

А.М. Абакумов, Д.Г. Рандин

**УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ**



МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Кафедра «Электромеханика и автомобильное электрооборудование»

А.М. АБАКУМОВ
Д.Г. РАНДИН

УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Учебно-методическое пособие

2-е издание переработанное и дополненное

Самара
Самарский государственный технический университет
2019

УДК 62-52(075)

А 13

Абакумов А.М.

А 13 Управление электромеханическими преобразователями: учеб.-метод. пособие / *А.М. Абакумов, Д.Г. Рандин*. 2-е изд., перераб. и доп. – Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2019. – 243 с.: ил.

Рассмотрены вопросы исследования статических и динамических характеристик электромеханических преобразователей переменного и постоянного тока и систем на их основе.

Представлены краткие теоретические сведения, задания на проведение исследований и примеры расчетов.

Предназначено для студентов высших технических учебных заведений, обучающихся по профилю «Электромеханика», магистрантов по направлению «Электроэнергетика и электротехника». Может быть полезно студентам других родственных направлений подготовки и инженерным специалистам предприятий.

УДК 62-52(075)

А 13

Рецензенты: д-р техн. наук *П.К. Кузнецов*,

© А.М. Абакумов, Д.Г. Рандин, 2019

© Самарский государственный
технический университет, 2019

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АД – асинхронный двигатель

АФХ – амплитудно- фазовая характеристика

БУВ – блок управляемых вентилей

ДПТ НВ – двигатель постоянного тока с независимым возбуждением

ЛАХ – логарифмическая амплитудная характеристика

ЛФХ – логарифмическая фазовая характеристика

МО – модульный оптимум

ОВМ – обмотка возбуждения машины

ОС – обратная связь

ПИ – пропорционально - интегральный

ПИД – пропорционально-интегрально-дифференциальный

ПМ – производственный механизм

ПФ – передаточная функция

РС – регулятор скорости

РТ – регулятор тока

САУ – система автоматического управления

СД – синхронный двигатель

СИФУ – система импульсно-фазового управления

СО – симметричный оптимум

СПР – система подчиненного регулирования

ТО – технический оптимум

ЧРП – частотно-регулируемый электропривод

ПЧ – преобразователь частоты

ЗС – задатчик скорости

ФП – функциональный преобразователь

ЭМП – электромеханический преобразователь

ЭП – электрический привод

ВР – тахогенератор

DA – операционный усилитель
 Rh – шунт
 RP – потенциометр
 Φ – магнитный поток
 k_D – коэффициент передачи двигателя;
 k_{BR} – коэффициент передачи тахогенератора;
 k_{BII} – коэффициент усиления вентильного преобразователя;
 k_Y – коэффициент усиления П-регулятора
 T_{BII} – постоянная времени вентильного преобразователя
 R_J – сопротивление якорной цепи «преобразователь – двигатель»,
 $I_{НОМ}$ – номинальный ток двигателя.
 $U_{ОСТ}$ – сигнал в цепи обратной связи по току якоря ДПТ НВ
 $U_{О\omega}$ – сигнал в цепи обратной связи по угловой частоте вращения ДПТ НВ
 $U_{\delta 1}, U_{\delta 2}$ – сигналы ошибки (рассогласования)
 $U_{ЗД}$ – напряжение задающего потенциометра
 $U_{РТ}$ – напряжение на выходе регулятора тока якоря
 $U_{РС}$ – напряжение на выходе регулятора скорости
 U_J – напряжение на якоре электродвигателя
 ω_D – угловая частота вращения якоря электродвигателя
 k_D – коэффициент передачи двигателя
 C_M, C_E – конструктивные постоянные двигателя
 T_M – электромеханическая постоянная времени
 T_Σ – электромагнитная постоянная времени

ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемое издание адресовано, прежде всего, бакалаврам и магистрам по направлению подготовки «Электроэнергетика и электротехника», но может быть также полезно студентам родственных направлений подготовки.

В пособии рассмотрены вопросы управления электромеханическими преобразователями (постоянного тока, синхронными и асинхронными), анализа их механических характеристик, исследования переходного процесса пуска, статических и динамических характеристик разомкнутых и замкнутых систем.

В первом разделе рассматриваются механические и пусковые характеристики двигателей постоянного тока с независимым возбуждением. Приводятся основные способы регулирования частоты вращения якоря, а также факторы, влияющие на диапазон регулирования. Формируются математические модели двигателя постоянного тока, с учетом которых разработаны структурные схемы, удобные для исследования динамических характеристик в специализированных компьютерных программах. Первоначальные сведения по работе с программой для исследования САУ изложены в Приложении 1.

Во втором разделе изучаются механические и пусковые характеристики асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. Исходя из технических данных для АД, строятся механические характеристики по паспортным данным и аналитическим зависимостям. Путем сравнения характеристик делается вывод о применимости методов расчета. Рассчитывается переходный процесс пуска АД. По результатам расчетов анализируется влияние вариации параметров на показатели переходного процесса. Изучаются механические характеристики АД при частотном управлении частотой вращения в разомкнутой системе управления.

В третьем разделе исследуются электромеханические характеристики синхронных двигателей. Приведены основные теоретические сведения, расчетные зависимости, характеристики. На основании исходных данных, соответствующих выпускаемым серийно СД, технические характеристики которых представлены в Приложениях 2 и 3, рассчитывается угловая характеристика. Исследуется переходный процесс пуска и динамическая устойчивость СД. Рассчитаны и построены зависимости тока статора СД от тока возбуждения при работе с номинальной нагрузкой на валу, а также зависимость реактивной мощности от тока возбуждения при работе двигателя с опережающим коэффициентом мощности.

В четвертом разделе рассматриваются системы автоматического регулирования ЭМП. Анализируется понятие устойчивости системы управления и аналитические способы ее оценки. Исследование системы автоматического управления ЭМП проводится с помощью программы CLASSiC. Изучаются динамические характеристики одноконтурной САУ при использовании регуляторов с типовыми законами регулирования: П-пропорциональным, ПИ – пропорционально-интегральным и ПИД-пропорционально-интегрально-дифференциальным. На основании сравнения показателей качества САУ делается вывод о предпочтительности использования различных типов регуляторов. В этом же разделе изучаются динамические характеристики системы подчиненного регулирования с астатическим и статическим объектом при настройке ее на симметричный и технический (модульный) оптимум.

В пятом разделе представлена методика исследования одноконтурной и двухконтурной систем автоматического управления координатами двигателей постоянного тока.

Шестой раздел связан с замкнутыми системами регулирования скорости асинхронных двигателей. В разделе приведены аналитические выражения, описывающие динамические свойства элементов системы управления; структурные схемы для замкнутых систем; методика синтеза регуляторов, обеспечивающих требуемые

показатели качества регулирования в замкнутой системе управления; имитационные модели для исследования динамических характеристик САУ на компьютере.

Каждый раздел пособия содержит задания на проведение исследований и примеры расчета для конкретного варианта задания.

Целевое назначение приводимых заданий может варьироваться преподавателем с учетом учебных часов, отводимых на отдельные виды занятий.

Рассмотренные методики исследования процессов управления рекомендуется использовать при выполнении курсового проекта по дисциплине «Управление электромеханическими преобразователями», который может служить частью последующей выпускной квалификационной работы.

Для студентов заочной формы обучения, с учетом количества часов на отдельные виды занятий, часть рассмотренного материала может выноситься на самостоятельную проработку.

Возникшие вопросы, замечания, предложения и пожелания по пособию читатель может направить на электронную почту авторов em@samgtu.ru.

ВВЕДЕНИЕ

Электромеханические преобразователи переменного и постоянного тока являются неотъемлемыми исполнительными элементами в различных промышленных и транспортных системах.

В ряде случаев, когда не предъявляют серьезных требований по точности управления выходной координатой, применяются достаточно простые, разомкнутые системы управления электромеханическими преобразователями без обратной связи. Разомкнутые системы характерны для таких объектов как вентиляторы различного назначения, насосы, электроинструмент и т.п.

В большинстве промышленных механизмов все же требуется регулирование координат электромеханических преобразователей. В этом случае, применяются САУ, которые поддерживают постоянными одну или несколько физических величин, определяющих режим работы объекта, либо изменяют по требуемому закону эти физические переменные. В общем случае САУ сами определяют в зависимости от ряда условий нужный или оптимальный закон управления объектом.

В качестве примеров электромеханических преобразователей с САУ можно указать генерирующие установки энергосистем – синхронные генераторы; системы автоматического регулирования возбуждения мощных синхронных электродвигателей, используемых, в частности, на компрессорных станциях в нефтегазовой промышленности при транспортировке топлива по трубопроводам; системы автоматизированного электропривода для металлорежущих станков, транспортных средств, устройств бытовой техники и др.

Приведенные в пособии задания и примеры расчётов направлены на формирование у обучаемых практических навыков исследования динамических характеристик звеньев и электромеханических систем автоматического управления.

1 МЕХАНИЧЕСКИЕ И ПУСКОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДПТ НВ

ДПТ НВ обладают хорошими регулировочными характеристиками, большой перегрузочной способностью, повышенным пусковым моментом, их КПД, как правило, выше, чем у АД [2, 16]. При использовании ДПТ достаточно просто реализуется генераторный режим работы. На предыдущих этапах развития техники регулируемого электропривода ДПТ были основным видом электромеханических преобразователей в широко регулируемых электроприводах. Однако, ДПТ имеют существенный недостаток, связанный с наличием нуждающегося в периодическом обслуживании щеточно-коллекторного узла. Кроме того, их стоимость выше стоимости асинхронных двигателей (АД) с короткозамкнутым ротором. В настоящее время наиболее перспективными регулируемыми приводами становятся частотно - регулируемые приводы на базе АД, а также приводы с вентильными двигателями [8].

