов приближает графики МДС к синусоиде. В дальнейшем будем рассматривать идеализированные машины с синусоидальным распределением МДС. При равномерном воздушном зазоре индукция пропорциональна МДС, то есть график распределения индукции также синусоидален.

Синусоидальность распределения МДС позволяет использовать понятия «вектор фазной МДС» «ось фазы» (ось обмотки). Величину вектора МДС часто принимают равной амплитуде первой гармоники МДС, а ось проводят через точку максимума данной гармоники. В соответствии с приведенным определением вектор МДС фазной обмотки $AХ$ \vec{F}_{AX} направлен перпендикулярно плоскости данной обмотки - рис. 5.4а.

Ось фазной обмотки совпадает с направлением вектора МДС, создаваемой током в данной обмотке. Оси фазных обмоток трехфазной машины с одной парой полюсов смещены в пространстве друг относительно друга на 120° . В связи с этим при выполнении схем трехфазную обмотку часто изображают в соответствии с рис. 5.ба.

В машине с произвольным числом пар полюсов p график распределения МДС имеет период повторения, равный

двойному полюсному делению 2τ . Этот период принимается за 360 электрических градусов (эл. град.) или 2π электрических радиан. Так как в развёртке статора число двойных полюсных делений равно p , то 360 геометрических градусов (геом. град) равно $360p$ электрических градусов, то есть

$$\text{эл.град.} = \text{геом.град.} \cdot p \quad (5.6)$$

В связи с этим считают, что оси фаз трехфазной обмотки смещены друг относительно друга на 120 электрических градусов. Некоторые машины имеют двухфазную обмотку, оси которой смещены на 90 электрических градусов.

На роторе машины переменного тока также может размещаться многофазная обмотка.

5.3. Создание вращающегося магнитного поля в машинах переменного тока

При питании одной фазы синусоидальным током создается пульсирующее магнитное поле, когда вектор МДС направлен по оси фазы и его величина изменяется во времени по синусоиде. Некоторые машины, например, сельсины и вращающиеся трансформаторы могут работать при пульсирующем поле. Для работы многих машин необходимо вращающееся магнитное поле. Рассмотрим вопросы создания вращающегося магнитного поля вначале на примере двухфазной машины.

Двухфазные машины имеют две фазные обмотки, оси которых $1, 2$ сдвинуты на 90° - рис. 6.6,б,г. Соответственно на 90° сдвинуты векторы фазных МДС \vec{F}_1 и \vec{F}_2 . Модули векторов \vec{F}_1 и \vec{F}_2 пропорциональны фазным токам i_1, i_2 :

$$F_1 = k_1 i_1, F_2 = k_1 i_2, \quad (5.7)$$

где $k_1 = 0,636 k_{061w}$ (w - число витков каждой фазной обмотки).

Результирующий вектор МДС \vec{F} равен сумме векторов фазных МДС: $\vec{F} = \vec{F}_1 + \vec{F}_2$.

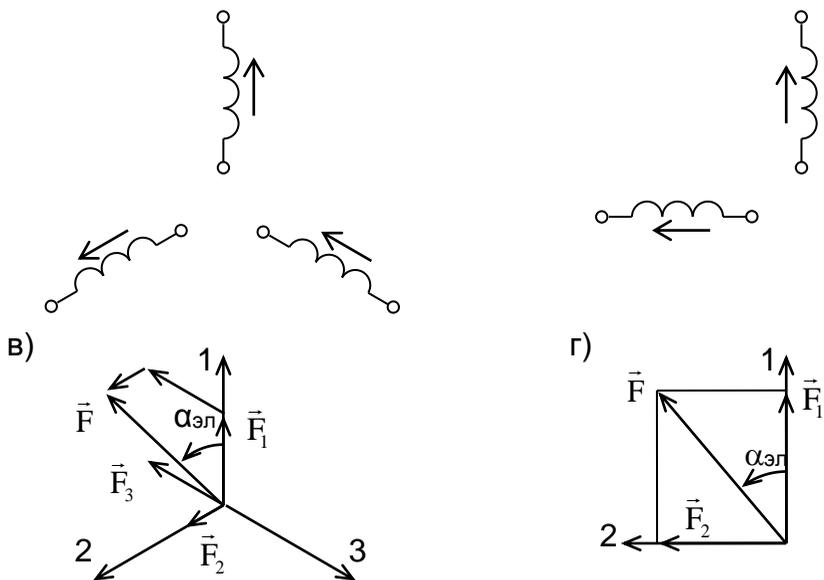


Рис. 5.6. Расположение осей фазных обмоток и векторные диаграммы МДС трехфазной (а, в) и двухфазной (б, г) машин

Полярные координаты вектора \vec{F} (модуль F и аргумент $\alpha_{эл}$) связаны с ортогональными координатами F_1 и F_2 соотношением:

$$F = \sqrt{F_1^2 + F_2^2} = k_1 \sqrt{i_1^2 + i_2^2}, \quad (5.8)$$

$$\alpha_{эл} = \arctg(F_2 / F_1) = \arctg(i_2 / i_1)$$

Угол $\alpha_{эл}$ измеряется в электрических градусах.

Для создания кругового равномерно вращающегося магнитного поля в двухфазной машине необходимо запитать ее обмотки синусоидальными токами, сдвинутыми по фазе на 90° , например, в соответствии с выражением:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_m \cos \omega t ; \\ i_2 &= I_m \sin \omega t . \end{aligned} \right\} \quad (5.9)$$

где I_m , ω - константы.

Подставив (5.8) в (5.7), получим

$$F = k_1 I_m; \alpha_{эл} = \omega t. \quad (5.10)$$

Исходя из (5.6), (5.10), скорость вращения поля в геометрических единицах

$$\omega_1 = \omega / p. \quad (5.11)$$

Таким образом, вектор результирующей МДС равномерно вращается с частотой ω_1 , а его модуль равен константе, что свидетельствует о создании кругового равномерно вращающегося магнитного поля (кругового поля).

При выбранном направлении осей машины 1, 2 и изменении фазных токов в соответствии с (6.9) вектор МДС вращается против часовой стрелки. Если изменить знак одного из фазных токов, вектор МДС будет вращаться по часовой стрелке.

На рис. 5.6в изображена векторная диаграмма МДС трехфазной машины. Результирующий вектор \vec{F} равен сумме трех векторов фазных МДС $\vec{F}_1, \vec{F}_2, \vec{F}_3$. Для получения кругового поля можно запитать машину трехфазной системой синусоидальных токов i_1, i_2, i_3 :

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_m \cos \omega t; \\ i_2 &= I_m \cos(\omega t - 120^\circ); \\ i_3 &= I_m \cos(\omega t - 240^\circ). \end{aligned} \right\} \quad (5.12)$$

В этом случае, $F = 1,5k_1 I_m$, $\alpha_{эл} = \omega t$, то есть образуется круговое поле, вращающееся против часовой стрелки. Для обеспечения вращения поля по часовой стрелке необходимо изменить фазы двух токов на 120° , то есть питать машину синусоидальными токами в соответствии с выражением:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_m \cos \omega t; \\ i_2 &= I_m \cos(\omega t - 240^\circ); \\ i_3 &= I_m \cos(\omega t - 120^\circ). \end{aligned} \right\} \quad (5.13)$$

В этом случае $\alpha_{эл} = -\omega t$.

Для скорости поля справедливо выражение (5.10).

Обмотку трехфазных машин обычно соединяют в звезду (Y) или треугольник (Δ) и питают от трехфазной сети переменного напряжения - рис. 5.7. В этом случае в обмотке образуется трехфазная система синусоидальных токов, то есть в машине создается круговое поле.

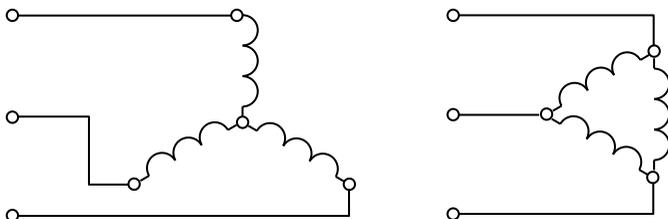


Рис. 5.7. Схемы соединения обмотки трехфазной машины

При соединении в треугольник напряжение на фазе обмотки равно линейному напряжению питающей сети. При соединении в звезду напряжение на фазе обмотки в $\sqrt{3}$ раз меньше линейного напряжения питающей сети.

Большинство трехфазных машин имеют номинальное напряжение фазы 220 В, поэтому при подключении к трехфазной сети с линейными напряжениями 380 В обмотку машины необходимо соединять в звезду. Если имеется сеть с линейными напряжениями 220 В, то обмотку следует соединять в треугольник.

Независимо от схемы соединения обмотки для изменения направления вращения магнитного поля необходимо поменять местами две любые фазы питающей сети.

Частоту вращения магнитного поля называют синхронной скоростью и часто выражают в оборотах в минуту (об/мин):

$$n_1 = 60\omega / (2\pi p) = 60f / p, \quad (5.14)$$

где f - частота питающих токов, выраженная в Гц.

Обычно число пар полюсов не превышает пяти и частота питающих токов равна 50 Гц. При этом синхронная скорость в зависимости от числа пар полюсов принимает значения 3000, 1500, 1000, 750, 600 об/мин.

5.4. Электродвижущие силы, индуктируемые в обмотках машин переменного тока

При вращающейся МДС можно с достаточной степенью точности считать, что в воздушном зазоре образуется круговое равномерно вращающееся магнитное поле. Соответственно изменяется во времени магнитный поток, сцепленный с каждым из витков статорной обмотки, и в фазах машины наводятся синусоидальные ЭДС.

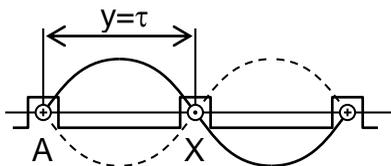


Рис. 5.8. К определению ЭДС

На рис. 5.8 сплошной линией показан график распределения магнитной индукции для случая, когда с витком AX сцеплен максимальный поток Φ_m , равный результирующему магнитному потоку в воздушном

зазоре. Ввиду того, что поле вращается, через время, равное половине периода переменного питающего тока $\Delta t = T/2 = 1/2f$, график распределения индукции будет соответствовать пунктирной линии, то есть с витком будет сцеплен поток $-\Phi_m$.

Среднее значение ЭДС сосредоточенной обмотки с числом витков w_1 :

$$E_{cp} = w_1 \Delta \Phi / \Delta t = 2w_1 [\Phi_m - (-\Phi_m)] / T = 4w_1 f \Phi_m. \quad (5.15)$$

Для действующего значения синусоидальной ЭДС, исходя из (5.15), можно записать:

$$E = 4,44 f w_1 \Phi_m. \quad (5.16)$$

Действующее значение ЭДС произвольной обмотки

$$E = 4,44 f w_1 \Phi_m k_{об1}, \quad (5.17)$$

где $k_{об1}$ - обмоточный коэффициент статорной обмотки.

Формулы (5.16), (5.17) справедливы для ЭДС, наводимых пульсирующими полями, при этом Φ_m - максимальное значение потока, пронизывающего виток обмотки.

Приложенное к фазе напряжение уравнивается падением напряжения на активном сопротивлении и ЭДС, наводимой магнитным полем. Если пренебречь падением напряжения на активном сопротивлении, то ЭДС равна приложенному напряжению. Исходя из этого и (5.17), магнитный поток определяется, в частности, приложенным напряжением.

6. АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

6.1. Устройство и принцип действия асинхронных двигателей

Асинхронные двигатели (АД) классической конструкции имеют шихтованные сердечники статора и ротора, разделенные воздушным зазором, который стремятся сделать как можно меньшим для улучшения магнитной связи между статором и ротором. Статорная обмотка в большинстве случаев выполняется трехфазной и рассчитывается на питание от стандартной трехфазной сети переменного напряжения. Роторная обмотка выполняется трехфазной или многофазной и обычно замыкается накоротко.

Обычно статорная обмотка соединяется в звезду или треугольник и подключается к трехфазной сети (см. рис. 5.7). При этом создается магнитное поле, вращающееся с синхронной частотой n_1 , определяемой по (5.13). Если частота вращения ротора n_2 не равна n_1 , то магнитное поле перемещается относительно ротора и в роторной обмотке наводится ЭДС. При замкнутой цепи обмотки ротора в ней протекают токи, что приводит к созданию магнитного поля ротора. В результате взаимодействия полей статора и ротора образуется электромагнитный момент.

При равенстве величин n_1 и n_2 ЭДС в роторе не наводится и электромагнитный момент не создается. В связи с тем, что двигатель развивает момент при скоростях, отличных от скорости вращения магнитного поля (синхронной скорости), он называется асинхронным. Скорость идеального холостого хода АД равна скорости поля.

Относительную разность частот вращения магнитного поля и ротора называют скольжением:

$$s = (n_1 - n_2) / n_1. \quad (6.1)$$

Скольжение часто выражают в процентах:

$$s = [(n_1 - n_2) / n_1] \cdot 100\%. \quad (6.2)$$

Асинхронные двигатели по конструкции разделяют на два основных типа: с короткозамкнутым и с фазным ротором.

В двигателях с короткозамкнутым ротором обмотка ротора выполняется в виде "беличьей клетки" и не имеет выводов. Беличья клетка состоит из уложенных в пазы магнитопровода ротора проводящих стержней, замкнутых накоротко с торцов двумя кольцами. В двигателях большой мощности беличью клетку выполняют из медных стержней, концы которых сваривают в медные короткозамыкающие кольца. В двигателях малой и средней мощности беличью клетку получают путем заливки пазов ротора алюминиевым сплавом. Вместе со стержнями отливают короткозамыкающие кольца и торцевые лопасти для вентиляции машины.

В электрическом отношении беличья клетка представляет собой многофазную обмотку, соединенную звездой и замкнутую накоротко. Число фаз обмотки равно числу пазов ротора.

В двигателях с фазным ротором обмотка выполняется трехфазной так же, как и обмотка статора. Роторную обмотку соединяют в звезду без нулевого провода, а концы подводят к трем контактными кольцам, которые установлены соосно на валу ротора и вращаются вместе с ним. Напряжение с роторной обмотки снимается с помощью неподвижных щеток, скользящих по контактными кольцам. Такая конструкция машины позволяет вводить в цепь ротора добавочные сопротивления для улучшения пусковых свойств двигателей и регулирования скорости.

6.2. Энергетическая диаграмма асинхронной машины

Энергетическая диаграмма асинхронной машины, работающей в двигательном режиме, изображена на рис. 6.1. К статору машины из сети подводится мощность:

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1, \quad (6.3)$$

где m_1 - количество фаз статора; U_1, I_1 - действующие значения фазного напряжения и тока; φ_1 - угол сдвига фаз между напряжением и током.

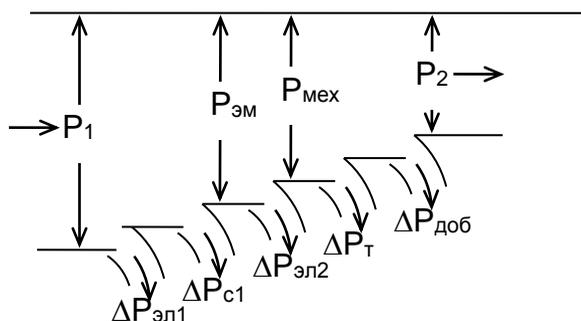


Рис. 6.1. Энергетическая диаграмма асинхронного двигателя

Часть потребляемой из сети мощности расходуется на потери в активных сопротивлениях статорной обмотки $\Delta P_{эл1} = m_1 I_1^2 r_1$ (r_1 - активное сопротивление фазы статора) и потери $\Delta P_{с1}$ в стали статора от гистерезиса и вихревых токов. Оставшаяся часть мощности $P_{эм}$ передается магнитным потоком в ротор и называется электромагнитной мощностью. Электромагнитную мощность можно выразить через электромагнитный момент и скорость вращения магнитного поля ω_1 :

$$P_{эм} = M\omega_1. \quad (6.4)$$

В роторе часть мощности тратится на покрытие электрических потерь $\Delta P_{эл2}$. Ввиду того, что в двигательном режиме АД обычно работает в области малых скольжений и частота перемагничивания ротора мала, потери в стали ротора практически отсутствуют.

Оставшаяся часть мощности превращается в полную механическую мощность:

$$P_{мех} = M\omega_2, \quad (6.5)$$

где ω_2 - скорость ротора.