Рациональной областью применения ДПТ остаются в основном электротранспорт, автономные транспортные средства, в частности, автомобильный транспорт, где питание электрооборудование осуществляется от источников постоянного тока.

Изучение характеристик ДПТ представляется полезным также вследствие того, что математические модели и методики исследования таких электроприводов могут быть использованы для анализа статических и динамических свойств перспективных вентильных электроприводов.

1.1 Механические характеристики ДПТ НВ в разомкнутых системах управления

Схема подключения ДПТ НВ при питании от сети переменного тока приведена на рис. 1.1. Напряжение $U_{я}$ на якорь двигателя M с электромагнитным возбуждением подается от подключенного к сети

переменного тока преобразователя П1. Обмотка возбуждения LM двигателя может быть подключена к другому преобразователю П2 или к точкам $a, в$ первого преобразователя, если он нерегулируемый. При наличии сети постоянного тока якорь и обмотка возбуждения получают питание от одного источника.

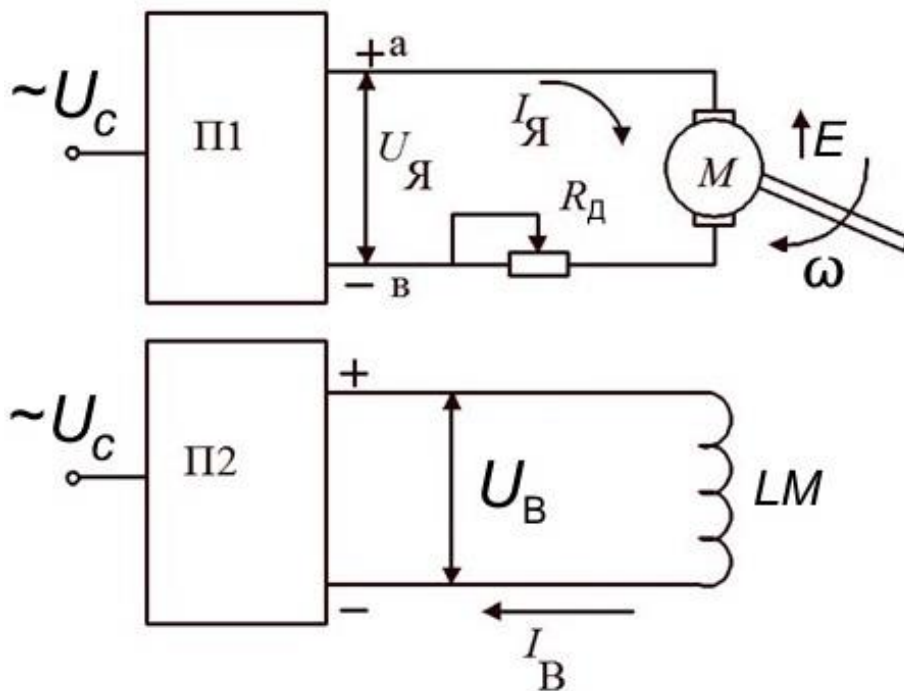


Рис. 1.1 - Схема подключения ДПТ НВ

Для подключения машины с возбуждением от постоянных магнитов (см. рис. 1.2) достаточно одного преобразователя. В цепь якоря при питании его от неуправляемого преобразователя может включаться добавочное сопротивление R_d (его назначение поясняется ниже).

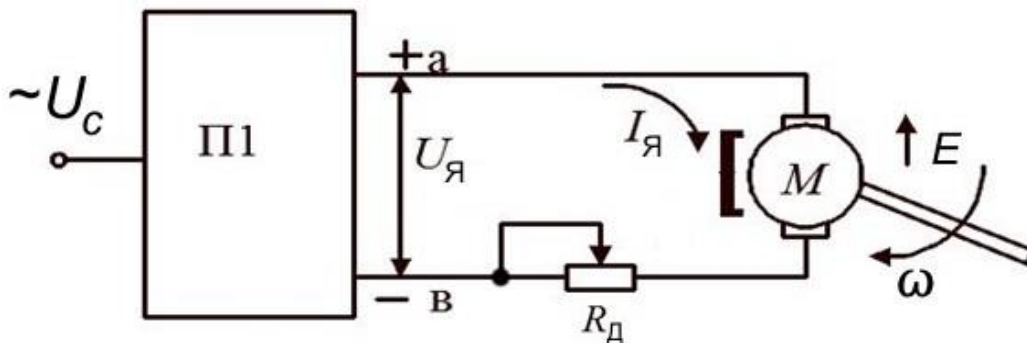


Рис. 1.2 – Схема подключения ДПТ с возбуждением от постоянных магнитов

В двигательном режиме электрическая энергия потребляется машиной из сети и преобразуется в механическую энергию.

Направление тока якоря $I_{\text{я}}$ и ЭДС E на рис. 1.1, 1.2 показано для двигательного режима. В *установившемся режиме* $U_{\text{я}}$ уравнивается ЭДС E (В), наведенной в якоре (ее называют также против ЭДС), и падением напряжения в якорной цепи

$$U_{\text{я}} = E + (R_{\text{я}} + R_{\text{д}})I_{\text{я}}, \quad (1.1)$$

где $R_{\text{я}}$ – сопротивление якорной цепи двигателя, Ом, включающее сопротивления обмотки якоря, щеточного контакта, дополнительных полюсов и компенсационной обмотки; $R_{\text{д}}$ – добавочное сопротивление.

ЭДС машины определяется соотношением

$$E = c\Phi\omega, \quad (1.2)$$

где ω – частота вращения двигателя, рад/с; Φ – магнитный поток, Вб, создаваемый обмоткой возбуждения или постоянными магнитами; c – конструктивный коэффициент.

Подставив выражение (1.2) в (1.1) и решив полученное соотношение относительно ω , получим уравнение *электрохимической характеристики* ДПТ, устанавливающей взаимосвязь между угловой скоростью и током якоря:

$$\omega = \frac{U_{\text{я}}}{c\Phi} - \frac{(R_{\text{я}} + R_{\text{д}})I_{\text{я}}}{c\Phi}. \quad (1.3)$$

Первое слагаемое в выражении (1.3) определяет угловую скорость двигателя в режиме идеального холостого хода ($I_{\text{я}} = 0$):

$$\omega_0 = \frac{U_{\text{я}}}{c\Phi}, \quad (1.4)$$

а второе – падение скорости при увеличении тока якоря (возрастании нагрузки):

$$\Delta\omega = \frac{(R_{\text{я}} + R_{\text{д}})I_{\text{я}}}{c\Phi}. \quad (1.5)$$

Механическая характеристика двигателя устанавливает взаимосвязь между угловой скоростью и моментом двигателя (напомним, что в установившемся режиме момент двигателя

уравновешен моментом сопротивления механизма). Момент ДПТ зависит от тока якоря и магнитного потока:

$$M = c\Phi I_{\text{я}}. \quad (1.6)$$

Откуда ток якоря

$$I_{\text{я}} = M/c\Phi \quad (1.7)$$

Отметим, что в литературе коэффициент c в выражении (1.2) часто обозначают C_e , а в выражении (1.6) C_m . В системе СИ эти коэффициенты равны, и далее используется общее обозначение c .

Подставив выражение для тока в формулу (1.3) получим уравнение для механической характеристики ДПТ:

$$\omega = \frac{U_{\text{я}}}{c\Phi} - \frac{(R_{\text{я}} + R_{\text{д}})M}{(c\Phi)^2}. \quad (1.8)$$

Здесь, так же как в выражении (1.3), первое слагаемое определяет угловую скорость двигателя в режиме идеального холостого хода ($I_{\text{я}} = 0$):

$$\omega_0 = \frac{U_{\text{я}}}{c\Phi}, \quad (1.9)$$

а второе – падение скорости при увеличении момента (возрастании нагрузки):

$$\Delta\omega = \frac{(R_{\text{я}} + R_{\text{д}})M}{(c\Phi)^2}. \quad (1.10)$$

Из выражений (1.3), (1.8) следуют, что скорость ДПТ НВ можно регулировать за счет **изменения следующих величин: $U_{\text{я}}$, Φ и $R_{\text{д}}$** .

Рассмотрим особенности каждого способа регулирования.

1) Регулирование скорости изменением напряжения на якоре (первая зона регулирования).

В этом случае якорь двигателя подключается к регулируемому преобразователю, например тиристорному (П1 на рис. 1.1 и рис. 1.2 – должны быть регулируемы). Добавочное сопротивление не используется ($R_{\text{д}} = 0$). Регулирование ведется уменьшением

напряжения на якоре. Обмотка возбуждения подключается к другому, нерегулируемому преобразователю (П2 на рис. 1.1 – нерегулируемый – выпрямитель), обеспечивающему номинальный ток в обмотке возбуждения. То есть регулирование ведется при неизменном номинальном потоке возбуждения

$$\Phi = \Phi_{\text{ном}}$$

Как следует из выражений (1.4) и (1.5), при таком способе регулирования угловая скорость холостого хода изменяется пропорционально напряжению на якоре, а падение скорости при определенном значении тока якоря, например, номинальном - $\Delta\omega_{\text{ном}}$ остается неизменным. В результате характеристики располагаются взаимно параллельно (см. рис.1.3, характеристики 1...4). Характеристику для номинальных значений напряжения на якоре и потока возбуждения называют *естественной*.

Механические характеристики ДПТ в первой зоне регулирования, также имеют вид взаимно параллельных прямых: характеристики 1...4 на рис.1.4. По условиям нагрева двигателя длительно допустимый ток двигателя равен номинальному. Соответственно, и длительно допустимый момент двигателя в первой зоне регулирования остается постоянным, равным номинальному. Таким образом, регулирование скорости в первой зоне можно вести *при постоянном длительно допустимом моменте $M=M_{\text{ном}}=Const$* . Такой способ регулирования подходит для механизмов, у которых момент сопротивления не зависит от скорости, например, механизмов подачи металлорежущих станков.