Полезная мощность P_2 на валу двигателя меньше механической мощности на величину механических потерь ΔP_m (потери на трение в подшипниках, щеточном узле, потери на вентиляцию) и добавочных потерь $\Delta P_{доб}$, которые состоят из пульсационных и поверхностных потерь, возникающих при вращении ротора из-за пульсаций магнитного потока вследствие наличия зубцов статора и ротора, а также потерь, вызванных высшими гармониками МДС.

Полезная мощность

$$P_2 = M_2 \omega_2, \quad (6.4)$$

где M_2 - момент на валу АД.

6.3. Схема замещения асинхронной машины

Для расчета токов, потерь мощности и падений напряжений в асинхронном двигателе используют схемы замещения, в частности - Т-образную схему - рис. 6.2. В данной схеме: r_1, x_1 - активное сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния фазы статора; r'_m, x'_m активное и индук-

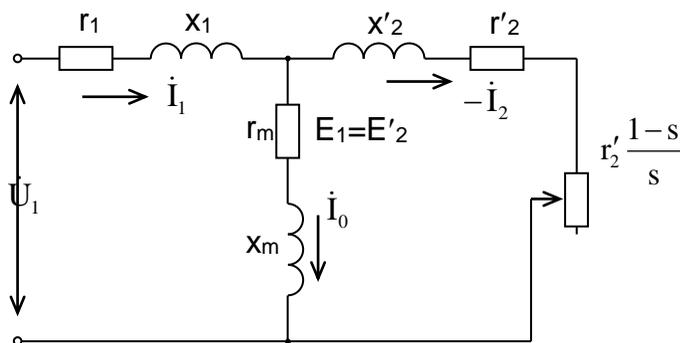


Рис. 6.2. Т-образная схема замещения асинхронного двигателя

тивное сопротивления контура намагничивания; r'_2, x'_2 - при-

веденные активное и индуктивное сопротивления ротора при частоте питания; \dot{I}_1 - ток фазы статора; \dot{I}'_2 - приведенный ток ротора; I_0 - ток контура намагничивания; \dot{E}_1 - ЭДС статора; \dot{E}'_2 - приведенная ЭДС ротора.

Отношение ЭДС статора \dot{E}_1 и ротора \dot{E}'_2 называют коэффициентом трансформации ЭДС:

$$E_1 / E_2 = w_1 k_{об1} / (w_2 k_{об2}) = k_E, \quad (6.7)$$

где w_2 , $k_{об2}$ - число витков и обмоточный коэффициент обмотки ротора.

Приведенная ЭДС $E'_2 = E_1 = k_E E_2$. Приведенный ток ротора определяется по формуле:

$$I'_2 = \frac{m_2 w_2 k_{об2}}{m_1 w_1 k_{об1}} I_2 = \frac{1}{k_i} I_2, \quad (6.8)$$

где m_2 - количество фаз ротора; I_2 - ток фазы ротора. Для приведенных сопротивлений справедливо выражение:

$$r'_2 = k_i k_E r_2 = k_A r_2, \quad x'_2 = k_A x_2, \quad (6.9)$$

где r_2 , x_2 - активное и индуктивное сопротивления ротора.

По схеме замещения можно определить токи, ЭДС, потери в АД в зависимости от скорости (скольжения s). Сопротивление r_m определяет потери в стали статора. Мощность, выделяющаяся в переменном сопротивлении $r'_2(1-s)/s$, численно равна механической мощности двигателя $P_{мех}$. Параметры схем замещения двигателей приводятся в справочниках.

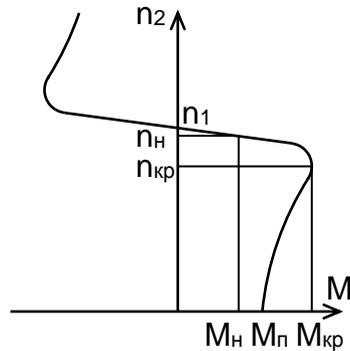
6.4. Механическая и электромеханические характеристики асинхронного двигателя

Важное значение для оценки свойств АД имеет механическая характеристика - зависимость частоты вращения ротора n_2 от электромагнитного момента $n_2=f(M)$. Механическую характеристику можно построить с использованием схемы за-

мещения. Для машин мощностью более 10 кВт с достаточной степенью точности механическую характеристику определяют по упрощенной формуле:

$$M = \frac{m_1 U_1^2 r_2'}{\omega_1 s [(r_1 + r_2' / s)^2 + (x_1 + x_2')^2]} \quad (6.10)$$

Механическая характеристика, типичная для двигателей общепромышленного применения, изображена на рис. 6.3. При частоте, равной синхронной n_1 , момент равен нулю. Характеристика имеет максимум $M_{кр}$ при частоте $n_{кр} \approx (0,8 \div 0,9)n_1$, а при $n_2=0$ пусковой момент $M_{п} \approx (0,3 \div 0,7)M_{кр}$.



Критическое скольжение $s_{кр}$, при котором момент имеет максимальное значение, можно определить по выражению:

$$s_{кр} \approx r_2' / (x_1 + x_2'). \quad (6.11)$$

Максимальный (критический) момент $M_{кр}$ вычисляют по формуле:

$$M_{кр} \approx \frac{m_1 U_1^2}{2\omega_1 (x_1 + x_2')}. \quad (6.12)$$

При частотах $0 < n_2 < n_1$ АД работает в двигательном режиме, то есть потребляемая энергия за вычетом потерь преобразуется в механическую энергию.

При частотах $n_2 > n_1$ двигатель преобразует механическую энергию в электрическую и отдает ее в сеть, то есть работает в режиме рекуперативного торможения.

Когда $n_2 < 0$ двигатель потребляет энергию от сети, одна-

ко развиваемый момент направлен против вращения ротора, то есть машина работает в режиме противовключения.

При номинальном моменте M_n скорость двигателя равна номинальной n_n .

Рабочий участок механической характеристики расположен в окрестностях точки n_n, M_n при скоростях $n_{кр} < n_2 < n_1$.

Отношение $M_{кр}/M_n = k_M$ называют перегрузочной способностью. Величина $k_M = 1,7 \div 3,5$.

При расчете механических характеристик по каталожным данным часто используют также упрощенную формулу (формулу Клосса)

$$\frac{M}{M_{кр}} = \frac{2}{s_{кр}/s + s/s_{кр}}. \quad (6.13)$$

Данная формула не учитывает падения напряжения в статорной цепи.

Электромеханическими характеристиками называют зависимости частоты вращения ротора от тока статора $n_2 = f(I_1)$ и ротора $n_2 = f(I_2)$. Уравнения этих характеристик могут быть получены с использованием схемы замещения АД. Графики характеристик приведены на рис. 6.4.

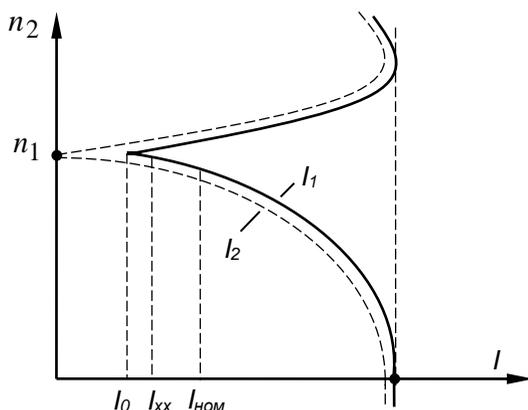


Рис. 6.4. Электромеханические характеристики АД

На характеристике $n_2 = f(I_1)$ выделены токи идеального холостого хода I_0 , холостого хода I_{xx} , номинальный ток $I_{ном}$ и ток короткого замыкания $I_{кз}$.

Для АД общепромышленного применения $I_{xx} = (0,2 \div 0,5)I_{ном}$. Ток $I_{кз}$ может в 5-7 раз превышать $I_{ном}$.

6.5. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

Рабочими характеристиками асинхронного двигателя называют зависимости частоты вращения n_2 , момента на валу M_2 , тока статора I_1 , коэффициента полезного действия η и коэффициента мощности $\cos\varphi_1$ от полезной мощности P_2 при номинальных значениях напряжения и частоты питания. Примерный вид рабочих характеристик в относительных единицах показан на рис. 6.5, где I_n , M_n и P_n - номинальные значения тока, момента и мощности.

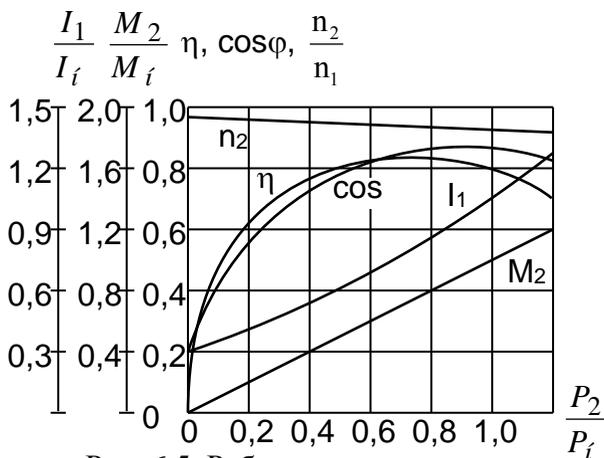


Рис. 6.5. Рабочие характеристики асинхронного двигателя

Характеристики строят до мощностей, превышающих номинальную на 10-20 %.

В асинхронных двигателях общего применения КПД достигает максимума при нагрузке, равной 60÷85% от номинальной. У машин малой и средней мощности (1÷100 кВт) максимальное значение $\eta_{\max}=0,7\div0,9$, у машин большой мощности $\eta_{\max}=0,92\div0,94$.

Максимальные значения $\cos\varphi$ машин малой и средней мощности $\cos\varphi_{\max}=0,7\div0,90$, а у машин большой мощности $\cos\varphi_{\max}=0,90\div0,92$. Работа двигателей при недогрузке ввиду малости $\cos\varphi$ невыгодна в энергетическом отношении.

6.6. Устойчивость работы асинхронного двигателя

Под устойчивостью работы асинхронного двигателя понимают его способность восстанавливать установившуюся скорость при кратковременных возмущениях.

Основным возмущающим воздействием в электроприводе является изменение нагрузки M_c . Критерий устойчивости в «малом» может быть записан в виде:

$$\frac{dM}{d\omega} < \frac{dM_c}{d\omega}. \quad (6.14)$$

Обратимся к рис. 6.6а, где изображена механическая характеристика двигателя М 1 и механические характеристики нагрузки 2-4.

Из уравнения движения электропривода

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} \quad (6.15)$$

следует, что установившийся режим имеет место, когда $M = M_c$, то есть определяется точкой пересечения механических характеристик двигателя $\omega = f(M)$ и нагрузки $M_c = f(\omega)$. У характеристик 1, 2 на рис. 6.6а две точки пересечения – точки А и В. Точка А соответствует устойчивому равновесию, а точка В – неустойчивому. В точке А обеспечивается условие (6.15).

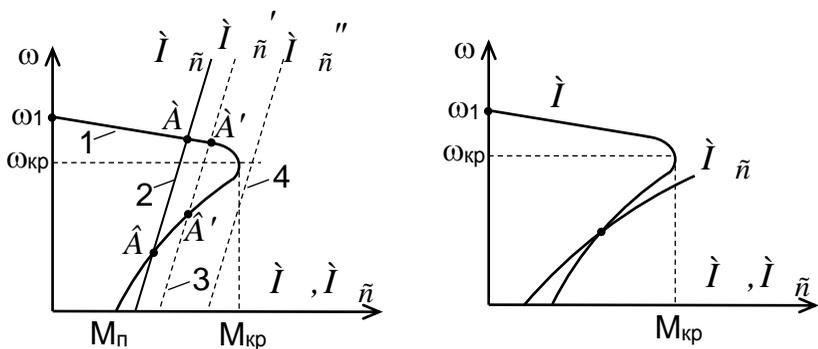


Рис. 6.6. К определению устойчивости работы АД

Если АД работает в точке A с нагрузкой M_c , то при скачкообразном изменении нагрузки до M_c' разность $M - M_c$ отрицательна и в соответствии с (6.15) скорость АД уменьшается до нового устойчивого состояния в точке A' . При «возвращении» нагрузки до значения M_c скорость будет увеличиваться до устойчивого состояния в точке A .

Если бы теоретически двигатель работал в точке B , то при увеличении нагрузки до M_c' разность $M - M_c$ была бы отрицательна, что привело бы не к движению к точке B' , а к остановке двигателя. «Возвращение» нагрузки до значения M_c' не приводит к разгону двигателя до точки B .

При большинстве нагрузок устойчивая работа АД обеспечивается при $\omega > \omega_{кр}$. При некоторых нагрузках, например вентиляторной, возможна устойчивая работа и при $\omega < \omega_{кр}$ (точка C на рис. 6.6б). Вместе с тем длительная работа на естественной характеристике при $\omega < \omega_{кр}$ невозможна из-за больших токов и потерь в АД. Для обеспечения устойчи-

ности в «большом» необходимо, чтобы момент нагрузки не превышал $M_{кр}$. Если двигатель работает в точке A (см. рис. 6.6а), то изменение нагрузки до M_c'' приведет к остановке двигателя. Повторное изменение нагрузки до M_c не приведет к разгону двигателя, так как пусковой момент двигателя $M_{п}$ меньше момента нагрузки.

6.7. Пуск и реверс асинхронных двигателей

В большинстве производственных механизмов применяются нерегулируемые приводы с асинхронными двигателями, имеющими короткозамкнутый ротор. При этом в основном используется прямой пуск двигателя подключением его к сети с помощью магнитного пускателя. Величину начального пускового момента $M_{п}$ можно получить из (7.10), подставив $s=1$. Отношение $M_{п}/M_{н}=k_{пм}$ называют кратностью начального пускового момента. У двигателей малой и средней мощности $k_{пм}=1,0\div 2,0$. При мощностях $100\div 1000$ кВт $k_{пм}=0,7\div 1,0$.

Недостатком прямого пуска является малый пусковой момент и большой пусковой ток, который может в пять - семь раз превышать номинальный ток. Это затягивает пуск, негативно влияет на двигатель и питающую сеть.

Снижение пускового тока может быть обеспечено за счет уменьшения напряжения статора во время пуска. Изменение напряжения статора обычно осуществляют с помощью тиристорных регуляторов. Так как момент уменьшается пропорционально квадрату напряжения, данный способ возможен при пуске на холостом ходу или при нагрузках типа вентиляторной.

В двигателях с фазным ротором используется пуск с введением на время пуска в цепь ротора добавочных сопротивлений, наличие которых ограничивает броски пускового тока и увеличивает пусковой момент. Данный способ иллю-

стрирует рис. 6.7.

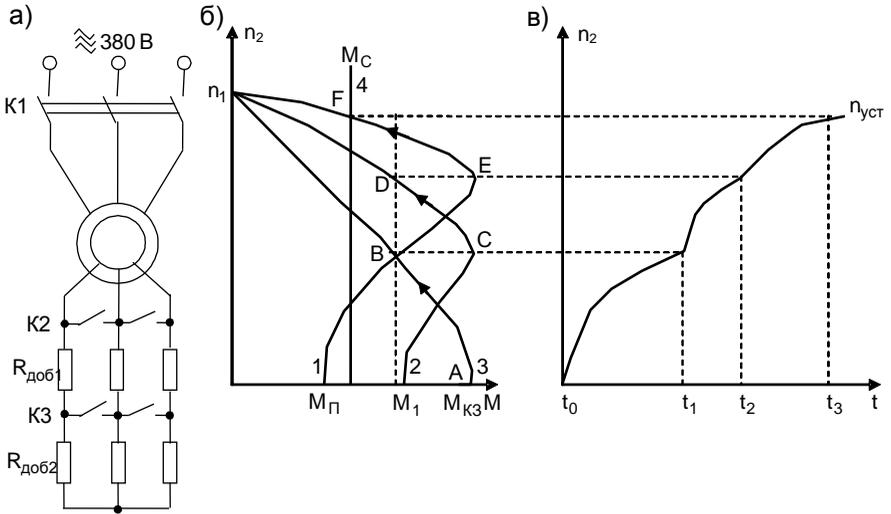


Рис. 6.7. Схема включения АД (а), механические характеристики (б) и график изменения скорости (в) при реостатном пуске

Контакты $K2, K3$ позволяют изменять сопротивление цепи фазного ротора АД. Как следует из (6.11), (6.12), увеличение сопротивления ротора r_2' не изменяет критического момента $M_{кр}$, но увеличивает критическое скольжение $S_{кр}$. Механические характеристики двигателя 1 – 3 соответствуют различным сопротивлениям ротора. Пусковой момент $M_{п}$ на естественной характеристике 1, когда $R_{доб} = 0$, меньше момента нагрузки M_c . Характеристика 2 соответствует сопротивлению $R_{доб1}$ в цепи ротора, а характеристика 3 – сумме $R_{доб1} + R_{доб2}$. Величина $R_{доб1} + R_{доб2}$ подобрана таким образом, что начальный пусковой момент на характеристике 3 в точке А равен $M_{кр}$.