Важными показателями качества регулирования являются: падение скорости от изменения нагрузки – *статическая ошибка и диапазон регулирования*.

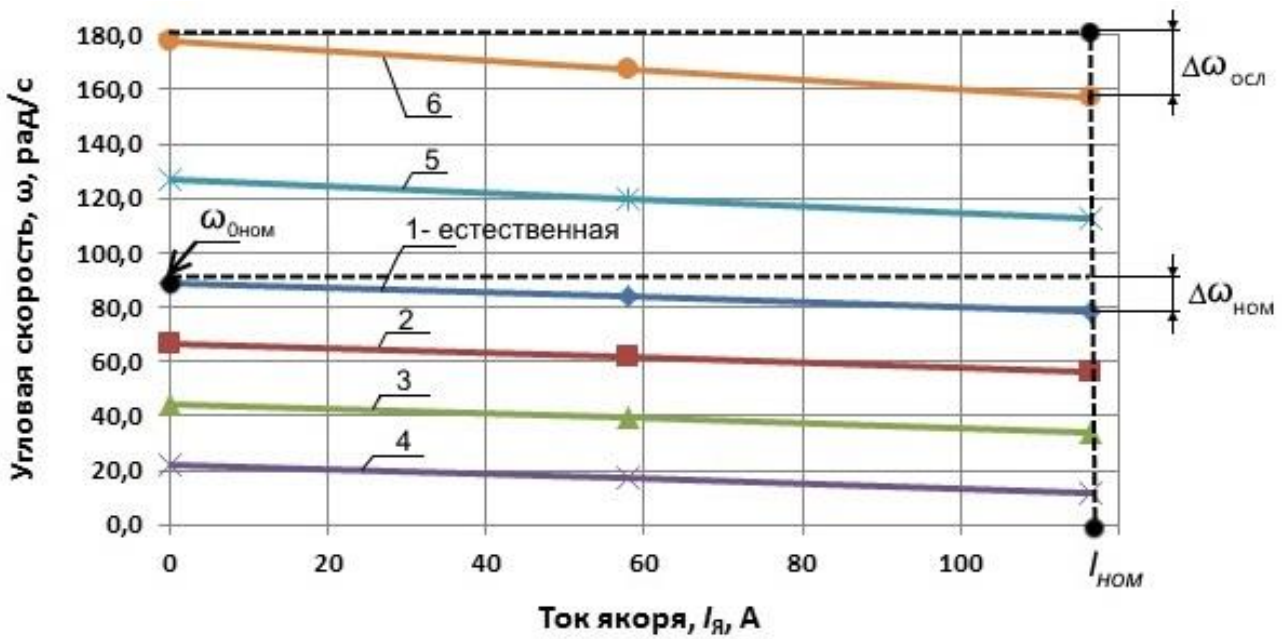


Рис. 1.3 – Электромеханические характеристики ДПТ:

1...4 при регулировании напряжения на якоре; 5, 6 при регулировании потока возбуждения

Под диапазоном регулирования понимают отношение наибольшей (верхней) $\omega_{\text{верх}} = \omega_{\text{онм}}$ скорости холостого хода к наименьшей (нижней) $\omega_{\text{нижн}}$:

$$D = \frac{\omega_{\text{верх}}}{\omega_{\text{нижн}}}$$

Рассмотрим пример. Предположим, задан диапазон регулирования $D=10$, известно падение скорости $\Delta\omega=10\text{рад/с}$, а скорость холостого хода на естественной (верхней) характеристике $\omega_{\text{онм}}$ составляет 100рад/с . Тогда относительная статическая ошибка при работе на верхней скорости

$$\Delta_{\text{верх}} = \frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{онм}}} 100\% = \frac{10}{100} * 100\% = 10\%.$$

Нижняя скорость

$$\omega_{\text{нижн}} = \frac{\omega_{\text{верх}}}{D} = \frac{100}{10} = 10\text{рад/с}.$$

Относительная статическая ошибка при работе на нижней скорости

$$\Delta_{\text{нижн}} = \frac{\Delta\omega}{\omega_{\text{нижн}}} 100\% = \frac{10}{10} * 100\% = 100\%.$$

Это означает, что при работе на нижней скорости увеличение нагрузки до номинального значения приведет к остановке двигателя.

Именно возрастание до недопустимых значений относительной статической ошибки на нижней скорости ограничивает величину диапазона регулирования скорости.

В замкнутых системах управления статическую ошибку удастся снизить до весьма малых величин и получить большие диапазоны регулирования – 1000...10000. Таким образом, **регулирование скорости изменением напряжения на якоре** является основным способом для широко регулируемых приводов с ДПТ.

2) Регулирование скорости изменение потока возбуждения (вторая зона регулирования)

В этом случае якорь может быть подключен к нерегулируемому преобразователю (П1 на рис. 1.1 – нерегулируемый), обеспечивающему неизменное, номинальное напряжение на якоре

$$U_{\text{я}} = U_{\text{ном}}.$$

Поток возбуждения регулируют в сторону уменьшения (ослабления) за счет уменьшения тока возбуждения относительно номинального значения. Для этого обмотка возбуждения подключается к регулируемому преобразователю или к нерегулируемому – в этом случае в цепь обмотки возбуждения включается добавочное сопротивление. Очевидно, что этот способ регулирования применим только для ДПТ с электромагнитным возбуждением.

При ослаблении потока возбуждения, в соответствии с выражением (1.4) скорость идеального холостого хода возрастает (см. характеристики 5, 6 на рис. 1.3).

Например, при ослаблении потока возбуждения в 2 раза скорость холостого хода возрастает в 2 раза (характеристика 6 на рис. 1.3). При

этом, как следует из формулы (1.5), в 2 раза увеличивается падение скорости $\Delta\omega_{осл}$ под нагрузкой.

Отметим *особенности механических характеристик* во второй зоне регулирования. В соответствии с формулой (1.6) при уменьшении потока возбуждения пропорционально снижается момент двигателя. Длительно допустимый ток якоря остается равным номинальному. Соответственно, длительно допустимый момент снижается пропорционально ослаблению потока. Например, при ослаблении потока до $0,5\Phi_{ном}$ момент снижается до $0,5M_{ном}$. Длительно допустимая мощность на валу $P = M\omega$ остается в этом случае примерно постоянной. Таким образом, регулирование скорости во второй зоне можно вести при *постоянной длительно допустимой мощности* $P=P_{ном}=const$ (рис.1.4).

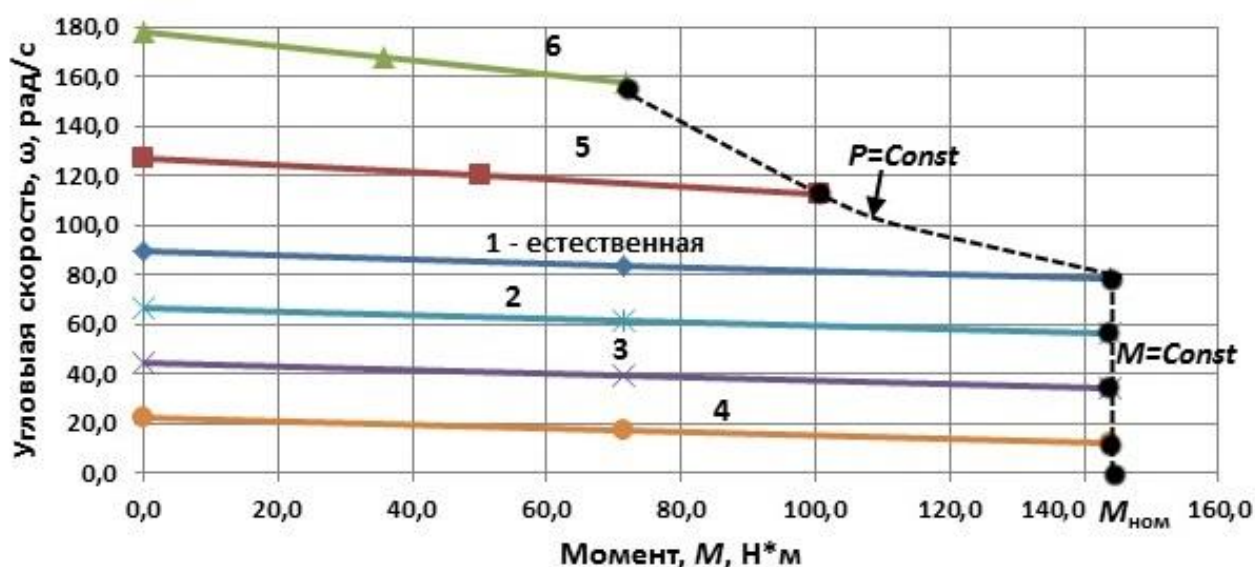


Рис. 1.4 – Механические характеристики ДПТ:

1...4 - при регулировании напряжения на якоре; 5,6 - при регулировании потока возбуждения

Такой способ регулирования целесообразно использовать для механизмов, у которых мощность сопротивления при регулировании скорости остается примерно постоянной. К таким механизмам, например, относятся механизмы главного движения металлорежущих станков.

Диапазон регулирования скорости во второй зоне ограничен механической прочностью двигателя на высоких скоростях и

ухудшением условий коммутации при снижении потока возбуждения, и, как правило, не превышает 3...3,5 [5].