В момент t_0 контакты $K2$ и $K3$ разомкнуты, а контакты $K1$ замыкаются, подключая статорную обмотку АД к трехфаз-

ной сети. Двигатель имеет характеристику 3 и развивает в точке А момент $M_{кр}$. Разность $M - M_C > 0$ и в соответствии с уравнением движения () частота вращения ротора n_2 увеличивается. В интервале $t_0 - t_2$ изменение состояния АД соответствует перемещению по характеристике 3 от точки А до точки В. По мере роста n_2 разность $M - M_C$ уменьшается, соответственно уменьшается ускорение.

В момент t_1 замыкаются контакты К2 и момент АД скачкообразно изменяется от значения M_1 в точке В до $M_{кр}$ в точке С и далее происходит перемещение по характеристике 2 до точки D. В момент t_2 замыкаются контакты К3, АД переходит на характеристику 2 и происходит увеличение n_2 до установившейся скорости $n_{уст}$, определяемой точкой пересечения Е механических характеристик двигателя 1 и нагрузки 4.

Таким образом, введение $R_{доб}$ позволяет увеличить пусковой момент. Кроме того, в соответствии со схемой замещения (рис. 7.2) увеличение сопротивления ротора обеспечивает снижение пускового тока.

Введение сопротивлений в цепь фазного ротора используется также для регулирования скорости АД.

7. СЕЛЬСИНЫ И ВРАЩАЮЩИЕСЯ ТРАНСФОРМАТОРЫ

7.1. Конструкции вращающихся трансформаторов и сельсинов

Для получения информации о положении (перемещении) в станках с ЧПУ и промышленных роботах возможно применение электрических микромашин переменного тока, параметры выходных напряжений которых зависят от положения подвижного элемента. К таким машинам (датчикам) относятся, в частности, вращающиеся трансформаторы (ВТ), сельсины, редуктосины, индуктосины.

Использование ВТ и сельсинов в качестве датчиков положения основано на том, что коэффициенты взаимоиנדукции между их обмотками зависят от угла поворота ротора. В идеале коэффициент взаимоиנדукции m_{ij} между i -й и j -й обмотками:

$$m_{ij} = M_{ij} \cos \alpha'_{ij} = M_{ij} \cos p\alpha_{ij}, \quad (7.1)$$

где M_{ij} – константа; α'_{ij} – угловое положение между осями обмоток в электрических радианах; p – число пар полюсов датчика; α_{ij} – угловое положение в геометрических радианах.

Конструктивные схемы ВТ и сельсинов во многом схожи, а отличия заключаются, в основном, в числе фаз обмоток. К вращающимся (поворотным) трансформаторам, иногда также называемым резольверами, относят датчики, имеющие двухфазную обмотку на статоре и двухфазную или однофазную обмотку на роторе. Сельсины имеют одну или две трехфазные обмотки.

В зависимости от способа монтажа можно, в частности, выделить машины с валом и подшипниковыми щитами (рис. 7.1а) и машины встраиваемой конструкции (рис. 7.1б), не имеющие вала и подшипников.

В зависимости от наличия или отсутствия скользящих

контактов различают контактные и бесконтактные ВТ и сельсины.

Конструктивная схема контактного датчика приведена на рис. 7.1а.

Сердечники статора 1 и ротора 3 набраны из листов электротехнической стали или пермаллоя. В пазах сердечников размещаются обмотки 2, 4 статора и ротора. У сельсинов однофазная роторная обмотка может располагаться не в пазах, а на явно выраженных полюсах.

Выводы роторной обмотки присоединены к контактному кольцам 5, с которыми соприкасаются металлические щетки 6. Количество контактных колец определяется числом фаз роторной обмотки.

У вращающихся трансформаторов с валом и подшипниками бесконтактный съём (подача) напряжения с роторных обмоток может осуществляться двумя способами:

а) с помощью переходных кольцевых трансформаторов;

б) с помощью спиральных пружин, одни концы которых закреплены на статоре, а другие на роторе (угол поворота при этом ограничен в пределах 1,8-2 оборота).

Существуют модификации бесконтактных ВТ с переходным кольцевым трансформатором (ПКТ) встраиваемой конструкции – рис. 7.1б. Машинная часть датчика такая же, как и у контактного ВТ (рис. 7.1а), то есть содержит магнитопроводы 1, 3 и обмотки 2, 4. Переходный кольцевой трансформатор включает магнитопроводы 7, 9 и обмотки 8, 10. Обмотки 4 и 10 соединены.

При подаче переменного напряжения на обмотку 8 в ней протекает ток, создающий магнитный поток Φ_T , который замыкается через магнитопроводы 7, 9. Переменная ЭДС, наводимая в обмотке 10 потоком Φ_T , питает обмотку 4. Таким образом осуществляется бесконтактное питание роторной обмотки 4. Аналогичным образом осуществляется и бесконтакт-

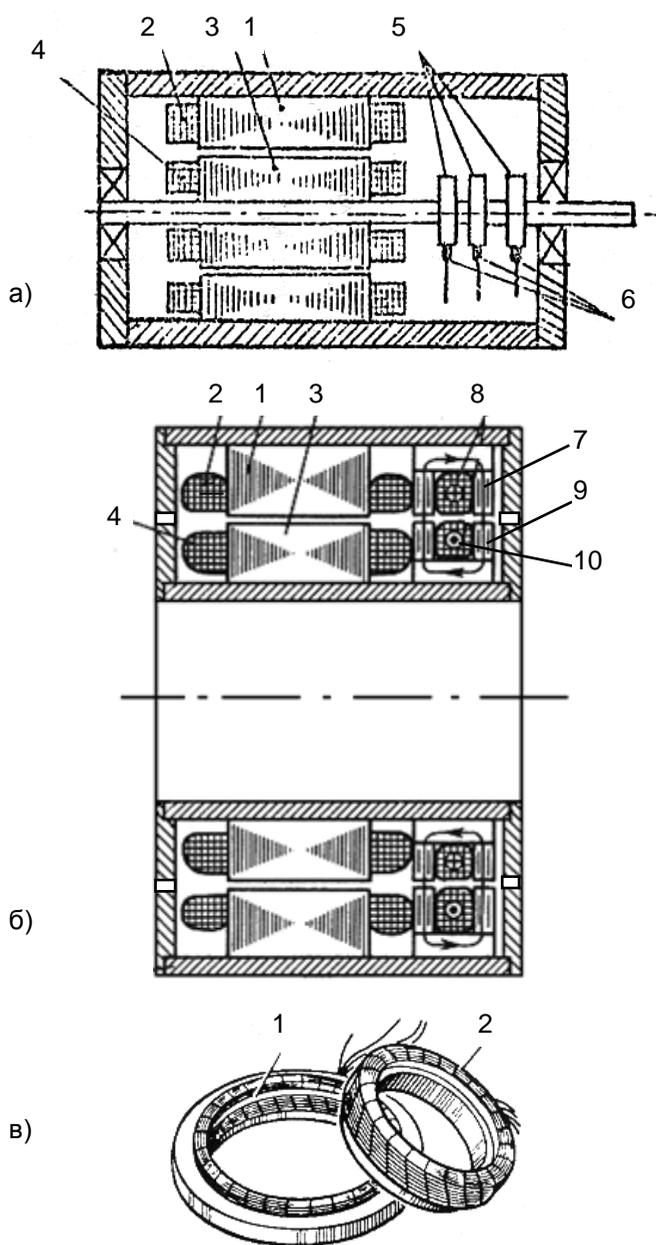


Рис. 7.1. Конструкции сельсинов и вращающихся трансформаторов

ная передача напряжения с обмотки 4 на обмотку 8.

Выпускаются также ВТ встраиваемой конструкции, содержащие внешний 1 и внутренний 2 кольцевые магнитопроводы с обмотками – рис. 7.1,в.

В зависимости от схемы обмоток различают однофазные и трехфазные сельсины. Однофазные сельсины имеют одну трехфазную и одну однофазную обмотки. Трехфазные (дифференциальные) сельсины имеют трехфазные обмотки на статоре и роторе. Выводы роторной обмотки трехфазного сельсина соединенной в звезду без нулевого провода, подключены к трем контактными кольцам – рис. 8.1,а.

Однофазные сельсины выпускаются как в контактном, так и в бесконтактном вариантах. У однофазных контактных сельсинов однофазная обмотка обычно на роторе, а трехфазная – на статоре.

Среди бесконтактных сельсинов можно выделить две разновидности:

- а) с переходным кольцевым трансформатором (ПКТ);
- б) с униполярным возбуждением.

У бесконтактных сельсинов с ПКТ также как и у соответствующих бесконтактных ВТ (рис. 7.1б) можно выделить машинную часть – элементы 1 - 4. Трехфазная обмотка машинной части размещается на статоре, а однофазная на роторе. Бесконтактные сельсины с ПКТ выпускаются с валом и подшипниками.

Бесконтактные сельсины с униполярным возбуждением имеют достаточно сложную конструкцию магнитной системы. Трехфазная и однофазная обмотки размещены на статоре. Зависимость коэффициента взаимоиндукции между трехфазной и однофазной обмотками обеспечивается за счет косоугольного немагнитного промежутка на роторе.

7.2. Схемы включения сельсинов

При использовании однофазных сельсинов в качестве датчиков положения можно выделить два основных варианта их работы – режим фазовращателя и трансформаторный режим. В режиме фазовращателя трехфазная обмотка сельсина питается трехфазной системой синусоидальных напряжений с частотой ω . При этом создается вращающееся с частотой ω магнитное поле, которое наводит в однофазной обмотке ЭДС $e_{вых}$, фаза которой зависит от углового положения ротора α ,

$$e_{вых} = U_m \sin(\omega t + \alpha + \psi), \quad (7.2)$$

где ψ - константа.

Таким образом, информацией об угловом положении является сдвиг фазы φ между питающим и выходным напряжениям.

Достоинством режима фазовращателя является линейность сдвига фазы φ от угла α и удобство преобразования данного сдвига в цифровой код положения.

В трансформаторном режиме однофазная обмотка питается переменным напряжением

$$u_g = U_m \sin \omega t. \quad (7.3)$$

При этом создается пульсирующий магнитный поток возбуждения, направленный по оси однофазной обмотки. Этот поток наводит в фазах трехфазной обмотки ЭДС e_1, e_2, e_3 , величина которых зависит от угла α ,

$$e_n = k_1 U_m \cos[\alpha - 2\pi(n-1)/3] \sin \omega t, \quad (7.4)$$

где $n=1, 2, 3$; k_1 – коэффициент трансформации; α - угловое положение между осью однофазной обмотки и осью первой фазы трехфазной обмотки.

В трансформаторном режиме информацией об угловом положении является величина напряжений трехфазной обмотки.

На основе сельсинов также строятся системы дистанционной передачи угла (СДПУ) или, иначе говоря, системы синхронной связи (ССС). В СДПУ обеспечивается синхронный поворот механически не связанных осей.

Можно выделить две основных разновидности СДПУ на основе сельсинов – индикаторную и трансформаторную системы синхронной связи. Схема индикаторной ССС приведена на рис.7.2.

Трехфазные обмотки сельсина – датчика СД и сельсина – приемника СП соединены друг с другом. Однофазные обмотки сельсинов питаются напряжением u_e , описываемым (7.3).

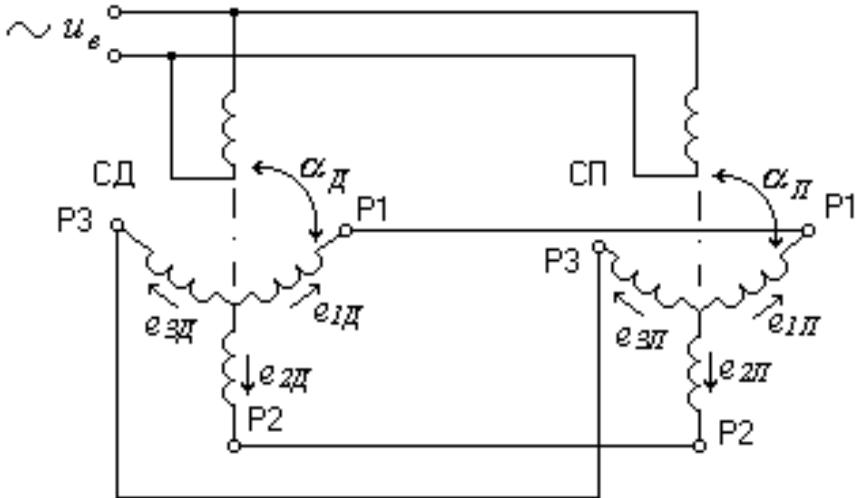


Рис.7.2. Схема индикаторной ССС

Исходя из (1.4), в трехфазных обмотках СД и СП наводятся ЭДС, величина которых зависит от угловых положений α_D и α_{PI} . Угол рассогласования индикаторной ССС

$$\alpha = \alpha_D - \alpha_{PI}. \quad (7.5)$$

Если $\alpha=0$, фазные ЭДС трехфазных обмоток СД и СП равны и токи в данных обмотках не протекают. Если $\alpha \neq 0$, фазные ЭДС не равны, в трехфазных обмотках протекают токи, взаимодействие которых с потоками возбуждения СД и СП создает синхронизирующие моменты M_c , стремящиеся устранить рассогласование α . В идеале

$$M_c = M_m \sin \alpha, \quad (7.6)$$

где M_m - константа.

Индикаторная ССС характеризуется удельным синхронизирующим моментом

$$m_{c_{y\delta}} = dM_c/d\alpha|_{\alpha=0}. \quad (7.7)$$

В зависимости от типа сельсинов значение $m_{c_{y\delta}}$ лежит в пределах $(1 \div 50) \cdot 10^{-4}$ НМ/град.

Индикаторная ССС используется в случаях, когда для поворота СП не требуется значительных усилий. При повороте ротора СД на тот же угол поворачивается ротор СП.

Примером использования индикаторной ССС являются манипуляторы, осуществляющие перегрузку ядерного топлива на АЭС. С координатами манипулятора связаны сельсины-датчики, а на пульте оператора размещены сельсины-приемники с лимбами на валах. По положению роторов СП оператор судит о положении координат манипулятора.

Основным показателем точности индикаторной ССС является погрешность следования – отклонение угла поворота ротора СП от угла поворота ротора СД. В зависимости от класса точности сельсинов диапазон данной погрешности от $30'$ до $1,5^\circ$.

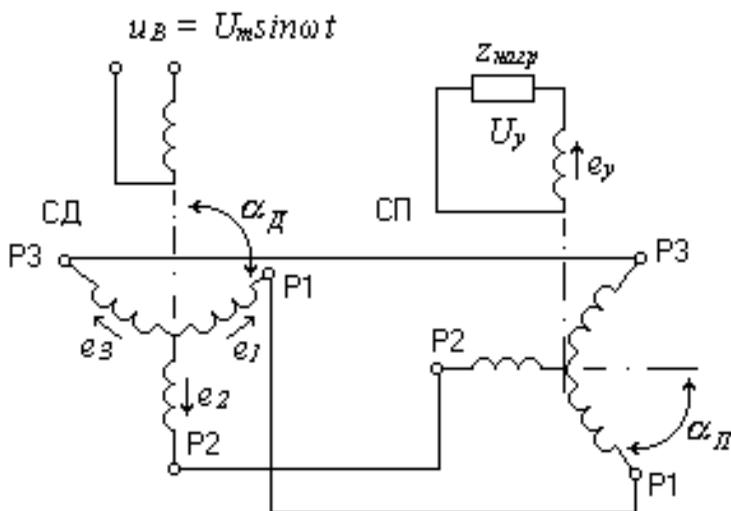


Рис.7.3. Фрагмент трансформаторной ССС

Схема фрагмента трансформаторной ССС приведена на рис.7.3.

Однофазная обмотка сельсина-датчика СД питается переменным напряжением $U_в$. В трехфазной обмотке СД в соответствии с (7.4) наводятся ЭДС e_1, e_2, e_3 , под действием которых в трехфазной обмотке СП протекают токи. Эти токи создают магнитный поток, наводящий в однофазной обмотке СП ЭДС e_y , величина которой зависит от угла рассогласования $\alpha = \alpha_D - \alpha_{П}$.