3) Регулирование скорости введением добавочного сопротивлений в цепь якоря

Этот способ регулирования используют при питании якоря и обмотки возбуждения двигателя от нерегулируемого преобразователя или сети постоянного тока (например, в автомобиле или электротранспорте). Напряжение на якоре и поток возбуждения двигателя равны номинальным значениям $U_{\text{я}}=U_{\text{ном}}$; $\Phi=\Phi_{\text{ном}}$. Введение добавочного сопротивления, как следует из формул (1.5), (1.10) приводит к увеличению падения скорости от нагрузки. Скорость идеального холостого хода остается неизменной (рис. 1.5).

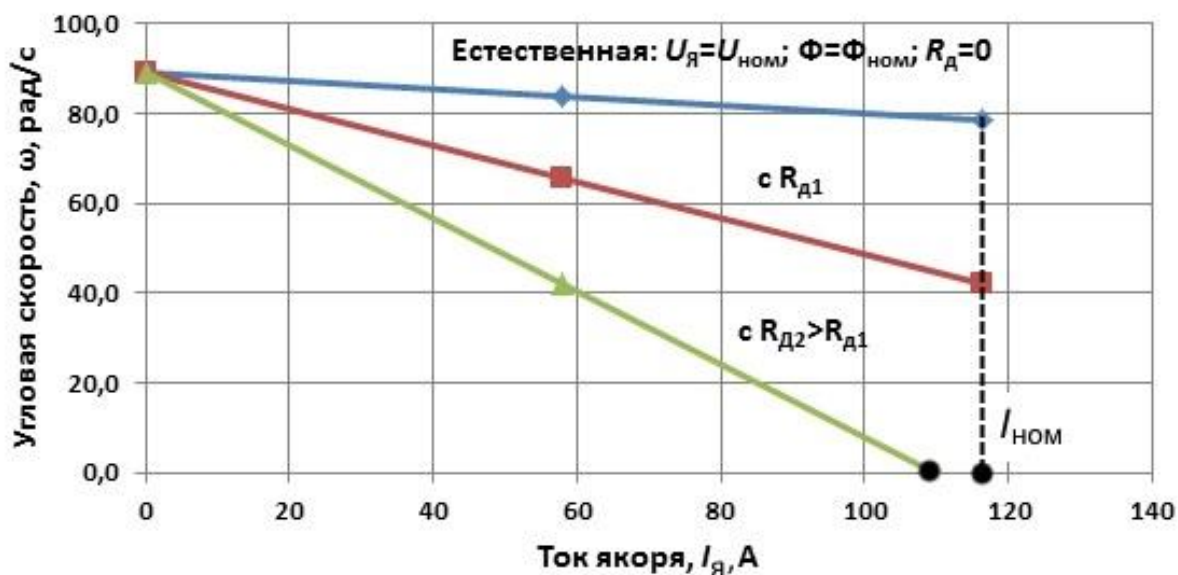


Рис. 1.5 - Электромеханические характеристики при введении добавочного сопротивления в цепь якоря

Недостатками такого регулирования являются потери мощности на добавочном сопротивлении и значительное изменение скорости при вариациях момента сопротивления. Введение добавочного сопротивления может использоваться также для ограничения тока якоря в начальный момент пуска. Как следует из рис.1.5, ток якоря при пуске с сопротивлением $R_{\text{д}2}$ будет меньше номинального.

Механические характеристики при таком способе регулирования аналогичны электромеханическим.

Задание № 1.1 и методические указания к его выполнению

Рассчитать и построить для ДПТ электромеханические и механические характеристики при регулировании скорости изменением напряжения на якоре и ослаблении потока возбуждения. Исходные данные для расчетов приведены в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Исходные данные для расчетов

№ вар.	$P_{\text{НОМ}}$, кВт	$U_{\text{НОМ}}$, В	$n_{\text{НОМ}}$, об/мин	$R_{\text{я}}$, Ом	$L_{\text{я}}$, мГн	J , кг·м ²	$\eta_{\text{НОМ}}$
1	2,8	110	750	0,49	5,7	0,13	0,66
2	2,8	220	750	1,99	23	0,15	0,67
3	2,8	440	750	6,97	86	0,21	0,69
4	4,2	110	950	0,29	3,5	0,18	0,72
5	4,2	220	1000	1,11	14	0,22	0,73
6	4,2	440	1000	4,76	55	0,25	0,73
7	5,5	110	1500	0,15	1,8	0,27	0,80
8	5,5	220	1600	0,49	5,7	0,15	0,80
9	5,5	440	1600	1,99	23	0,18	0,80
10	7,5	110	2200	0,094	1,1	0,22	0,83
11	10	110	750	0,11	2,2	1,2	0,78

В таблице 1.1 дополнительно к ранее использованным обозначениям указаны: $L_{\text{я}}$ – индуктивность якорной цепи; J – момент инерции двигателя и производственного механизма, приведенный к валу двигателя; $\eta_{\text{НОМ}}$ – номинальный КПД двигателя.

Пример 1.1 Поясним методику и последовательность расчетов на примере варианта 11.

Предварительно вычисляем:

-номинальный ток якоря

$$I_{\text{НОМ}} \approx \frac{1000 \cdot P_{\text{НОМ}}}{U_{\text{НОМ}} \eta_{\text{НОМ}}} = \frac{1000 \cdot 10}{110 \cdot 0,78} = 117 \text{ А};$$

-значение коэффициента передачи двигателя при номинальном потоке возбуждения

$$k_{\text{д}} = \frac{\omega_{\text{НОМ}}}{U_{\text{НОМ}} - I_{\text{НОМ}} R_{\text{я}}} = \frac{78,75}{110 - 116,5 \cdot 0,11} = 0,81 \frac{\text{рад/с}}{\text{В}},$$

где номинальная частота вращения двигателя

$$\omega_{\text{НОМ}} = \frac{2\pi}{60} n_{\text{НОМ}} \approx 0,105 n_{\text{НОМ}} = 0,105 \cdot 750 = 78,75 \frac{\text{рад}}{\text{с}},$$

и значение

$$c\Phi_{\text{НОМ}} = \frac{1}{k_{\text{д}}} = \frac{1}{0,81} = 1,23 \frac{\text{В}}{\text{рад/с}}.$$

Результаты дальнейших расчетов сведены в таблицу 1.2.

Таблица 1.2

Результаты расчетов

Характеристика	$U_{\text{я}}, \text{В}$	$I_{\text{я}}, \text{А}$	$\omega, \text{рад/с}$	$M, \text{Н*м}$
1. Естественная: $U_{\text{я}}=U_{\text{НОМ}}; \Phi=\Phi_{\text{НОМ}}$	110	0	89,1	0,0
	110	58	83,9	71,6
	110	117	78,7	143,8
2. Искусственная: $U_{\text{я}}=0,75U_{\text{НОМ}}; \Phi=\Phi_{\text{НОМ}}$	82,5	0	66,8	0,0
	82,5	58	61,7	71,6
	82,5	117	56,4	143,8
3. Искусственная: $U_{\text{я}}=0,5U_{\text{НОМ}}; \Phi=\Phi_{\text{НОМ}}$	55	0	44,6	0,0
	55	58	39,4	71,6
	55	117	34,2	143,8
4. Искусственная: $U_{\text{я}}=0,25U_{\text{НОМ}}; \Phi=\Phi_{\text{НОМ}}$	27,5	0	22,3	0,0
	27,5	58	17,1	71,6
	27,5	117	11,9	143,8
5. Искусственная: $U_{\text{я}}=U_{\text{НОМ}}; \Phi=0,7\Phi_{\text{НОМ}}$	110	0	127,3	0,0
	110	58	119,9	50,1
	110	117	112,5	100,7
6. Искусственная: $U_{\text{я}}=U_{\text{НОМ}}; \Phi=0,5\Phi_{\text{НОМ}}$	110	0	178,2	0,0
	110	58	167,9	35,8
	110	117	157,4	71,9

В первом и втором столбцах таблицы 1.2 указаны значения напряжения на якоре и потока возбуждения, для которых выполняются расчеты. В третьем столбце для каждой характеристики заданы значения тока якоря: 0 (идеальный холостой ход), примерно $0,5I_{\text{НОМ}}$ и $I_{\text{НОМ}}$ (в принципе для построения характеристики достаточно и двух точек).

Расчеты угловой скорости ω выполнены по формуле (1.3) с учетом значений $U_{\text{я}}$ и Φ . По полученным данным построены электромеханические характеристики (рис. 1.3).

Для построения механических характеристик в последнем столбце по формуле (1.6) рассчитаны значения момента двигателя,

соответствующие значениям тока, приведенным в третьем столбце таблицы 1.2. По полученным данным на рис.1.4 построены графики механических характеристик.

Проанализируйте вид полученных характеристик, определите относительную статическую ошибку для каждой характеристики.

Вопросы для самопроверки

- 1) Какие способы регулирования скорости ДПТ НВ вам известны?
- 2) Что понимается под диапазоном регулирования скорости?
- 3) Поясните, что понимают под статической ошибкой в поддержании скорости.
- 4) Для каких механизмов целесообразно использовать регулирование скорости изменением напряжения на якоре?
- 5) Для каких механизмов целесообразно использовать регулирование скорости изменением потока возбуждения?

1.2 Динамические характеристики ДПТ НВ

Исследование динамических характеристик ДПТ НВ целесообразно вести на основе математической модели двигателя.

Для разработки математической модели запишем уравнения, устанавливающие взаимосвязь переменных двигателя.

Для якорной цепи двигателя в переходных режимах необходимо в уравнении (1.1) дополнительно учесть ЭДС самоиндукции, обусловленную наличием индуктивности (сопротивление R_d принимаем равным 0):

$$U_{\text{я}}(t) = E(t) + R_{\text{я}}I_{\text{я}}(t) + L_{\text{я}} \frac{dI_{\text{я}}(t)}{dt},$$

где $L_{\text{я}}$ – индуктивность якорной цепи.