Для e_y можно записать

$$e_y = E_m \sin \alpha \sin \omega t. \quad (7.8)$$

Трансформаторная ССС используется в случаях, когда для поворота механизма, с которым связан СП, требуются значительные усилия. В таких системах выходное напряжение однофазной обмотки СП u_y используется в качестве сигнала задания скорости электропривода объекта управления. При наличии u_y электродвигатель перемещает объект управления в сторону уменьшения рассогласования α .

Погрешность следования трансформаторной ССС от 0,1' до 30'.

Одним из параметров трансформаторной ССС является крутизна

$$S_T = (dU_y / d\alpha)|_{\alpha=0}, \quad (7.9)$$

где U_y – действующее напряжение однофазной обмотки при заданном сопротивлении нагрузки.

Величины S_T составляет от 0,5 до 2 В/град.

7.3. Схемы включения вращающихся трансформаторов

Примеры условных графических обозначений обмоток ВТ приведены на рис.7.4.

На рис.7.4а приведено полное изображение обмоток контактного ВТ, имеющего двухфазные обмотки статора и ротора. С целью уменьшения количества контактных колец два вывода роторной обмотки объединяются. При упрощенном обозначении данного ВТ ротор представляется в виде окруж-

ности с соответствующими выводами – рис.7.4б.

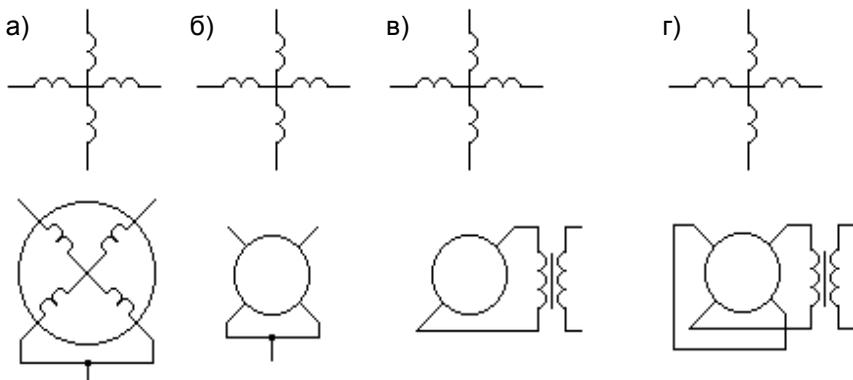


Рис.7.4. Обозначения обмоток ВТ

Бесконтактные ВТ часто имеют одну роторную обмотку машинной части, которая соединяется с роторной обмоткой переходного кольцевого трансформатора – рис.8.4,в. Некоторые бесконтактные ВТ с ПКТ имеют две роторные обмотки машинной части, одна из которых с целью так называемого первичного симметрирования замыкается накоротко – рис.7.4г.

В зависимости от схемы включения обмоток ВТ и получаемой при этом функции параметров выходных напряжений от угла поворота ротора, в частности, различают: синусный ВТ, синусно-косинусный ВТ, линейный ВТ, фазовращатель. Схема синусного ВТ без симметрирования приведена на рис. 7.5а.

Одна из обмоток статора, которая может быть названа обмоткой возбуждения ОВ, питается напряжением u_{σ} , изменяющимся в соответствии с (7.3). Ток I_{σ} данной обмотки создает пульсирующий поток возбуждения Φ_d , направленный по оси данной обмотки (продольной оси d). Если пренебречь падением напряжения на внутреннем сопротивлении обмоток ОВ, напряжение u_{σ} уравнивается ЭДС e_{σ} , наводимой потоком Φ_d ,

$$u_{\sigma} = e_{\sigma} w_{\sigma} \frac{d \Phi_d}{dt}, \quad (7.10)$$

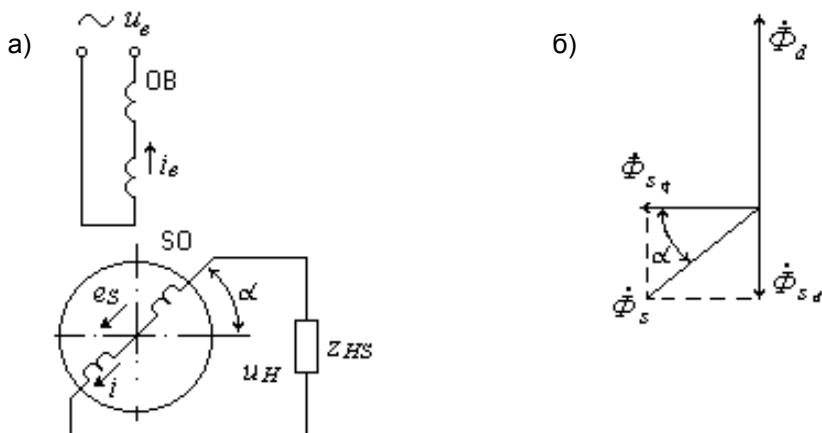


Рис.7.5. Схема синусного ВТ без симметрирования (а) и векторные диаграммы магнитных потоков (б)

где $w_{\text{эф}}$ – эффективное число витков обмотки статора.

Исходя из (1.3), (1.10), максимальное значение пульсирующего магнитного потока по оси d

$$\Phi_{dm} = U_m / \omega w_{\text{эф}} l. \quad (7.11)$$

Таким образом, величина потока Φ_d определяется приложенным напряжением.

Поток Φ_d наводит в синусной обмотке ротора SO ЭДС e_s , величина которой является синусоидальной функцией угла поворота α . При холостом ходе, когда сопротивление нагрузки $Z_{HS} = \infty$, напряжение нагрузки $u_H = e_s$. Для ВТ с одной парой полюсов

$$u_H = e_s - k_T U_m \sin \alpha \sin \omega t, \quad (7.12)$$

где $k_T = w_{\text{эф}2} / w_{\text{эф}1}$ – коэффициент трансформации ($w_{\text{эф}2}$ – эффективное число витков обмотки ротора).

При наличии нагрузки Z_{HS} протекает ток i_s , который создает поток Φ_s , направленный по оси обмотки SO. Потоки, создаваемые токами i_B, i_S , можно изобразить в виде векторов $\dot{\Phi}_d$ и $\dot{\Phi}_s$,

направленных по осям соответствующих обмоток, - рис. 7.5б.

Вектор $\dot{\Phi}_S$ можно представить в виде суммы продольной $\dot{\Phi}_{S_d}$ и поперечной $\dot{\Phi}_{S_q}$ составляющих. Составляющая $\dot{\Phi}_{S_d}$ компенсируется изменениями тока i_s , и результирующий поток Φ_d в соответствии с (7.10), (7.11) остается неизменным. Составляющая $\dot{\Phi}_{S_q}$ наводит в обмотке ротора дополнительную ЭДС, что приводит к отклонению зависимости напряжения нагрузки $u_H = f(\alpha)$ от синусоиды, то есть к появлению амплитудной погрешности. Кроме того, возникает и фазовая погрешность – сдвиг фазы выходного напряжения относительно питающего.

Для уменьшения погрешностей применяют симметрирование ВТ – первичное и вторичное. При вторичном симметрировании (рис.7.6) обе обмотки ротора – синусная SO и косинусная CO нагружаются на одинаковые сопротивления

$$z_{HS} = z_{HC} \cdot \quad (7.13)$$

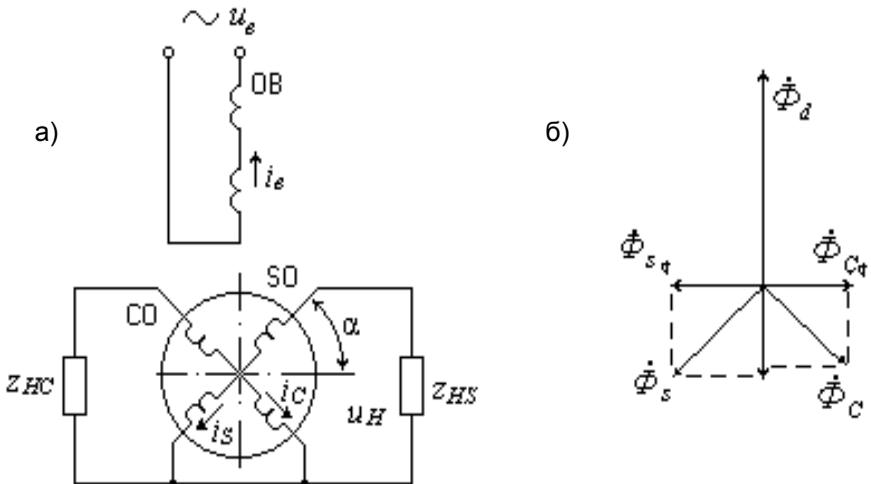


Рис. 7.6. Схема ВТ со вторичным симметрированием (а) и векторные диаграммы магнитных потоков (б)

Токи i_s и i_c создают потоки $\dot{\Phi}_S$ и $\dot{\Phi}_C$, поперечные составляющие которых $\dot{\Phi}_{Sq}$ и $\dot{\Phi}_{Cq}$ взаимно компенсируются, - рис. 7.6б.

Вращающийся трансформатор с вторичным симметрированием фактически является синусно-косинусным.

Недостатком вторичного симметрирования является необходимость соблюдения условия (7.13).

При первичном симметрировании (рис. 7.7а) вторую обмотку статора, называемую в таком случае квадратурной обмоткой КО, обычно замыкают накоротко. Поперечная составляющая $\dot{\Phi}_{Sq}$ наводит в КО ЭДС, под действием которой протекает ток i_k , создающий поток $\dot{\Phi}_k$. Данный поток компенсирует $\dot{\Phi}_{Sq}$ (рис. 7.7б), что уменьшает погрешность.

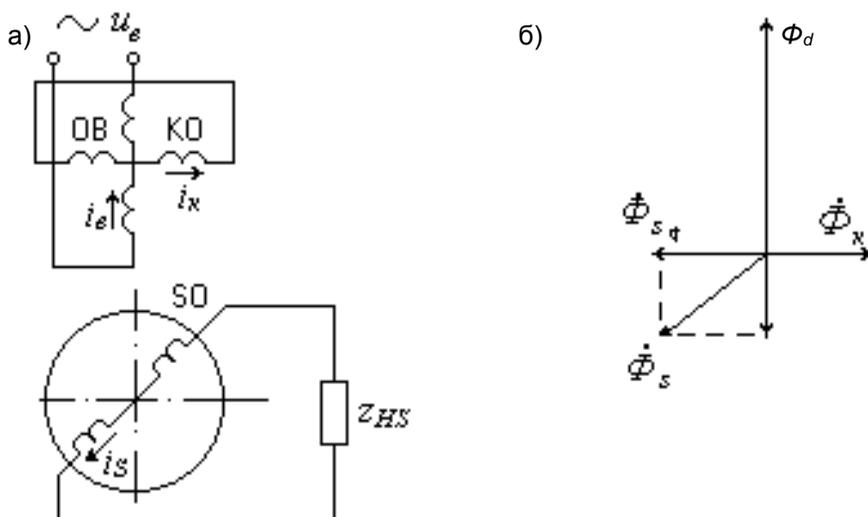


Рис. 7.7. Синусный ВТ с первичным симметрированием

Недостатком первичного симметрирования является зависимость входного сопротивления ВТ от угла α . Это приводит к некоторой погрешности из-за изменения падения напря-

жения в контуре обмотки возбуждения.

В ряде случаев одновременно используется первичное и вторичное симметрирование.

Схема линейного ВТ с первичным симметрированием приведена на рис. 7.8. Для напряжения $U_{\text{вых}}$ на нагрузке Z_H можно записать

$$U_{\text{вых}} = k_T U_B \sin \alpha / (1 + k_T \cos \alpha), \quad (7.14)$$

где k_T – коэффициент трансформации; $U_{\text{вых}}$, U_B – действующие значения выходного и питающего напряжений. При $k_T = 0,52 \div 0,56$ отклонение зависимости $U_{\text{вых}} = f(\alpha)$ от линейной не более 1 % в диапазоне изменения α от -55° до $+55^\circ$.

Схема фазовращателя с двухфазным питанием приведена на рис. 7.9а.

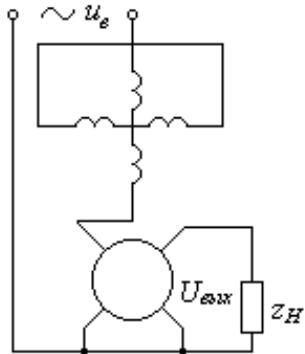


Рис. 7.8. Линейный ВТ

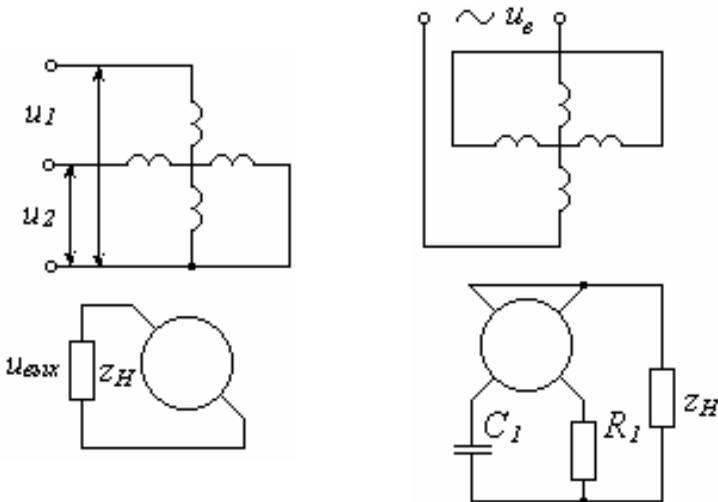


Рис.7.9. Схемы ВТ в режиме фазовращателя

К одной из обмоток ротора подключается нагрузка z_H . Обмотки статора питаются напряжениями

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= U_m \sin \omega t; \\ u_2 &= U_m \cos \omega t. \end{aligned} \right\} \quad (7.15)$$

Создаваемое при этом вращающееся магнитное поле наводит в выходной обмотке ЭДС, фаза которой зависит от угла поворота ротора α . Для напряжения нагрузки $U_{\text{вых}}$ можно записать

$$U_{\text{вых}} = U_{m1} \sin(\omega t + p\alpha + \psi), \quad (7.16)$$

где U_{m1} , ψ – константы; p – число пар полюсов ВТ.

Схема фазовращателя с однофазным питанием приведена на рис. 7.9б. К роторным обмоткам присоединяются нагрузка z_H , емкость C_1 и резистор R_1 . Для получения режима фазовращателя необходимо соблюдать условия

$$R_{\text{вых}} = x_{\text{вых}}; R_1 + R_{\text{вых}} = -x_{\text{вых}} + 1/\omega C_1, \quad (7.17)$$

где $R_{\text{вых}}$ и $x_{\text{вых}}$ – выходные сопротивления ВТ; ω – частота питания.

Частота питания ВТ обычно лежит в окрестности 2 кГц. При этом $x_{\text{вых}} > R_{\text{вых}}$. Для соблюдения условия (7.17) последовательно с каждой обмоткой ротора включают добавочный резистор.

На основе ВТ также строятся системы дистанционной передачи угла (СДПУ), подобные трансформаторной СДПУ на сельсинах. Возможный вариант такой системы приведен на рис. 7.10.

Ротор вращающегося трансформатора – датчика ВТ-Д связан с ведущим валом. Ротор вращающегося трансформатора – приемника ВТ-П соединен с ведомым валом – валом объекта управления ОУ. Роторная обмотка ВТ-П питается переменным напряжением возбуждения u_v . ЭДС, наводимые в статорной обмотке ВТ-П, питают статорную обмотку ВТ-Д. В роторной обмотке ВТ-Д наводится ЭДС e_y , величина которой зависит от угла рассогласования α между положениями роторов ВТ-Д и ВТ-П. При $\alpha = 0$ ЭДС $e_y = 0$.

Напряжение роторной обмотки ВТ-Д u_y , поступающее в

устройство управления УУ, является сигналом задания скорости двигателя ОУ. Если $\alpha \neq 0$, то и ЭДС $u_y \neq 0$ и М1 вращает вал ОУ до устранения рассогласования α . При повороте ротора ВТ-Д на заданный угол на тот же угол поворачивается вал, с которым связан ротор ВТ-П.