Перепишем это уравнение в операторной форме, используя преобразование Лапласа:

$$U_{\text{я}}(p) = E(p) + I_{\text{я}}(p) \frac{1}{R_{\text{я}}} [1 + T_{\text{э}} p] \quad (1.11)$$

где $T_{\text{э}}$ – электромагнитная постоянная двигателя, с

$$T_{\text{э}} = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}}. \quad (1.12)$$

Примем в качестве входной переменной для первого звена в структуре двигателя разность величин напряжения на якоре и ЭДС двигателя: $[U_{\text{я}}(p) - E(p)]$, а в качестве выходной – ток якоря $I_{\text{я}}(p)$. Связь между указанными переменными, в соответствии с (1.11), можно представить в виде передаточной функции (ПФ)

$$W_1(p) = \frac{I_{\text{я}}(p)}{[U_{\text{я}}(p) - E(p)]} = \frac{1/R_{\text{я}}}{1 + T_{\text{э}} p} \quad (1.13)$$

и отобразить на структурной схеме в виде первого динамического звена, показанного на рис. 1.6.

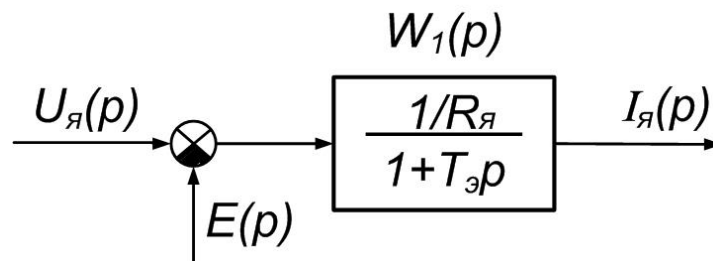


Рис. 1.6 – Динамическое звено, отражающее электромагнитную инерционность

Как известно из теории автоматического управления [10, 11, 14], полученная ПФ соответствует апериодическому звену.

Запишем далее уравнение, отражающее механическую инерционность двигателя

$$J \frac{d\omega(t)}{dt} = M(t) - M_c(t), \quad (1.14)$$

где J – момент инерции двигателя и производственного механизма, приведенный к валу двигателя, $\text{кг}\cdot\text{м}^2$, M и M_c – электромагнитный момент двигателя и момент сопротивления производственного механизма, Н·м.

Электромагнитный момент двигателя (Н·м), определяется током якоря и магнитным потоком:

$$M = c\Phi I_{\text{я}}$$

При номинальном магнитном потоке с учетом выражения для $k_{\text{д}} = \frac{1}{c\Phi_{\text{ном}}}$ момент двигателя можно записать в виде

$$M = \frac{1}{k_{\text{д}}} I_{\text{я}}. \quad (1.15)$$

Момент $M_{\text{с}}$ определяется свойствами производственного механизма и является **основным возмущающим воздействием** на двигатель. Для ряда механизмов $M_{\text{с}}$ не зависит от скорости. В этом случае его можно представить пропорциональным некоторому неизменному по величине фиктивному току:

$$M_{\text{с}} = \frac{1}{k_{\text{д}}} I_{\text{с}}. \quad (1.16)$$

Фиктивный ток $I_{\text{с}}$ принято называть статическим током. В установившихся (статических) режимах момент двигателя равен моменту статического сопротивления, а ток якоря равен статическому току.

С учетом выражений (1.15), (1.16) для моментов, уравнение (1.14) в операторной форме будет иметь вид

$$Jp\omega(p) = \frac{1}{k_{\text{д}}} [I_{\text{я}}(p) - I_{\text{с}}(p)].$$

Примем для второго звена в структуре двигателя в качестве выходной переменной частоту вращения ω , а в качестве входной - разность токов $[I_{\text{я}}(p) - I_{\text{с}}(p)]$. Передаточная функция, связывающие эти переменные, может быть получена из последнего выражения и имеет вид

$$W_2(p) = \frac{\omega(p)}{[I_{\text{я}}(p) - I_{\text{с}}(p)]} = \frac{1}{k_{\text{д}}Jp}. \quad (1.17)$$

ПФ (1.17) можно переписать в иной форме:

$$W_2(p) = \frac{\omega(p)}{[I_{\text{я}}(p) - I_{\text{с}}(p)]} = \frac{k_{\text{д}} R_{\text{я}}}{T_{\text{м}} p}, \quad (1.18)$$

где $T_{\text{м}}$ - электромеханическая постоянная времени, с

$$T_{\text{м}} = k_{\text{д}}^2 R_{\text{я}} J. \quad (1.19)$$

С учетом изложенного дополним структуру двигателя звеном с ПФ $W_2(p)$. Причем, на входе звена покажем разность токов $[I_{\text{я}}(p) - I_{\text{с}}(p)]$ (рис. 1.7).

Кроме того, на этой схеме в цепи обратной связи введено звено с коэффициентом передачи $\frac{1}{k_{\text{д}}}$, с помощью которого формируется ЭДС E , поступающая на вход схемы в первый узел сравнения сигналов.

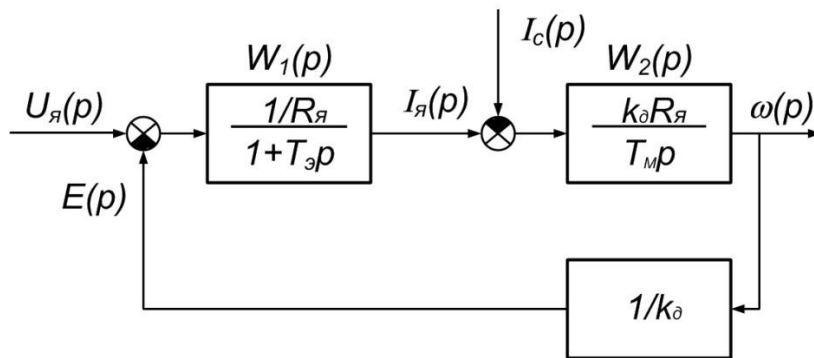


Рис. 1.7 - Структурная схема ДПТ НВ

Как следует из рис. 1.7, структура ДПТ НВ аналогична структуре системы с отрицательной обратной связью, что определяет, так называемое, свойство саморегулирования двигателя. С использованием схемы удобно проследивать характер изменения отдельных переменных в переходных процессах. Например, если повысить напряжение на якоре $U_{\text{я}}$, то в первый момент времени частота вращения ω вследствие инерционности процессов останется неизменной. При этом, возрастет разность $(U_{\text{я}} - E)$ и ток якоря начнет увеличиваться. При постоянной нагрузке двигателя (неизменном статическом токе) возрастет разность $(I_{\text{я}} - I_{\text{с}})$, вследствие чего частота вращения начнет повышаться. ЭДС E начнет возрастать, а величина $(U_{\text{я}} - E)$ снижаться. Соответственно будет

снижаться ($I_{я} - I_c$). Интенсивность разгона двигателя уменьшится. В итоге переходный процесс закончится новым установившимся режимом с повышенной частотой вращения.

Аналогично можно проанализировать процессы при изменении нагрузки двигателя (статического тока).

Исследование переходных процессов в ДПТ целесообразно вести с использованием программ, предназначенных для исследования динамических процессов в линейных объектах и системах управления. Одна из таких программ – Classic - Windows – 3.01, разработанная в Санкт-Петербургском электротехническом университете. Далее рассмотрение ведется с использованием этой программы. Читателям, не имеющим опыта работы с указанной программой, рекомендуется предварительно ознакомиться с основными сведениями об ее использовании, изложенными в Приложении 1.

Задание № 1.2 и методические указания к его выполнению

Требуется исследовать переходные процессы в ДПТ НВ при управлении напряжением на якоре и изменении нагрузки.

Технические данные двигателей приведены в таблице 1.1.

Пример 1.2. Поясним методику и последовательность расчетов на примере варианта 11.

1) Исследование переходного процесса изменения тока якоря при подаче напряжения на якорь заторможенного двигателя.

Для исследования используем программу Classic - Windows – 3.01.

Динамические свойства звена, отражающего инерционность процессов в якорной цепи двигателя, описываются ПФ (1.13) апериодического звена. Структурная схема звена приведена на рис. 1.6. Звено устанавливает связь между выходной переменной – током якоря и входной - ($U_{я} - E$). При экспериментальном исследовании **на физической установке** двигатель затормаживают для того, чтобы ЭДС E была равна 0. Входной переменной в этом случае становится

напряжение $U_{я}$. Для исследования переходного процесса с помощью переключателя подают на якорь пониженное напряжение порядка 0,1 от номинального. Снижение напряжения необходимо для того, чтобы ток не превышал номинального значения. С помощью осциллографа фиксируют кривую тока якоря.

При исследовании *на модели* необходимо создать блок (рис. 1.8)

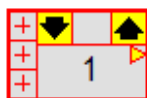


Рис. 1.8 – Схема компьютерной модели первого звена в структуре ДПТ

Рассчитываем параметры первого звена в структуре двигателя:

-электромеханическая постоянная

$$T_{э} = \frac{L_{я}}{R_{я}} = \frac{2,2 \cdot 10^{-3}}{0,11} = 0,020 \text{ с};$$

-значение коэффициента числителя в ПФ (1.13)

$$\frac{1}{R_{я}} = \frac{1}{0,11} = 9,09.$$

С учетом результатов вычислений необходимо задать в этом блоке ПФ

$$W_1(p) = \frac{9,09}{1 + 0,02s}.$$

Напомним, что для оператора Лапласа в программе вместо символа p используется символ s , а разделителем целой и дробной части десятичного числа служит точка.

На этом же блоке задаем вход и выход. В качестве значения входного воздействия принимаем пониженное напряжение $0,1 \cdot U_{ном} = 0,1 \cdot 110 = 11$ В. Далее выполняем «Расчеты», «Характеристики», разворачиваем «кнопкой» изображение «Переходный процесс». Щелкаем на изображении правой клавишей «мыши», выбираем «Вид», оставляем «входное воздействие» – «ступенчатое» (это соответствует включению якоря на постоянное напряжение), и задаем коэффициент 11. Тем самым моделируем подачу на якорь напряжения 11В. Переходный процесс изменения тока якоря $I_{я}(t)$

(кривая 1) при подаче на якорь напряжения $U_{я}$ (кривая 2) 11 В показан на рис. 1.9.

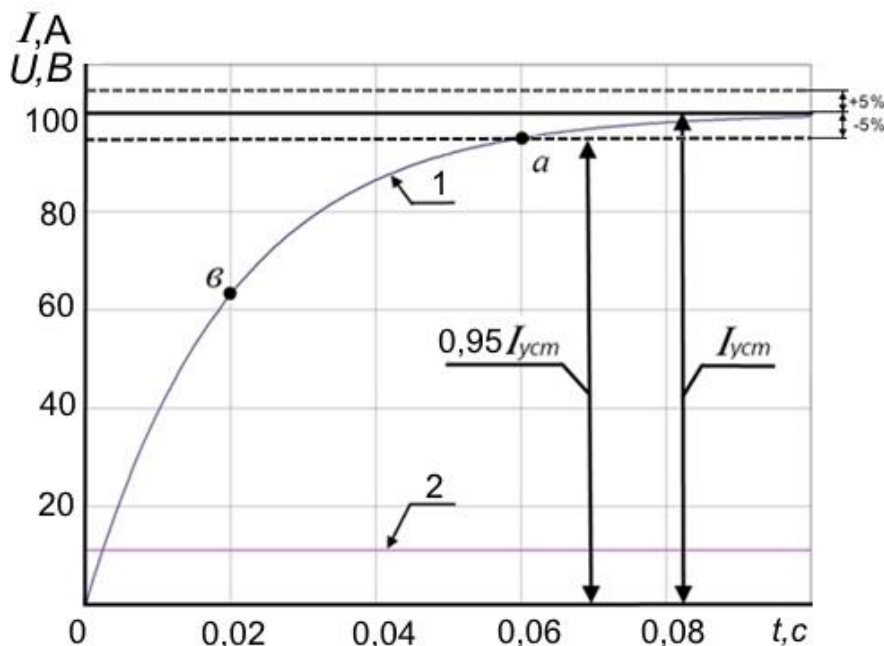


Рис. 1.9 – График изменения тока (кривая – 1) при подаче напряжения (кривая 2) на якорь заторможенного двигателя

Переходная характеристика апериодического звена описывается экспонентой

$$I_{я}(t) = I_{уст} \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{T_{э}} \right) \right],$$

где установившееся значение тока якоря

$$I_{уст} = \frac{U_{я}}{R_{я}}.$$

Известно следующее свойство экспоненты: за время $t = T_{э}$ выходная величина (в данном случае ток якоря) достигает $0,63I_{уст}$. Для рассматриваемого примера установившийся ток

$$I_{уст} = \frac{U_{я}}{R_{я}} = \frac{0,1 \cdot U_{н}}{R_{я}} = \frac{0,1 \cdot 110}{0,11} = 100\text{A},$$

$$0,63 \cdot I_{уст} = 0,63 \cdot 100 = 63\text{A}.$$

Рассчитанное значение совпадает со значением, полученным по графику для $t = T_{э}$ (точка «в» на рис. 1.9).

Еще одно свойство экспоненты – выходная величина достигает $0,95 \cdot I_{уст} = 0,95 \cdot 100 = 95\text{A}$ за время, равное $3T_{э} = 3 \cdot 0,02 = 0,06$ с.

Расчетное значение совпадает со значением, полученным по графику (точка «а» на рис. 1.9).

Напомним, что при анализе переходных процессов одним из основных показателей является время переходного процесса (время регулирования). Под временем регулирования $t_{\text{пп}}$ понимают время, за которое кривая переходного процесса входит в 5%-ю зону допустимых отклонений. Эта зона $\pm 0,05 \cdot 100 = \pm 5\text{А}$ показана на графике рис.1.9 пунктиром. Как следует из графика, время переходного процесса совпадает со значением $3T_{\text{э}} = 3 \cdot 0,02 = 0,06 \text{ с}$.

Время регулирования вычисляется программой, что позволяет провести еще одну проверку правильности расчетов. Чтобы определить время переходного процесса, вычисленное программой, кликните на графике переходного процесса правой клавишей, выберите «Показатели качества», и в появившемся окне будут отражены показатели. В частности для рассматриваемого примера, время регулирования равно 0,06 с, что совпадает с результатом, ранее проведенных вычислений.

2) Исследование переходного процесса изменения частоты вращения двигателя при подаче напряжения на якорь.

Для исследования используем структурную схему по рис. 1.7.

Вычисляем:

$$k_{\text{д}} = \frac{\omega_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}} - I_{\text{ном}} R_{\text{я}}} = \frac{78,75}{110 - 116,5 \cdot 0,11} = 0,81 \frac{\text{рад/с}}{\text{В}},$$

где номинальная угловая частота вращения двигателя

$$\omega_{\text{ном}} = \frac{2\pi}{60} n_{\text{ном}} \approx 0,105 n_{\text{ном}} = 0,105 \cdot 750 = 78,75 \text{ рад/с};$$

-номинальный ток якоря

$$I_{\text{ном}} \approx \frac{P_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}} \eta_{\text{ном}}} = \frac{1 \cdot 10^4}{110 \cdot 0,78} = 116,5 \text{ А};$$

-электромеханическая постоянная времени по выражению (1.19)

$$T_{\text{М}} = k_{\text{д}}^2 R_{\text{я}} J = 0,81^2 \cdot 0,11 \cdot 1,2 = 0,087 \text{ с}.$$

Числитель ПФ $W_2(p)$

$$k_d R_{я} = 0,81 \cdot 0,11 = 0,089.$$

С учетом результатов вычислений структурная схема двигателя с количественными значениями параметров приведена на рис. 1.10.

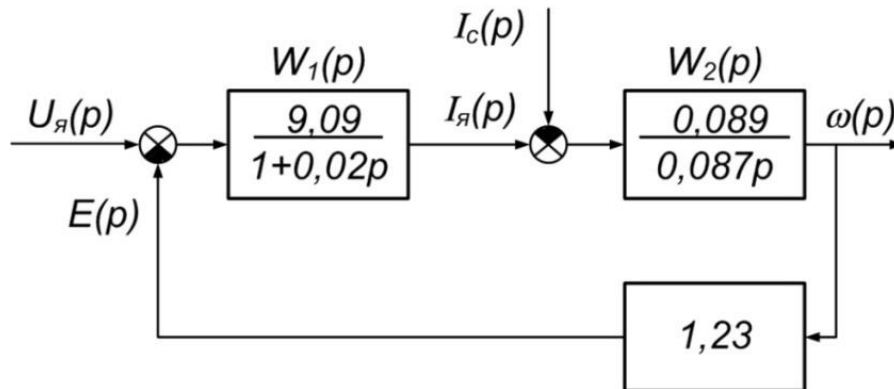


Рис. 1.10 – Структурная схема ДПТ

Исследуем переходные процессы изменения частоты вращения при пуске двигателя вхолостую. Моделируем этот процесс подачей на вход двигателя ступенчатого воздействия. Для выполнения исследований дополняем модель по рис. 1.8 блоками 2, 3 и 4 (рис. 1.11). В блоке 2 задаем параметры ПФ $W_2(s)$ и назначаем «выход». В блоке 3 задаем значение $\frac{1}{k_d} = \frac{1}{0,81} = 1,23$. Блок 4 используем для задания величины напряжения, подаваемого на якорь.

Назначаем на этот блок «вход», объявляем блок варьируемым. Задаем номинальное значение коэффициента этого блока, равным $U_{ном} = 110$. Выполняем «Расчеты», «Характеристики», задаем варьированное значение коэффициента передачи блока 4, равным $0,5 \cdot U_{ном} = 0,5 \cdot 110 = 55$.

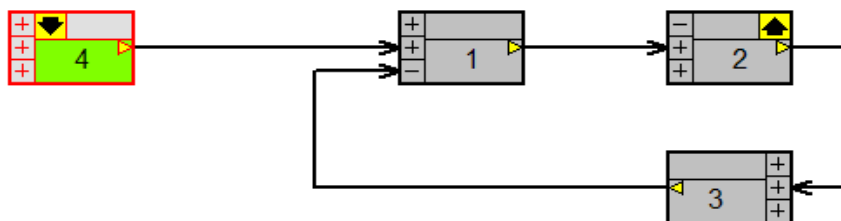


Рис. 1.11 – Схема компьютерной модели ДПТ

В результате получаем (рис.1.12) две кривые изменения частоты вращения при пуске двигателя в случае подачи на якорь номинального напряжения (кривая 1) и половины от номинального (кривая 2).