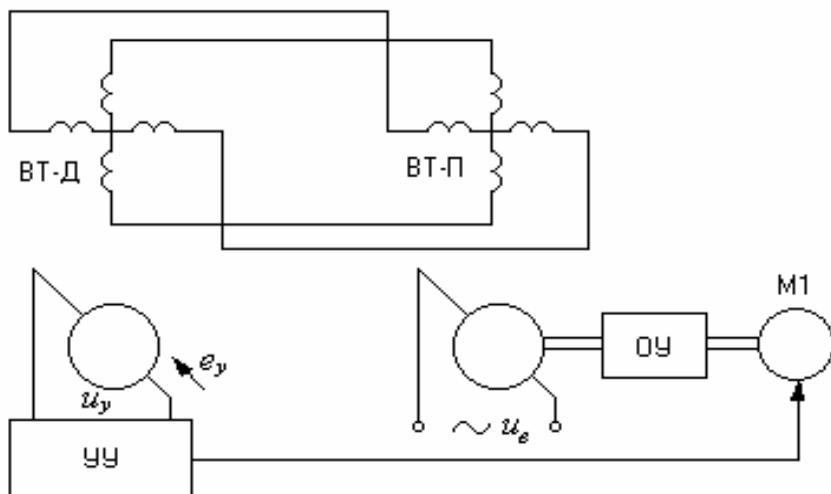


Рис. 7.10. Вариант СДПУ с использованием ВТ

Рассматриваемая система используется, например, в станках с ЧПУ. При управлении координатой станка от устройства ЧПУ используется лишь ВТ-П. Выходные напряжения статорной обмотки ВТ-П служат для получения сигнала обратной связи по положению. При «ручном» управлении система переключается в режим СДПУ (рис. 7.10) и координата станка управляется за счет поворота ротора ВТ-П.

Вращающиеся трансформаторы являются более точными датчиками, чем сельсины.

К примеру, у синусных ВТ погрешность отображения функциональной зависимости для разных классов точности составляет от 0,005 до 0,2 %. Погрешность вычисляется относительно наибольшего значения выходного напряжения.

8.ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

8.1.Лабораторная работа №1

«Исследование двигателя постоянного тока»

8.1.1.Цель работы

Исследовать статические характеристики двигателя постоянного тока (ДПТ) с возбуждением от постоянных магнитов.

По результатам экспериментальных исследований и расчетов построить графики естественной и искусственной электромеханических характеристик, рабочих характеристик, регулировочной характеристики при якорном уравнении.

Теоретические сведения о двигателях постоянного тока приведены в разделе 4.

8.1.2. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Основными элементами лабораторной установки являются три механически связанных микромашины постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов М1 – М3 и тиристорный преобразователь ТП – рис. 8.1. Якорные выводы машин и выходные выводы ТП соединены с гнездами на лицевой панели стенда.

Тиристорный преобразователь осуществляет преобразование переменного напряжения на энергетическом входе в постоянное напряжение регулируемой величины на выходе, то есть является управляемым выпрямителем.

Напряжение на вход ТП подается через переключатель Q1. Выходные выводы ТП соединены с гнездами X1, X2. Регулирование выходного напряжения осуществляется изменением напряжения управления $U_{упр}$, снимаемого с резистора R12.

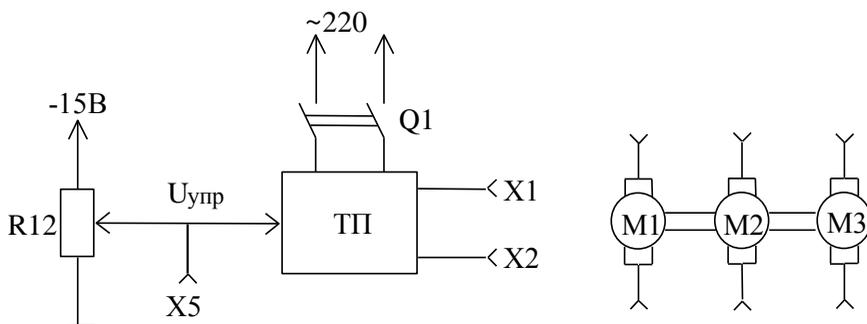


Рис.8.1. Элементы лабораторной установки

Для исследования статических характеристик собирается с использованием перемычек схема, приведенная на рис. 8.2.

Исследуемый двигатель M1 подключается к выходу ТП последовательно с дросселем L1 и амперметром PA1. Напряжение якоря U исследуемого двигателя измеряется вольтметром PV1. Дроссель L1 необходим для сглаживания пульсаций тока двигателя, так как выходное напряжение ТП имеет значительную переменную составляющую.

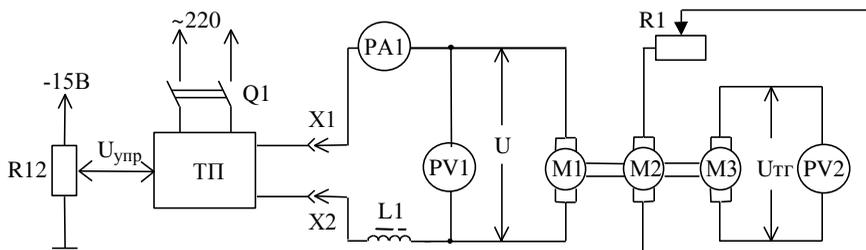


Рис. 8.2. Схема для снятия статических характеристик

Машина M2 работает в генераторном режиме и служит для создания нагрузки на валу исследуемого двигателя. Регулирование нагрузки осуществляется изменением сопротивления реостата R1.

Машина МЗ используется в качестве тахогенератора – датчика информации о скорости. В соответствии с (1) ЭДС якоря МПТ пропорциональна ω , что позволяет, измерив напряжение якоря тахогенератора $U_{\text{ТГ}}$, определить угловую скорость.

8.1.3. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Подготовить для заполнения табл. 8.1

Таблица 8.1

Заданное напряжение	Опытные данные		Расчетные данные							
			U , В	I , А	$U_{\text{ТГ}}$, В	ω , ад/с	$P_{\text{ВТ}}$, Вт	$N_{\text{М}}$, Н·м	$N_{\text{М}}$, Н·м	$P_{\text{ВТ}}$, Вт

2. Получить у преподавателя параметры машин и значения напряжения якоря U исследуемого двигателя для снятия искусственных характеристик.

3. Получить экспериментальные данные для построения естественной электромеханической характеристики и рабочих характеристик исследуемого ДПТ.

Изменяя сопротивление $R1$ и, поддерживая номинальное напряжение якоря исследуемого двигателя, заполнить колонку опытных данных табл. 1. Ток I исследуемого двигателя изменять от минимального значения, обеспечиваемого при максимуме сопротивления $R1$, до значений порядка $1,2 I_{\text{ном}}$.

4. Получить экспериментальные данные для построения искусственных электромеханических характеристик при изменении напряжения якоря.

Повторить предыдущий опыт, поддерживая постоянство напряжений якоря, значения которых получены у преподавателя.

5. Получить экспериментальные данные для построения регулировочной характеристики – зависимости угловой скорости от напряжения якоря.

Характеристику получить для режима холостого хода нагрузочной машины. При разомкнутой цепи машины М2 измерять напряжение тахогенератора, изменяя напряжение якоря машины М1.

6. Получить расчетные данные для табл.8.1.

При их вычислении использовать формулы:

$$\omega = \frac{U_{\text{ТГ}}}{K_{\text{ТГ}}}, \quad M = CI, \quad M_2 = M - M_0,$$

$$P_1 = UI, \quad P_2 = M_2\omega, \quad \eta = \frac{P_2}{P_1},$$

где $K_{\text{ТГ}}$ – коэффициент передачи тахогенератора; M – электромагнитный момент двигателя; $C = k\Phi$ – произведение конструктивного коэффициента k машины М1 на ее магнитный поток; M_2 – момент на валу М1; M_0 – момент холостого хода М1; P_1 – потребляемая мощность; P_2 – полезная мощность М1; η – коэффициент полезного действия.

Коэффициент $C = k\Phi$ исследуемого двигателя определяется по формуле:

$$C = \frac{(U_{\text{НОМ}} - RI_{\text{НОМ}})}{\omega_{\text{НОМ}}}, \quad (9)$$

где $U_{\text{НОМ}}$, $I_{\text{НОМ}}$, R , $\omega_{\text{НОМ}}$ – номинальные данные двигателя М1.

Значение ω рассчитывают для всех опытов, остальные данные – только для случая работы двигателя М1 при номинальном напряжении якоря.

7. По опытным и расчетным данным построить рабочие характеристики, естественную и искусственные электромеханические характеристики исследуемого двигателя, регулировочную характеристику.

8.1.4. ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ ОТЧЕТА

Отчет должен содержать:

- цель работы;
- схему, используемую при выполнении опытов;
- таблицу опытных и расчетных данных;
- совместно построенные электромеханические характеристики;
- совместно построенные рабочие характеристики;
- регулировочную характеристику;
- выводы о соответствии экспериментальных данных теоретическим сведениям.

8.1.5. ВОПРОСЫ И ЗАДАЧИ ДЛЯ САМОПРОВЕРКИ

1. Изобразите обобщенную структуру автоматизированного электропривода с выделением в двигателе электромеханического преобразователя и механической части.

2. Чем отличаются электромагнитный момент и момент на валу двигателя?

3. Как в зависимости от потоков энергии в электромеханическом преобразователе различают режимы работы двигателя?

4. Какие режимы работы относят к граничным?

5. Есть ли разница в терминах “тормозные” и “генераторные” режимы работы электропривода?

6. Дайте определение механической и электромеханической характеристик.

7. Какие режимы работы электропривода соответствуют каждому из четырех квадрантов механических характеристик?
8. Что такое жесткость механической характеристики? Как делят механические характеристики по степени жесткости?
9. Какие элементы входят в состав механической части электропривода?
10. Чем отличаются понятия “угловая скорость” и “частота вращения”? В каких единицах измеряют соответственно угловую скорость и частоту вращения?
11. Почему часто допускаются ошибки при использовании единиц измерения “рад/с” и “с⁻¹”?
12. Сформулируйте правило знаков для моментов электродвигателя и моментов нагрузки.
13. Дайте определение активным и реактивным моментам нагрузки.
14. Изобразите характеристики типовых нагрузок.
15. Изобразите конструктивные схемы двигателей постоянного тока с электромагнитным возбуждением и возбуждением от постоянных магнитов.
16. Каковы способы возбуждения машин постоянного тока?
17. Каковы функции коллектора ДПТ при работе в двигательном и генераторном режимах?
18. От чего зависит ЭДС машины постоянного тока?
19. От чего зависит электромагнитный момент ДПТ?
20. Получите уравнения электромеханической и механической характеристик ДПТ.
21. Чем определяется жесткость механической характеристики ДПТ?
22. Чему равен ток короткого замыкания ДПТ?
23. В каком случае начальный пусковой ток ДПТ можно приравнять к току короткого замыкания?

24. Изобразите семейство искусственных характеристик ДПТ:

- а) при изменении сопротивления в цепи якоря;
- б) при изменении напряжения якоря;
- в) при изменении потока возбуждения.

25. Что такое “реакция якоря” и каково ее влияние на характеристики ДПТ?

26. Для чего нужны дополнительные полюса?

27. Чему равна скорость идеального холостого хода ДПТ?

28. Чему равен момент короткого замыкания ДПТ?

29. Что такое рабочие характеристики ДПТ и каков их вид?

30. В каком режиме работает нагрузочная машина в лабораторной установке?

31. Как осуществить пуск и реверс ДПТ? Поясните процессы пуска и реверса ДПТ при различных видах нагрузки – активной и реактивных.

8.2. Лабораторная работа № 2

«Исследование тиристорного преобразователя»

8.2.1. Цель работы

Исследование регулировочных и внешних характеристик тиристорного преобразователя при различных типах нагрузки.

8.2.2. Теоретические пояснения

Тиристорный преобразователь (ТП) или тиристорный выпрямитель осуществляет преобразование энергии переменного напряжения на входе в энергию постоянного напряжения на выходе и наоборот. В электроприводе ТП используется для управления двигателем постоянного тока (ДПТ) за счет регу-

лирования напряжения якоря или напряжения якоря или напряжения возбуждения.

Принцип действия ТП можно пояснить на примере двух-полупериодной схемы выпрямления со средней точкой – рис.8.3. Схема содержит согласующий трансформатор TV1, два тиристора VS1, VS2 и схему импульсно-фазового управления СИФУ. В качестве обобщенной нагрузки ТП изображены якорь ДПТ с последовательно включенным сглаживающим дросселем СД.

На рис. 1 применены следующие обозначения: i_{y1} , i_{y2} – токи управления тиристорами; e_1 , e_2 – мгновенные значения ЭДС обмоток трансформатора; u_d – мгновенное значение выходного напряжения ТП (выпрямленное напряжение); i_d – мгновенное значение тока нагрузки; i_1 , i_2 – токи тиристоров; $U_{упр}$ – напряжение на входе СИФУ.

Диаграммы, поясняющие работу ТП при различных видах нагрузки, приведены на рис. 8 4. Мгновенные значения выпрямленной ЭДС обозначены как e_d .

Для ЭДС трансформатора e_1 , e_2 (рис. 2, а) можно записать

$$e_1 = -e_2 = E_m \sin \omega t, \quad (8.1)$$

где E_m , ω – амплитуда и частота.

Период изменения ЭДС обозначен как T .

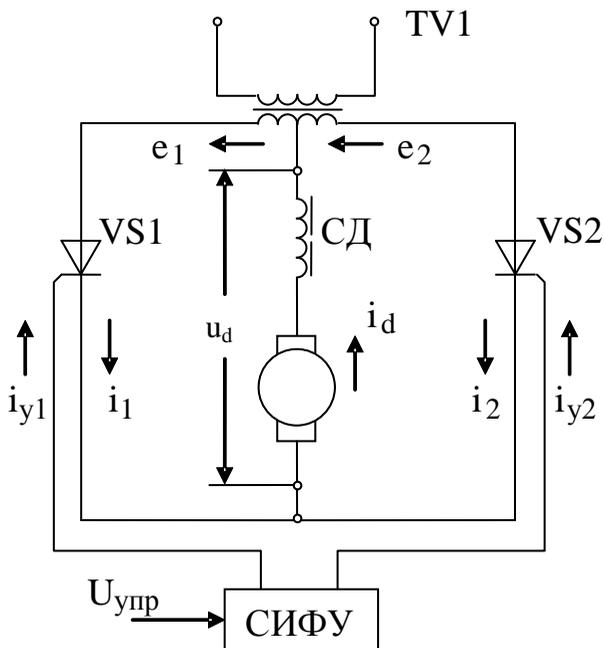


Рис. 8.3

Угол управления α отсчитывается от точки естественной коммутации до переднего фронта управляющих импульсов – рис. 2, б.

Диаграммы напряжений и токов ТП зависят от вида нагрузки. На рис. 28.4,в изображены графики напряжений и токов при активной нагрузке и условии, что индуктивность рассеяния трансформатора $L_T=0$.

В интервалах $0 \div t_1$, $T/2 \div t_2$ тиристоры VS1, VS2 заперты и токи i_1 , i_2 равны нулю. В момент t_1 отпирается VS1, на нагрузку действует ЭДС e_1 , соответственно через VS1 и нагрузку протекает ток.