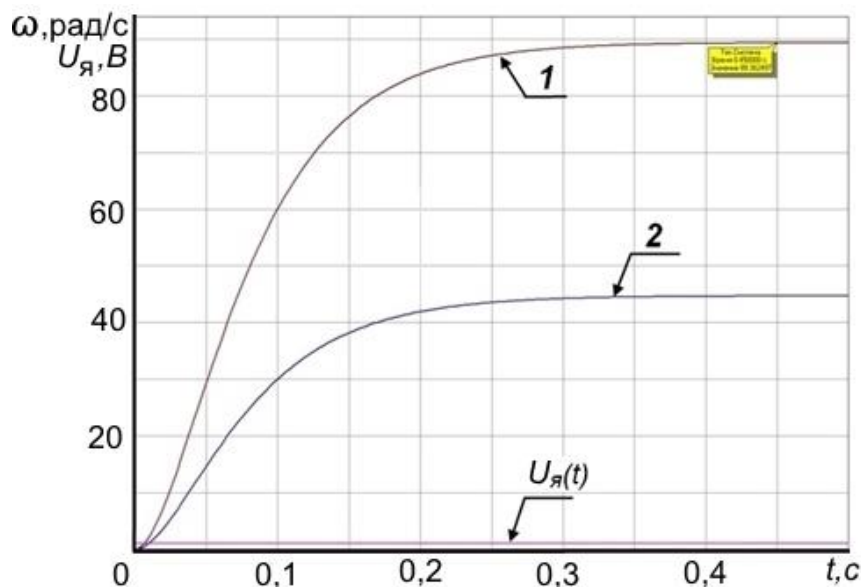


Рис. 1.12 – Графики изменения частоты вращения ДПТ при подаче на якорь напряжения: 1- угловая частота вращения при номинальном напряжении; 2 - угловая частота вращения при половинном напряжении.

Для каждого из графиков находим время переходного процесса. В рассматриваемом примере оно для обоих графиков совпадает и равно 0,21с.

Расчетное установившееся значение частоты вращения для кривой 1 составляет: $k_d U_n = 0,81 \cdot 110 = 89,4 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$. Для второй кривой - $k_d \cdot 0,5U_n = 0,81 \cdot 0,5 \cdot 110 = 44,7 \text{ рад/с}$ и совпадает с полученными значениями на графиках.

3) Исследование переходного процесса изменения тока якоря при пуске двигателя

Чтобы получить графики изменения тока якоря при подаче на якорь номинального напряжения и $0,5 \cdot U_{\text{ном}}$, переносим «выход» на блок 1. Далее выполняем действия аналогично предыдущему пункту. Блок 4 используем для задания величины напряжения, подаваемого на якорь. Задаем номинальное значение коэффициента этого блока, равным $U_{\text{ном}} = 110$. Выполняем «Расчеты», «Характеристики», задаем варьированное значение коэффициента передачи блока 4, равным $0,5 \cdot U_{\text{ном}} = 0,5 \cdot 110 = 55$. В результате получаем (рис.1.13) две кривые изменения тока якоря при пуске двигателя в случае подачи на якорь номинального напряжения (кривая 1) и половины от номинального (кривая 2).

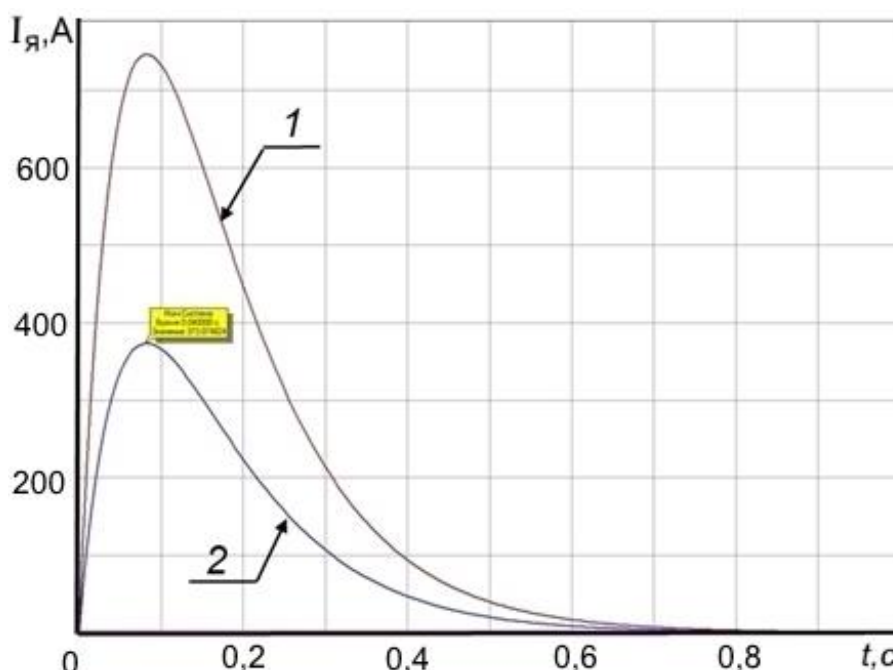


Рис. 1.13 – Переходный процесс изменения тока якоря при подаче напряжения

Как следует из графиков, в начале процесса пуска возникает «бросок» тока якоря, а затем ток уменьшается и стремится к нулю. *Объясните такой характер изменения тока.*

При пуске двигателя на номинальное напряжение максимальное значение тока составляет $I_{max} = 746 А$, а при подаче на якорь $0,5 \cdot U_n$ $I_{max} = 373 А$. Следовательно, даже при подаче на якорь $0,5 \cdot U_n$ максимальное значение тока более, чем в 3 раза превышает номинальное значение $I_{ном} = 116,5 А$. На основании этого делаем вывод, что прямой пуск данного двигателя даже на напряжение $0,5 \cdot U_n$ недопустим. Для ограничения тока якоря при пуске прямым включением в сеть в цепь якоря вводят добавочные сопротивления (см. рис. 1.6, рис. 1.7).

Следует отметить, что полученный вывод не следует распространять на все двигатели. Двигатели малой мощности (менее $0,5 \dots 1$ кВт), как правило, имеют достаточно большое сопротивление якорной цепи и могут с учетом допустимой кратковременной перегрузки по току в $2 \div 2,5$ раза пускаться прямым включением на номинальное напряжение.

4) Исследование переходного процесса изменения тока якоря при подаче напряжения на двигатель и введении добавочного сопротивления.

Это исследование имеет смысл выполнять, когда прямой пуск двигателя оказывается недопустим.

Рассчитаем добавочное сопротивление, которое необходимо ввести в цепь якоря для ограничения тока на заданном уровне.

При выполнении расчетов пренебрежем электромагнитной постоянной времени, т.е. будем считать, что в первый момент пуска ток якоря ограничивается только сопротивлением якорной цепи

$$I_{max} = \frac{U_{ном}}{R_{я}}$$

Принимаем максимальное допустимое значение тока

$$I_{max} = 2I_{ном} = 2 \cdot 116,5 = 233\text{А.}$$

Тогда, суммарное значение сопротивления якорной цепи в первый момент пуска должно быть

$$R_{\Sigma} = \frac{U_{ном}}{I_{max}} = \frac{110}{233} = 0,49 \text{ Ом,}$$

а величина добавочного сопротивления

$$R_{д} = R_{\Sigma} - R_{я} = 0,49 - 0,11 = 0,38 \text{ Ом.}$$

Задайте параметры первого звена в структуре двигателя с учетом добавочного сопротивления, рассчитайте кривую изменения тока якоря при пуске на номинальное напряжение, убедитесь, что ток якоря не превышает заданного максимального значения. Объясните, почему фактическое значение I_{max} оказывается меньше принятого расчетного значения.

5) Исследование переходного процесса изменения частоты вращения двигателя при скачкообразном возрастании нагрузки.

Как показано выше, изменение нагрузки (момента статического сопротивления) на валу двигателя можно моделировать изменением статического тока. На физической установке для исследования рассматриваемого переходного процесса задают некоторую

начальную частоту вращения ω_0 двигателя и производят «наброс» нагрузки (ступенчатое изменение момента сопротивления), например с помощью механического тормоза. При этом частота вращения изменяется от ω_0 до нового установившегося значения (рис. 1.14).

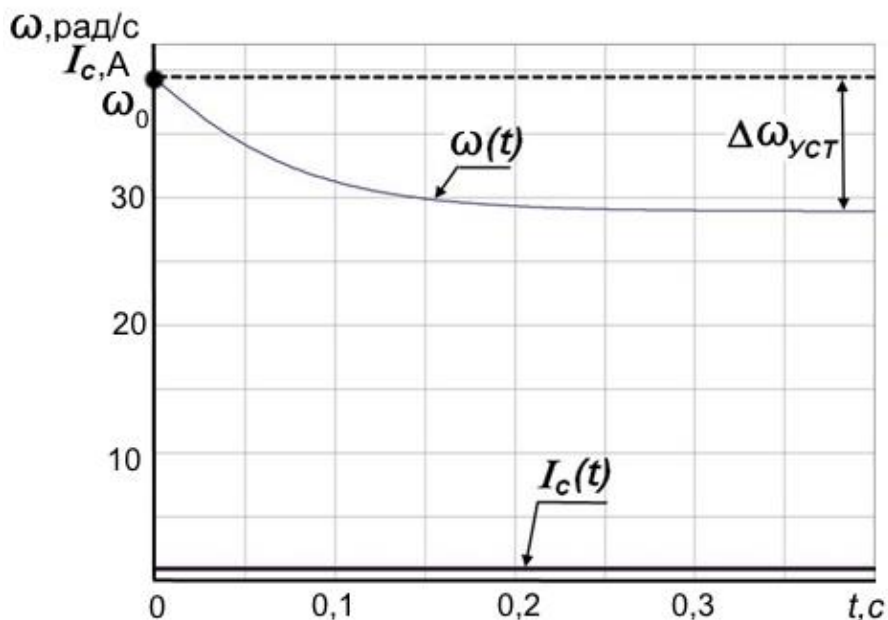


Рис. 1.14 – Переходный процесс изменения скорости при «набросе» нагрузки

Основным показателем качества этого процесса является установившееся отклонение скорости $\Delta\omega_{уст.}$. При исследовании удобнее рассматривать не само значение частоты вращения, а ее отклонение $\Delta\omega$ от исходного значения, т.е. перенести начало оси ординат в т. ω_0 .