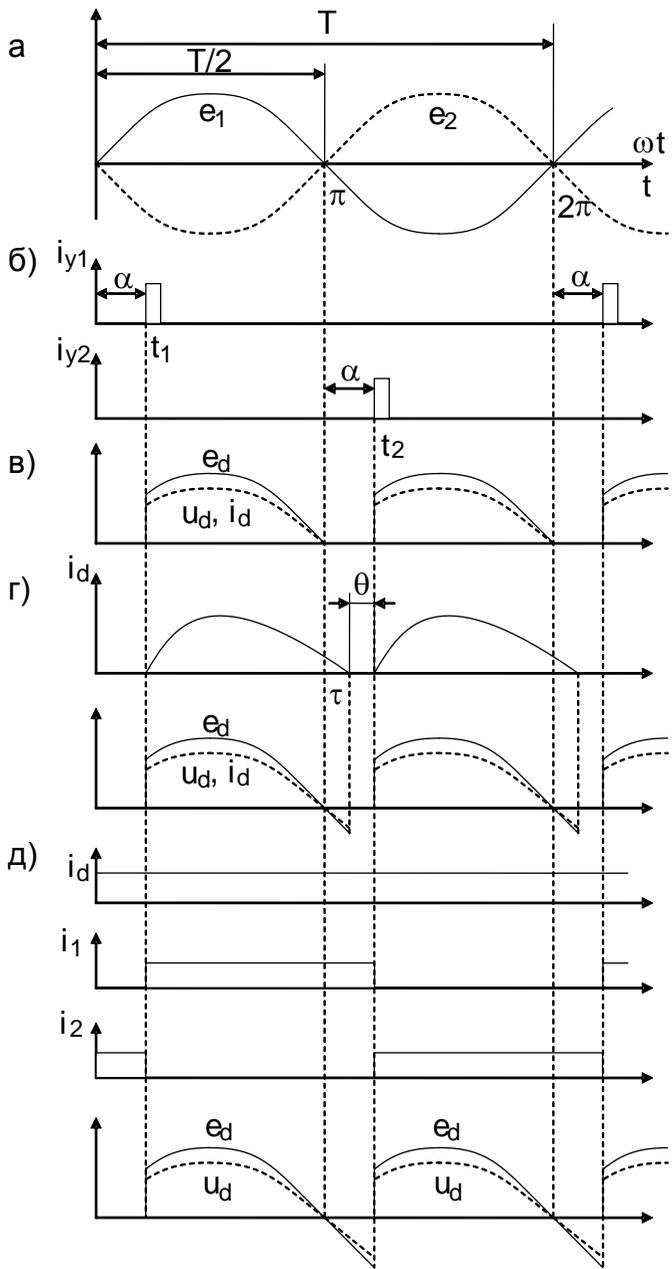


Рис. 8.4

Тиристор закрывается, когда его ток спадает до значений, меньших тока удержания. Практически можно принять, что тиристор запирается при токе, равном нулю. Исходя из принятого допущения, при активной нагрузке тиристор VS1 закрывается в момент $T/2$.

В интервале $\alpha \div \pi$ ($t_1 \div T/2$) мгновенное значение выпрямленной ЭДС e_d совпадает с e_1 . Напряжение u_d меньше e_d на величину падения напряжения на внутреннем сопротивлении трансформатора и включенном тиристоре.

В интервале $\pi \div (\pi + \alpha)$ напряжение $u_d = 0$. В момент t_2 отпирается тиристор VS2, на нагрузку действует напряжение e_2 , ток протекает через тиристор VS2.

Регулировочной характеристикой ТП называется зависимость среднего значения выпрямленной ЭДС E_d от угла управления α . В соответствии с рис. 8.4,в

$$E_d = \frac{1}{T} \int_0^T e_d(t) dt = \frac{E_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t d\omega t = \frac{E_m}{\pi} (1 + \cos \alpha). \quad (8.2)$$

Графики на рис. 8.4,г иллюстрируют работу ТП при активно-индуктивной нагрузке (индуктивность трансформатора $L_T=0$). Среднее значение ЭДС при этом

$$E_d = \frac{E_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\tau} \sin \omega t d\omega t. \quad (8.3)$$

Угол τ определяется моментом спада тока i_d до нуля и зависит от параметров нагрузки.

На рис. 2, д представлены графики напряжений и токов ТП при условии, что индуктивность сглаживающего дросселя $L_d=\infty$, а индуктивность трансформатора $L_T=0$.

Среднее значение выпрямленной ЭДС в этом случае

$$E_d = \frac{E_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sin \omega t d\omega t = \frac{2E_m}{\pi} \cos \alpha = E_{d0} \cos \alpha, \quad (8.4)$$

где E_{d0} – значение ЭДС при $\alpha=0$.

Уравнение регулировочной характеристики (8.4) справедливо для режима непрерывных токов.

Из (8.4) следует, что выпрямительный режим ТП, когда $E_d > 0$, имеет место для режима непрерывных токов, если $\alpha < 90^\circ$.

При работе на якорь ДПТ режим непрерывных токов возможен и при $\alpha > 90^\circ$, если направление ЭДС якоря совпадает с направлением тока i_d . В этом случае $E_d < 0$, т.е. ТП работает в инверторном режиме, когда энергия ДПТ, работающего в режиме рекуперативного торможения, отдается в питающую сеть.

Графики на рис. 8.5 иллюстрируют работу ТП при условии, что $L_d = \infty$, $L_T \neq 0$.

Из-за наличия индуктивности L_T токи i_1 , i_2 не могут изменяться скачком, что приводит к появлению угла коммутации γ . Во время коммутации открыты оба тиристора VS1, VS2 и напряжение нагрузки равно нулю.

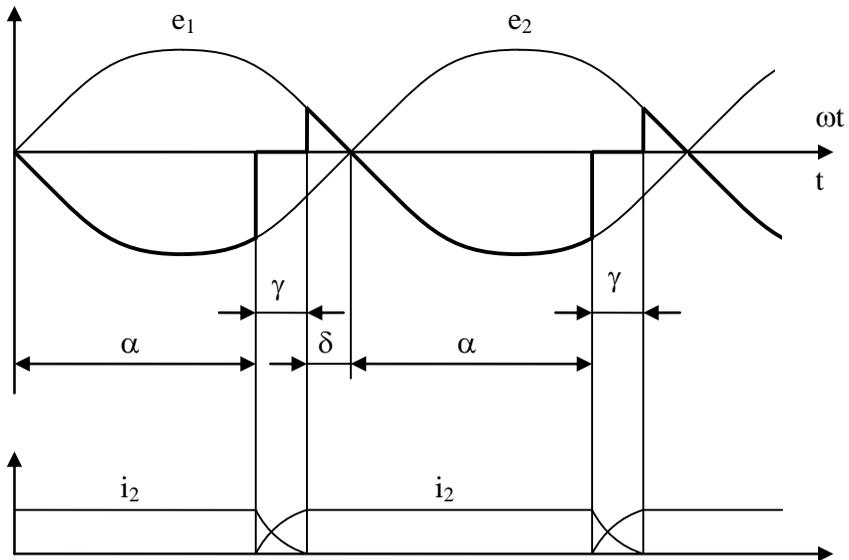


Рис. 8.5

Графики на рис. 8.5 приведены для случая, когда $\alpha > 90^\circ$, т.е. ТП работает в инверторном режиме. Инверторы обычно характеризуются не углами управления α , а углами опережения $\beta = \pi - \alpha$. Устойчивость работы инвертора определяется величиной угла δ , в течении которого после спада тока тиристора до нуля между его анодом и катодом сохраняется отрицательное напряжение и восстанавливаются запирающие свойства тиристора. Необходимо, чтобы выполнялось условие $\delta_{\min} < \omega t_{\text{восст}}$, где $t_{\text{восст}}$ – время восстановления запирающих свойств тиристора.

При $\delta < \omega t_{\text{восст}}$ наступает аварийный режим – опрокидывание инвертора, когда тиристоры не закрываются и инвертор переходит в режим короткого замыкания.

С увеличением среднего тока нагрузки I_d при $\beta = \text{const}$ угол γ возрастает, а угол δ уменьшается и может достигать минимально допустимого значения. Этим и определяется допустимый ток, превышение которого приводит к опрокидыванию инвертора.

Внешней характеристикой ТП называют зависимость выпрямленного напряжения U_d от среднего тока загрузки I_d при постоянном значении угла управления. Для практических расчетов обычно принимают

$$U_d = E_d - I_d R_n, \quad (8.5)$$

где R_n – внутреннее сопротивление преобразователя.

Величину R_n определяют как

$$R_n = R_T + \frac{mX_T}{2\pi}, \quad (8.6)$$

где m – число фаз выпрямления ТП.

Семейство внешних характеристик ТП ($m=2$), работающего на якорь ДПТ, приведено на рис.8.6.

Пунктирной линией показана граница зоны непрерывных токов, штрихпунктирной – ограничительная характеристика инвертора.

Как следует из (8.5), при постоянстве E_d внешняя характеристика линейна. Однако $E_d = \text{const}$ при $\alpha = \text{const}$, если ток нагрузки непрерывен.

В режиме прерывистых токов появляется некоторый угол $\theta = \pi - \tau$ (рис. 8.4, г). Как следует из сравнения графиков на рис. 28.4, г, д, среднее значение ЭДС E_d при $\alpha = \text{const}$ растет с ростом угла θ . В свою очередь угол θ при работе на якорь ДПТ увеличивается с уменьшением тока нагрузки. Описанный эффект объясняет нелинейность внешних характеристик в зоне прерывистых токов.

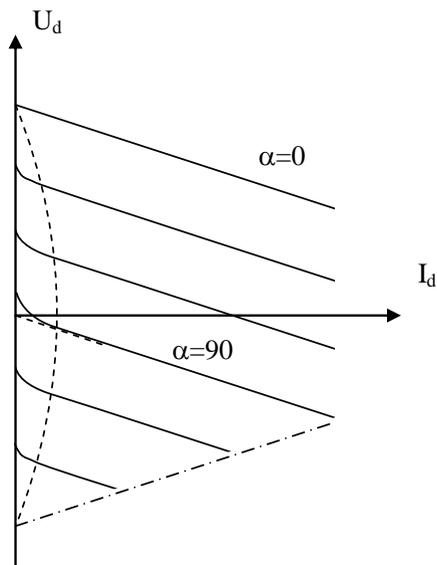


Рис. 8.6

8.2.3. Описание лабораторной установки

Основным элементом лабораторной установки является тиристорный преобразователь. Для проведения исследований используются стрелочные измерительные приборы, двухканальный осциллограф, сглаживающий дроссель, измерительный шунт, переменные сопротивления.

Функциональная схема тиристорного преобразователя и диаграммы, поясняющие его работу, изображены на рис. 8.7.

Силовая часть ТП содержит однофазный трансформатор TV1, два тиристора VS1, VS2, разъемы (гнезда) X1-X3 и выключатель Q1.

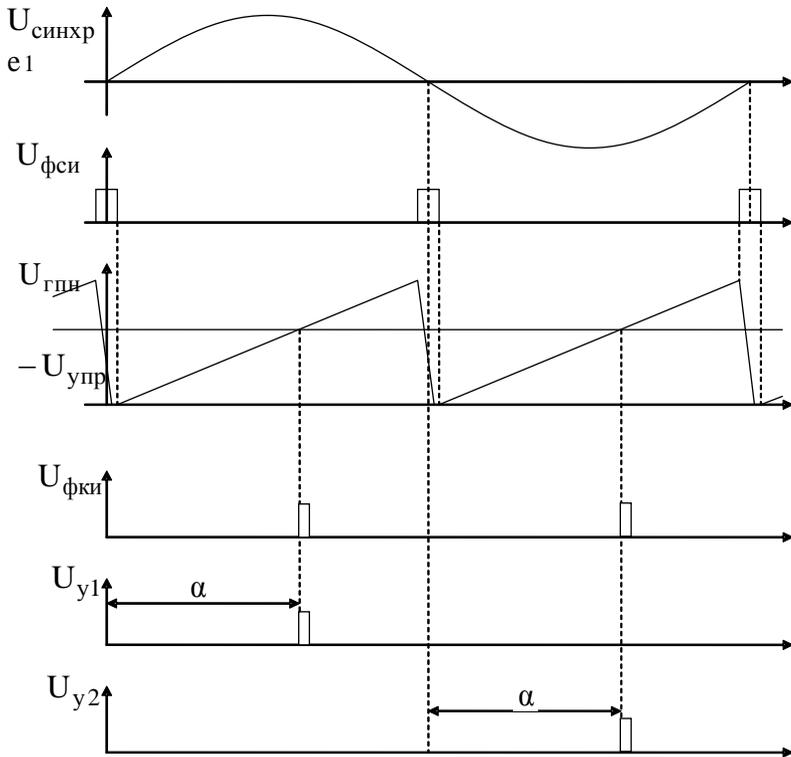
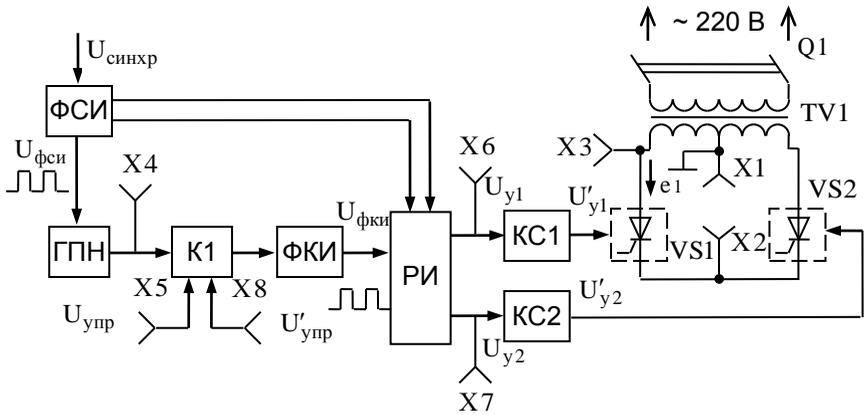


Рис. 8.7

В системе импульсно-фазового управления (СИФУ) можно выделить: формирователь стробирующих импульсов ФСИ, генератор пилообразного напряжения ГПН, компаратор К1, формирователь коротких импульсов ФКИ, распределитель импульсов РИ, согласующие каскады КС1, КС2.

На вход ФСИ поступает напряжение синхронизации $U_{\text{синхр}}$, пропорциональное ЭДС e_1 вторичной обмотки трансформатора ТV1. Блок ФСИ формирует короткие импульсы напряжения $U_{\text{фси}}$ в окрестности перехода напряжения $U_{\text{синхр}}$ через нуль. Напряжение $U_{\text{гпн}}$ на выходе ГПН синхронизируется с питающей сетью импульсами $U_{\text{фси}}$.

Выходное напряжение ГПН и напряжение управления ТП $U_{\text{упр}}$ сравниваются компаратором К1, изменяющим значение выходного логического сигнала в момент равенства абсолютных значений $U_{\text{гпн}}$ и $U_{\text{упр}}$. При смене значения выходного сигнала компаратора с логического нуля на логическую единицу блоком ФКИ формируются короткие импульсы напряжения $U_{\text{фки}}$, которые затем распределяются с помощью блока РИ по двум каналам управления тиристорами VS1 и VS2.

Схема электрическая принципиальная ТП изображена на рис.6. В схеме использованы оптронные тиристоры VS1 и VS2.

Операционный усилитель DA1 с конденсатором С1 и резистором R11 образуют интегратор. При постоянном входном напряжении на его выходе напряжение линейно возрастает. Когда на выходе блока ФСИ появляется стробирующий импульс $U_{\text{фси}}$, транзистор VT6 открывается, шунтируя емкость С1, которая разряжается до нуля. При исчезновении напряжения на выходе ФСИ транзистор VT6 запирается и выходное напряжение ГПН вновь линейно возрастает.

8.2.4. Порядок выполнения работы

8.2.4.1. Предварительное задание

1. Изучить принцип действия, схемные решения и характеристики тиристорных преобразователей. Контрольные вопросы для усвоения данного материала приведены в шестом разделе лабораторной работы.

2. Изучить устройство тиристорного преобразователя в лабораторной установке и, в частности, определить:

- а) схему выпрямления преобразователя;
- б) входные и выходные выводы ТП;
- в) соответствие элементов электрической принципиальной схемы ТП блокам его функциональной схемы.

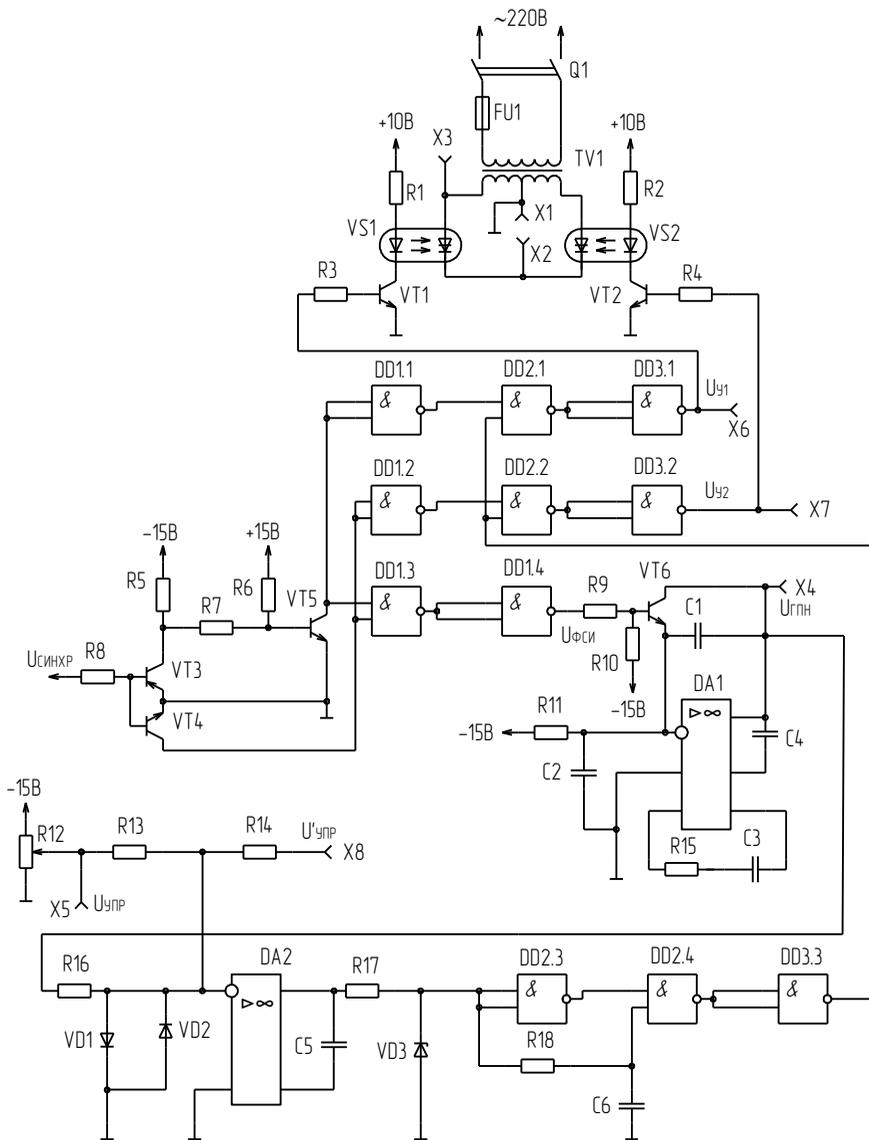


Рис. 8.8

8.2.4.2. Рабочее задание

1. Снять зависимость управляющего угла α от напряжения управления $\alpha=f(U_{упр})$. Для выполнения опыта осциллограф ЛО1 и вольтметр V1 включить в соответствии с рис. 7, а.

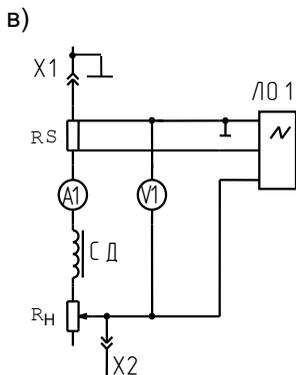
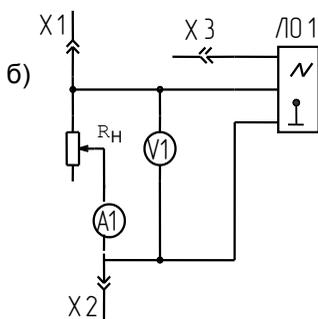
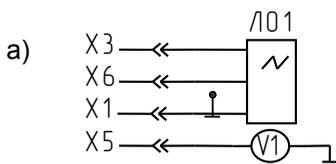


Рис. 8.9

2. Снять регулировочную $E_d=f(\alpha)$ и внешние $U_d=f(I_d)$ характеристики ТП при неизменной нагрузке, собрать схему в соответствии с рис. 8.9, б (R_n – реостат).

При выборе измерительных приборов следует помнить, что U_d и I_d – средние значения напряжения и тока.

Так как нормальная работа ТП на холостом ходу невозможна и, соответственно, нельзя измерить ЭДС E_d , то для получения регулировочной характеристики снимать зависимость $U_d=f(\alpha)$ при малых токах нагрузки (большом сопротивлении нагрузки).

Значение углов управления при снятии внешних характеристик задаются преподавателем.

3. Снять регулировочную и внешние характеристики при активно-индуктивной нагрузке, собрать схему в соответствии с рис. 78.9,в, включающую сглаживающий дроссель СД и шунт RS для осциллографирования тока.

Значения углов управления

для снятия внешних характеристик задаются преподавателем.

При снятии внешней характеристики найти угол управления, определяющий границу режимов непрерывного и прерывистого токов. При снятии внешних характеристик найти величину токов, соответствующих границе режимов непрерывного и прерывистого токов.

Зарисовать осциллограммы напряжения и тока нагрузки при прерывистом и непрерывном токах

8.2.5. Требования к отчету

Отчет оформляется в отдельной тетради каждым студентом. Отчет должен содержать:

схемы, использованные при проведении исследований;
таблицы экспериментальных данных;
совместно построенные графики характеристик $U_d=f(\alpha)$ при двух видах нагрузки;
графики внешних характеристик;
зарисованные осциллограммы напряжений и токов;
расчет внутреннего сопротивления преобразователя;
выводы о соответствии экспериментальных данных теоретическим сведениям, влиянии нагрузки и режима прерывистых токов на характеристики преобразователя.

8.2.6. Вопросы и задачи для самопроверки

1. Изобразите вольт-амперную характеристику тиристора.
2. Объясните принцип работы и назначение тиристорного преобразователя.
3. Отличаются ли понятия "число фаз выпрямления" и "число фаз питающей сети"?
4. На что влияет число фаз выпрямления?
5. Назовите основные достоинства и недостатки ТП.

6. Как определяется частота коммутации ТП?
7. Сравните достоинства и недостатки мостовых и нулевых (со средней точкой) схем выпрямления.
8. В каких схемах возникает поток вынужденного намагничивания трансформатора и к чему это приводит?
9. Изобразите диаграммы токов и напряжений преобразователей с различным числом фаз выпрямления при работе на активную и активно-индуктивную нагрузку в режимах непрерывного и прерывистых токов с учетом и без учета угла коммутации.
10. Получите уравнения среднего значения выпрямленного напряжения в режимах непрерывного и прерывистых токов.
11. Что такое регулировочная характеристика преобразователя?
12. Чем определяется внутреннее сопротивление тиристорного преобразователя?
13. Что такое внешняя характеристика ТП?
14. Объясните причину нелинейности внешних характеристик ТП.
15. Объясните разницу между режимами выпрямления и инвертирования.
16. Какие ограничения накладываются на угол опережения для осуществления нормальной работы преобразователя в режиме инвертирования?
17. Какие причины приводят к опрокидыванию инвертора, ведомого сетью?
18. Что такое ограничительная характеристика инвертора?
19. Изобразите схемы реверсивных преобразователей.
20. Объясните разницу между отдельным и совместным управлением группами вентиля в реверсивных преобразователях.
21. Чем отличается согласованное и несогласованное (линейное и нелинейное согласование) управление группами вентиля в реверсивных ТП?

22. Как влияет опорное напряжение в СИФУ на характеристики ТП?

8.3. Лабораторная работа № 3

«Исследование системы тиристорный преобразователь-двигатель»

8.3.1. Цель работы

Целью работы является исследование системы «тиристорный преобразователь-двигатель» (ТП–Д).

8.3.2. Теоретические пояснения

Система ТП–Д включает двигатель постоянного тока (ДПТ) независимого возбуждения и тиристорный преобразователь, питающий якорь ДПТ. Электромеханическими $\omega=f(I)$ и механическими $\omega=f(M)$ характеристиками разомкнутой системы ТП–Д называют зависимости скорости двигателя ω от тока якоря I и электромагнитного момента M при фиксированных углах управления α тиристорного преобразователя (см. лабораторную работу № 2).

Уравнение электромеханических характеристик привода в системе ТП–Д

$$\omega = \frac{U}{C} - \frac{Ir}{C} = \frac{E_d}{C} - \frac{I(r + R_n + R_L)}{C}, \quad (8.7)$$

где U – напряжение якоря; r – активное сопротивление якоря ДПТ, C – произведение конструктивного коэффициента ДПТ на магнитный поток; R_n – внутреннее сопротивление ТП; R_L – активное сопротивление сглаживающего дросселя; E_d – среднее значение внутренней ЭДС преобразователя.

Уравнение механических характеристик

$$\omega = \frac{U}{C} - \frac{Mr}{C^2} = \frac{E_d}{C} - \frac{M(r + R_n + R_L)}{C^2}. \quad (8.8)$$

Из сравнения внешних характеристик ТП (см. лабораторную работу № 2) и уравнений (8.7), (8.8) можно сделать вывод о том, что графики семейств электромеханических и механических характеристик привода подобны графикам внешних характеристик тиристорного преобразователя, работающего на якорь ДПТ.

8.3.3. Описание лабораторной установки

Основным элементом лабораторной установки являются три механически связанные машины постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов М1–М3 и тиристорный преобразователь, используемый так же в лабораторной работе № 2. Машина М1 используется в качестве приводного двигателя системы ТП–Д, М2 служит для создания нагрузки, М3 используется как тахогенератор.

8.3.4. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

Собрать схему в соответствии с рис. 8.10.

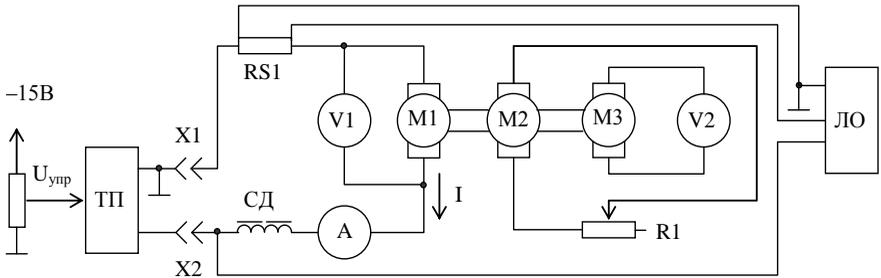


Рис. 8.10

Изменяя сопротивление реостата R_1 , снять семейство электромеханических характеристик привода $\omega=f(I)$ при заданных преподавателях значениях угла управления.

Угол управления α изменять, изменяя сопротивление R_{12} в схеме ТП, а измерять α нужно при помощи осциллографа ЛО. Скорость ω вычислять через коэффициент передачи тахогенератора, полученный у преподавателя.

При снятии характеристик наблюдать изменение осциллограмм выходного напряжения ТП и тока якоря. Определить величину тока, соответствующего границе режимов непрерывного и прерывистого токов.

Зарисовать осциллограммы выходного напряжения ТП и тока якоря ДПТ, соответствующие режимам непрерывного и прерывистого токов.

Зарисовать осциллограмму напряжений питания.

Для сравнения электромеханических характеристик привода и двигателя снять соответствующую электромеханическую характеристику двигателя $\omega=f(I)$, поддерживая постоянное напряжение якоря ДПТ и изменяя нагрузку.

8.3.5. Требования к отчету

Отчет должен содержать схему, используемую при проведении опытов, графики электромеханических характеристик привода и двигателя, осциллограммы напряжений и токов, выводы о соответствии теории и эксперимента.

8.3.6. Контрольные вопросы

1. Чем отличаются электромеханические и механические характеристики привода и двигателя?
2. Для чего необходим сглаживающий дроссель в системе ТП–Д?
3. Каковы достоинства и недостатки системы ТП–Д?

8.4. Лабораторная работа № 4 «Исследование асинхронного двигателя»

8.4.1. Цель работы

Исследование процессов пуска и реверса, рабочих характеристик асинхронного двигателя.

8.4.2. Описание лабораторной установки

Схема лабораторной установки (рис. 8.11) включает исследуемый трехфазный асинхронный двигатель (АД) с короткозамкнутым ротором М1. Концы фазных обмоток статора АД I, II, III выведены к гнездам на лицевой панели установки. С ротором АД соединены ротор нагрузочной машины М2 (генератора постоянного тока) и ротор тахогенератора BR1. Выводы якорных обмоток машин М2 и BR1 подведены к гнездам на лицевой панели.

С гнездами на лицевой панели соединены также шунты R2-R4 и переменный резистор R1. Регулирование сопротивления резистора R1 осуществляется вращением соответствующей ручки на лицевой панели.

Переключатель QF1 присоединяет трехфазную сеть с линейными напряжениями 220 В к гнездам X100, X200, X300. О включении сети сигнализирует свечение лампочки HL1. Трехфазная сеть гальванически не связана с "землей", что повышает безопасность работы с лабораторной установкой.

Тахогенератор BR1 служит для измерения частоты вращения. Напряжение на выходе тахогенератора (на гнездах X3, X4) пропорционально частоте вращения его ротора.

Нагрузочная машина М2 предназначена для создания нагрузки (момента) на валу исследуемого двигателя и одновременно для измерения момента нагрузки. Для создания момента нагрузки к цепи якорной обмотки М2 (к гнездам X5, X7) подключают переменный резистор.

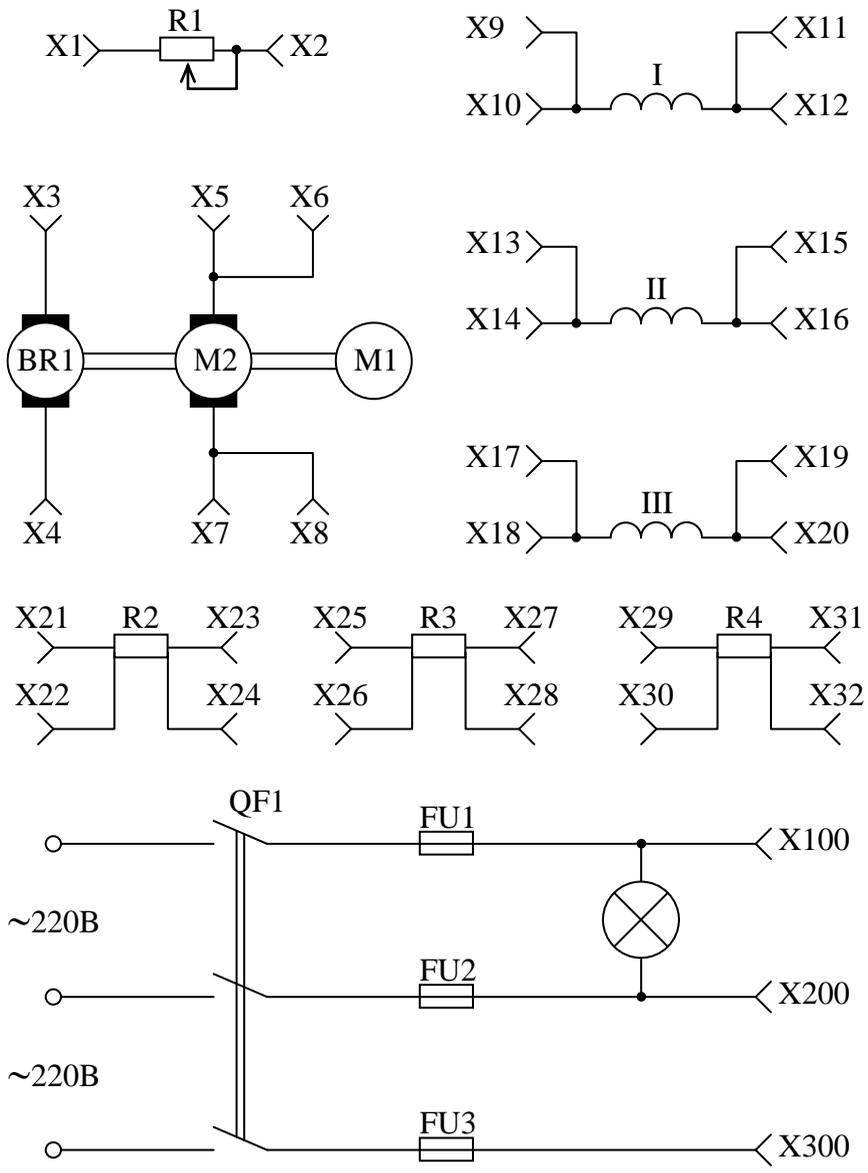


Рис. 8.11. Схема лабораторной установки

При вращении ротора М2 в его якорной обмотке наводится ЭДС, пропорциональная частоте вращения. Изменяя сопротивление в якорной цепи, регулируют электромагнитный момент машины М2, который пропорционален току якоря I_a . Измеряя ток якоря и зная коэффициент пропорциональности C_m между током и моментом, вычисляют электромагнитный момент.

Параметры исследуемого АД, тахогенератора и нагрузочной машины необходимо получить у преподавателя. Необходимые измерения могут производиться с помощью осциллографа или других приборов, подключаемых к соответствующим гнездам на лицевой панели установки.

8.4.3. Порядок выполнения работы

8.4.3.1. Осуществление пробного пуска и реверса двигателя

Установить переключатель QF1 в положение 0.

Соединить обмотки АД в треугольник и подключить к гнездам X100, X200, X300. После проверки схемы преподавателем осуществить пробный пуск двигателя, подав на его обмотку напряжение с помощью переключателя QF1. Определить визуально направление вращения двигателя.

Измерить время пуска и остановки двигателя при отключении его от сети.

Для осуществления реверса двигателя установить QF1 в положение 0 и поменять местами две любые фазы напряжения, питающего АД. После проверки схемы преподавателем включить сеть и убедиться в реверсе двигателя.

8.4.3.2. Снятие рабочих характеристик

Для снятия рабочих характеристик можно использовать схему на рис. 8.12. При этом для измерений необходим двухлучевой осциллограф ЛО. В случае использования двухлуче-

вого осциллографа для устранения возможных аварийных ситуаций обязательно исключить из работы у одного из измерительных шнуров вывод, связанный с корпусом осциллографа.

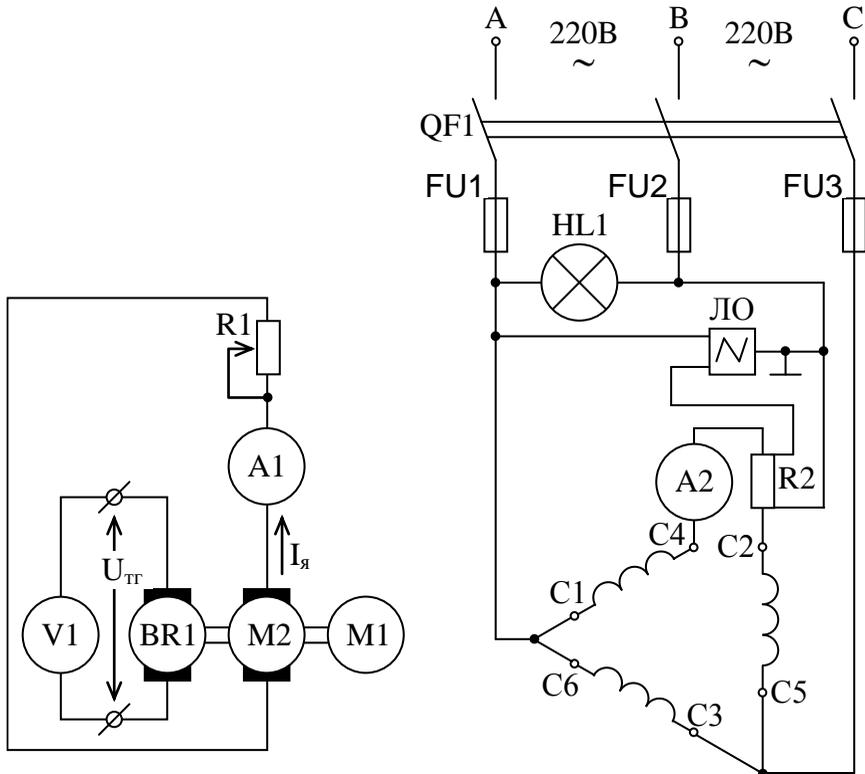


Рис. 8.12. Схема для снятия рабочих характеристик АД

Двухлучевой осциллограф позволяет измерить амплитуду фазного напряжения АД U_{1m} и сдвиг фаз φ_1 между напряжением и током.

Выходное напряжение тахогенератора BR1 можно измерять с помощью осциллографа или вольтметра постоянного напряжения. В качестве нагрузки машины M2 можно использовать реостат или переменное сопротивление R1. Ток якоря $I_{я}$ машины M2 измеряется амперметром постоянного тока.

Для построения рабочих характеристик необходимо при шести - десяти различных значениях тока $I_{я}$ измерить и занести в таблице значения амплитуды фазного напряжения АД U_{1m} , фазного тока АД I_1 , напряжения тахогенератора $U_{тг}$, и угла сдвига фаз между током и напряжением. Ток $I_{я}$ необходимо изменять через примерно равные промежутки от нуля до максимального значения, при которой фазный ток АД I_1 равен $1,2 I_n$.

После этого заполняют расчетные столбцы таблицы.

Таблица

Измерения					Вычисления							
U_{1m}	$I_{я}$	I_1	$U_{тг}$	φ	P_1	n_2	U_1	$\cos\varphi$	s	P_2	M_2	η
В	А	А	В	град	Вт	об/мин	В			Вт	Нм	%

Действующие значения фазного напряжения АД $U_1 = U_{1m} / \sqrt{2}$.

Потребляемая двигателем мощность $P_1 = 3U_1 I_1 \cos\varphi_1$.

Угловая частота вращения ротора $n_2 = U_{тг} / k_{тг}$, где $k_{тг}$ - коэффициент передачи тахогенератора.

Электромагнитный момент $M_{г}$ нагрузочной машины M_2 пропорционален току якоря: $M_{г} = C_m I_{я}$, где C_m - константа.

Момент, развиваемый асинхронным двигателем $M_2 = M_{г} + M_0$, где M_0 - момент холостого хода.

Полезная мощность двигателя $P_2 = M_2 \omega_2 = M_2 \pi n_2 / 30$, где ω_2 - угловая частота АД в рад/с.

Коэффициент полезного действия $\eta = P_2 / P_1$.

Скольжение $s = (n_1 - n_2) / n_1$.

Значения $k_{тг}$, M_0 , C_m необходимо получить у преподавателя. С паспортной таблички АД переписать номинальные значения фазного напряжения U_n , тока I_n , η_n , $\cos\varphi_n$.

По данным таблицы построить рабочие характеристики АД - зависимости от P_2 значений I_1 , $\cos\varphi$, η , n_2 , s , M_2 .

8.4.4. Анализ результатов лабораторной работы

При анализе результатов работы необходимо сделать заключение о соответствии номинальных паспортных данных и экспериментально полученных и объяснить вид полученных графиков.

8.4.5. Контрольные вопросы для отчета по лабораторной работе

1. Каков принцип действия асинхронного двигателя?
2. Каково устройство асинхронного двигателя?
3. Что такое скольжение и каковым оно бывает у асинхронных двигателей общего применения?
4. С какой целью у асинхронного двигателя обычно делают все шесть выводов обмотки статора?
5. Как определить начала и концы фазных обмоток статора АД?
6. Что такое реверс и как его осуществить у трехфазного АД?
7. Каковы возможные схемы соединения обмоток трехфазных АД?
8. Почему в лабораторной работе обмотки исследуемого двигателя соединяют в треугольник, а не в звезду?
9. Каков вид механических характеристик АД?
10. Что такое критический момент и критическое скольжение?
11. Как изменяется вид механических характеристик АД при изменении напряжения питания?
12. Как изменяется вид механических характеристик АД при изменении сопротивления ротора?
13. Что такое перегрузочная способность АД и какова ее зависимость от напряжения питания?

14. Что такое кратность начального пускового момента и каковой она бывает у двигателей общего применения?
15. Каково обычно отношение пускового тока к номинальному у двигателей общего применения?
16. Почему невыгодна работа АД при недогрузке?
17. Какие характеристики асинхронного двигателя называют рабочими?
18. Как выглядит энергетическая диаграмма АД?
19. Для чего используется схема замещения АД?
20. Как определить ток короткого замыкания АД?

8.5. Лабораторная работа «Исследование сельсинов»

8.5.1. Цель работы

Целью работы является изучение конструкций и принципа действия сельсинов, исследование характеристик сельсинов и систем синхронной связи на их основе.

8.5.2. Описание лабораторной установки

Установка содержит лабораторный стенд и два бесконтактных однофазных сельсина. На статоре каждого сельсина укреплен лимб с делениями. На валу каждого сельсина установлены шкив и стрелка для измерения положения. На одном из сельсинов установлен механический тормоз.

Трехфазная и однофазная обмотки каждого сельсина соединены с гнездами на лицевой панели стенда. К гнездам на стенде также подводится однофазное переменное напряжение 110 В и трехфазное напряжение величиной 27 В. Подача напряжения на данные гнезда обеспечивается тумблером, расположенным в левой части стенда.

В стенде имеются нагрузочные резисторы. Измерения осуществляются с помощью двухканального осциллографа.

8.5.3. Предварительное задание

Изучить назначение, варианты конструкции и схемы включения сельсинов. Изучить устройство лабораторной установки.

8.5.4. Рабочее задание

8.5.4.1. Исследование сельсина в режиме фазовращателя

Подключить трехфазную обмотку одного из сельсинов к источнику трехфазного напряжения. Первым каналом осциллографа измерять напряжение питания, вторым каналом – напряжение однофазной обмотки. Снять зависимость сдвига фаз между осциллографируемыми напряжениями $\Delta\varphi$ от угла поворота ротора α .

Угол α изменять от 0° до 360° через каждые 30° .

Построить график зависимости $\Delta\varphi = f(\alpha)$.

8.5.4.2. Исследование сельсина в трансформаторном режиме

Подключить однофазную обмотку одного из сельсинов к источнику однофазного напряжения. Первый канал осциллографа подключить к однофазной обмотке, второй канал – к любым двум выводам трехфазной обмотки. Снять зависимость амплитуды линейного напряжения трехфазной обмотки $U_{\text{мл}}$ от угла α .

Угол α изменять от 0° до 360° через каждые 30° .

Построить график зависимости $U_{\text{мл}}$ от α .

8.5.4.3. Исследование индикаторной системы синхронной связи

Собрать схему в соответствии с рис.7.2. После проверки схемы преподавателем включить напряжение питания и убедиться в работоспособности системы, поворачивая за шкив ротор одного из сельсинов.

Затормозить ротор одного из сельсинов. На шкиве другого сельсина закрепить нить для подвешивания груза. Снять зависимость синхронизирующего момента системы M_c от угла рассогласования α , подвешивая к нити грузы разного веса P_r . результаты измерения занести в таблицу.

α , град					
P_r , г					
M_c , Нм					

Рассчитать M_c , учитывая, что радиус шкива 2 см. Построить график $M_c = f(\alpha)$. Определить по графику удельный синхронизирующий момент.

8.5.4.4. Исследование трансформаторной системы синхронной связи

Собрать схему в соответствии с рис.7.3, используя в качестве СД сельсин с тормозом. Первый канал осциллографа подключить к однофазной обмотке СД, а второй – к однофазной обмотке СП. Затормозить ротор СД.

Снять зависимость амплитуды напряжения однофазной обмотки U_{my} от угла рассогласования α . Угол α изменять от 0° до 360° через каждые 30° .

Зарисовать исследуемую схему. Построить график $U_{my} = f(\alpha)$. По данному графику определить крутизну S_T .

8.5.4.5. Оформить отчет по работе и подготовиться к защите

Отчет должен содержать название и цель работы, схемы

опытов, таблицы опытных данных, графики полученных характеристик, выводы о соответствии экспериментальных данных и теоретических сведений.

8.5.5. Контрольные вопросы

1. Конструкции контактных и бесконтактных сельсинов.
2. Схемы включения и характеристики сельсинов при их использовании в качестве датчиков положения.
3. Принцип действия индикаторной системы синхронной связи.
4. Схема и принцип действия трансформаторной системы синхронной связи.
5. Погрешности сельсинов.

8.6. Лабораторная работа №6 «Исследование вращающихся трансформаторов»

8.6.1. Цель работы

Целью работы является изучение конструкций и схем включения вращающихся трансформаторов (ВТ), исследование их характеристик.

8.6.2. Описание лабораторного стенда

К гнездам на лицевой панели стенда подведено двухфазное напряжение, описываемое выражением (7.15). Подача напряжения осуществляется переключателем Q1.

Вал ротора вращающегося трансформатора, размещенного в корпусе стенда, выведен на лицевую панель стенда и снабжен стрелкой. С соответствующими гнездами на лицевой панели стенда соединены выводы обмоток ВТ, а также выводы конденсатора С и сопротивлений R1, R2.

8.6.3. Предварительное задание

Изучить назначение, варианты конструкции и схемы включения ВТ. Изучить устройство лабораторного стенда.

8.6.4. Рабочее задание

8.6.4.1. Собрать схему синусного ВТ без симметрирования (рис.7.5). Первым каналом осциллографа измерять питающее напряжение, вторым – выходное. Снять зависимость амплитуды выходного напряжения $U_{\text{тв}}$ от угла поворота α на холостом ходу и с нагрузкой. В качестве нагрузки использовать сопротивление R_1 .

В схеме с нагрузкой измерять также фазовую погрешность.

При холостом ходе угол α изменять от 0° до 90° через 15° , а от 90° до 360° через 30° . При нагрузке изменять α от 0° до 90° через 15° .

8.6.4.2. Собрать схему синусного ВТ с первичным симметрированием (рис.7.7). Снять зависимость амплитуды выходного напряжения $U_{\text{тв}}$ от угла α при холостом ходе и при наличии нагрузки. Измерять также фазовую погрешность в схеме с нагрузкой. Угол α изменять от 0° до 90° через 15° .

8.6.4.3. Собрать схему линейного ВТ с первичным симметрированием (рис.7.8). Снять зависимость амплитуды напряжения нагрузки $U_{\text{тв}}$ от угла α . Угол α изменять от 0° до 360° через каждые 30° .

8.6.4.4. Собрать схему фазовращателя с двухфазным питанием (рис.7.9,а). Осциллографировать одно из питающих напряжений и выходное напряжение. Снять зависимость сдвига фазы между питающим и выходным напряжениями $\Delta\varphi$ от угла α на холостом ходу и с нагрузкой. Угол α изменять от 0° до 360° через каждые 30° .

8.6.4.5. Собрать схему фазовращателя с однофазным питанием (рис.7.9,б). Снять зависимость сдвига фазы между питающим и выходным напряжениями от угла α .

8.6.5. Требования к отчету

Отчет должен содержать название и цель работы, схемы включения ВТ, таблицы экспериментальных данных, графики полученных зависимостей, выводы о соответствии теоретических и экспериментальных данных.

8.6.6. Контрольные вопросы

1. Конструкции вращающихся трансформаторов.
2. Схемы включения ВТ и их характеристики.
3. Назначение и способы симметрирования ВТ.
4. Погрешности вращающихся трансформаторов.

Список литературы

1. Арменияский Е.В. Электромашинные устройства автоматизации: учебное пособие для вузов/ Е.В. Арменияский, И.В. Кузина, Г.Б. Фалк. – М.: Высшая школа, 1986. – 247 с.
2. Ахромеев Ж.П. Робототехника и гибкие автоматизированные производства. В 9-ти книгах. Кн. 2. Приводы робототехнических систем./ Ж.П. Ахромеев и др. – М.: Высшая школа., 1986. – 175 с.
3. Брускин И.Д. Электрические машины. Ч. 1 и 2: учебник для вузов/ Д.Э. Брускин, А.Е. Захорович, В.С. Хвостов. – М.: Высшая школа, 1979. – 288 с.
4. Воробьев Е.И. Механика промышленных роботов: в 3-х кн./ под ред. К.В. Фролова, Е.И. Воробьева. кн. 3: Основы конструирования/ Е.И. Воробьев и др. – М.: Высшая школа., 1989. – 383 с.
5. Ключев В.И. Теория электропривода: учебник для студентов вузов/ В.И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 714 с.
6. Москаленко В.В. Автоматизированный электропривод: учебник для вузов/ В.В. Москаленко. – М.: Энергоатомиздат, 1986. 416 с.
7. Онищенко Г.Б. Электрический привод: учебник для студентов вузов/ Г.Б. Онищенко. – М.: РАСХН, 2003. – 320 с.
8. Попов Е.П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления: учебное пособие для вузов/ Е.П. Попов. – М.: Наука. 1989. – 304 с.
9. Сабинин Ю.А. Электромашинные устройства автоматизации: учебник для вузов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1988. – 408 с.
10. Сафонов Ю.М. Электроприводы промышленных роботов/ Ю.М. Сафонов. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 176 с.
11. Чиликин М.Г. Общий курс электропривода: учебник для вузов/ М.Г. Чиликин, А.С. Сандлер. – М.: Энергоатомиздат, 1981. – 576 с.

12. Шенфельд Р. Автоматизированные электроприводы: пер с нем./ Р. Шенфельд, Э. Хайбигер. – Л.: Энергоатомиздат, 1985. – 464 с.

13. Юревич Е.И. Основы робототехники./ Е.И. Юревич. – Л.: Машиностроение. 1985. - 271 с.

Учебное издание

Муконин Александр Константинович
Романов Андрей Владимирович
Трубецкой Виктор Александрович

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ПРИВОД

В авторской редакции

Подписано в печать

Формат 60x84/16. Бумага для множительных аппаратов.

Усл. печ. Л. 1. Уч.-изд. Л. Тираж экз.

Заказ №

ФГБОУВПО “Воронежский государственный техниче-
ский университет”

394026 Воронеж, Московский просп., 14

170