Видоизменим имеющуюся модель для исследования рассматриваемого переходного процесса.

В соответствии со структурной схемой (рис. 1.7), статический ток поступает со знаком минус на вход второго звена в структуре двигателя. Поэтому необходимо подключить выход блока 4 на минусовой вход блока 2 (рис. 1.15).

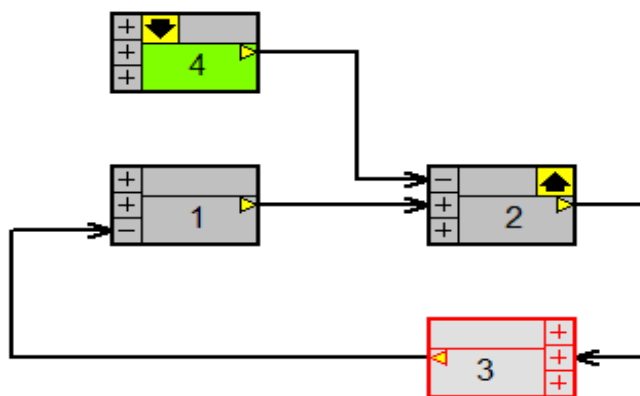


Рис. 1.15 - Схема компьютерной модели для исследования переходного процесса при «набросе» нагрузки

В преобразованной схеме будем использовать блок 4 для задания величины скачка статического тока. Назначаем «вход» на блоке 4, объявляем это звено варьируемым. Задаем номинальное значение коэффициента этого блока, равным $I_{ном} = 116,5$. Выполняем «Расчеты», «Характеристики». Задаем варьированное значение коэффициента передачи блока 4, равным $0,5 \cdot I_{ном} = 0,5 \cdot 116,5 = 58,25$. В результате получаем (рис.1.16) две кривые изменения (отклонения) частоты вращения двигателя $\Delta\omega$ при «набросе» номинальной нагрузки (кривая 1) и половины от номинальной нагрузки (кривая 2).

По графикам находим:

- для кривой 1 – время переходного процесса (регулирования)
 $t_{пп1} = 0,19$ с;
- установившееся отклонение частоты вращения $\Delta\omega_{1уст} = 10,4$ рад/с ;
- для кривой 2 – время переходного процесса (регулирования)
 $t_{пп2} = 0,19$ с;
- установившееся отклонение частоты вращения $\Delta\omega_{2уст} = 5,2$ рад/с.

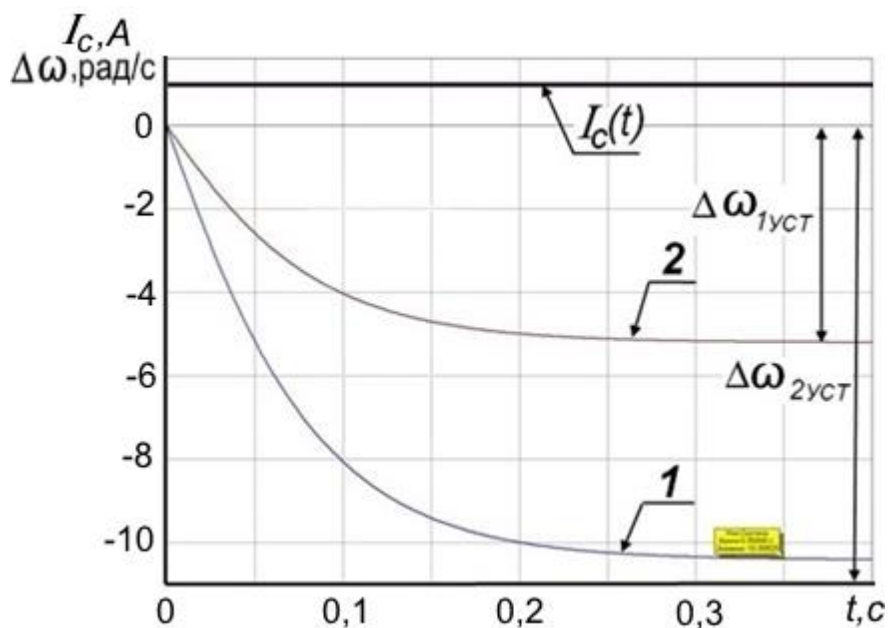


Рис. 1.16 – Переходные процессы изменения скорости при «набросе» нагрузки

Для проверки находим расчетное значение установившегося отклонения частоты вращения:

для кривой 1

$$\Delta\omega_{1уст} = k_d R_{\text{я}} I_{\text{ном}} = 0,81 \cdot 0,118 \cdot 116,5 = 10,4 \text{ рад/с ;}$$

для кривой 2

$$\Delta\omega_{2уст} = k_d R_{\text{я}} \cdot 0,5 I_{\text{ном}} = 0,81 \cdot 0,118 \cdot 0,5 \cdot 116,5 = 5,2 \text{ рад/с .}$$

Расчетные значения совпадают с полученными по графикам, что подтверждает правильность результатов моделирования.

Вопросы для самопроверки

1. Что понимается под электромеханической постоянной времени, инерционность какого процесса она характеризует?
2. Используя структурную схему двигателя объясните как будут изменяться переменные при «набросе» нагрузки.
3. Поясните схему моделирования переходного процесса пуска двигателя и назначение отдельных блоков.
4. Поясните схему моделирования переходного процесса при «набросе» нагрузки на двигатель и назначение отдельных блоков.
5. Какими основными показателями характеризуется переходный процесс при «набросе» нагрузки?

2 МЕХАНИЧЕСКИЕ И ПУСКОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АД С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ

Асинхронные двигатели (АД) с короткозамкнутым ротором являются наиболее распространенным видом электрических машин. Они используются, в частности, в электроприводах основных потребителей электроэнергии - насосов, обеспечивающих водоснабжение городов и поселков, и вентиляторов, широко используемых для вентиляции производственных и бытовых помещений, горных выработок, тоннелей и др.

Значительная доля потребления электроэнергии приходится на электроприводы с асинхронными двигателями лифтов, конвейеров, подъемных кранов, транспортеров, широко распространенных в промышленности, ЖКХ, сельском хозяйстве, строительстве.

Если все электроприводы потребляют более 60% вырабатываемой в стране электроэнергии, то на долю массового – простого электропривода с нерегулируемым асинхронным двигателем приходится около 50%.

Широкое распространение асинхронных двигателей определяется его существенными достоинствами:

- жесткая механическая характеристика (при изменении нагрузки от холостого хода до номинальной частота вращения снижается всего на 2%...5%);

- высокий КПД, особенно для двигателей большой мощности (при мощности более 0,5 кВт он составляет 0,65...0,95);

- достаточно высокий пусковой момент и перегрузочная способность;

- относительно низкая стоимость (по сравнению с синхронными двигателями и двигателями постоянного тока) и простота обслуживания.

Некоторыми недостатками асинхронных двигателей являются:

- большой пусковой ток (в 5...7 раз превышающий номинальный);

- потребление из сети реактивного тока;
- повышенная чувствительность к колебаниям и отклонениям питающего напряжения (момент АД пропорционален квадрату напряжения).

2.1 Построение механической характеристики АД по каталожным данным

В трехфазной обмотке статора АД при подключении ее к сети промышленной частоты $f_c=50\text{Гц}$ создается магнитное поле, вращающееся с частотой

$$n_c = \frac{60f_c}{p_d}, \frac{\text{об}}{\text{мин}}, \quad (2.1)$$

где p_d - число пар полюсов двигателя.

Вращающееся поле пересекает проводники ротора и наводит в них ЭДС. В замкнутой цепи ротора возникает ток ротора. Взаимодействие вращающегося магнитного поля статора с проводниками ротора, по которым протекает ток, создает электромагнитный момент АД. В установившемся режиме электромагнитный момент уравновешивает момент сопротивления механизма.

Частота вращения ротора n отличается от частоты n_c . Если $n=n_c$, то ротор неподвижен относительно поля статора, ЭДС и ток в обмотке ротора равны нулю, и электромагнитный момент равен нулю.

Наряду с частотой вращения, в расчетах используется угловая скорость:

$$\omega_c = \frac{2\pi n_c}{60} \approx 0,105n_c, \frac{\text{рад}}{\text{с}}. \quad (2.2)$$

Разность частот вращения n_c и n выражают в относительных единицах и называют **относительным скольжением**:

$$S = \frac{n_c - n}{n_c} = \frac{\omega_c - \omega}{\omega_c}. \quad (2.3)$$

Относительное скольжение может указываться также в процентах.

Частота вращения АД и угловая скорость при известном скольжении определяются с учетом формулы (2.3) по выражениям

$$n = n_c(1 - S); \quad \omega = \omega_c(1 - S). \quad (2.4)$$

В каталогах обычно приводятся следующие данные АД с короткозамкнутым ротором:

$U_{\text{НОМ}}$ - номинальное линейное напряжение, В;

$I_{\text{НОМ}}$ - номинальный ток статора, А;

$P_{\text{НОМ}}$ - номинальная мощность на валу двигателя, кВт;

$n_{\text{НОМ}}$ - номинальная частота вращения, об/мин или синхронная частота вращения n_c и номинальное скольжение $S_{\text{НОМ}}$;

$\eta_{\text{НОМ}}$ - номинальный КПД;

$\cos\varphi_{\text{НОМ}}$ - номинальный коэффициент мощности;

$k_i = \frac{I_{\text{пуск}}}{I_{\text{НОМ}}}$ - кратность пускового тока;

$m_{\text{max}} = \frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{НОМ}}}$ - кратность максимального момента;

$m_{\text{min}} = \frac{M_{\text{min}}}{M_{\text{НОМ}}}$ - кратность минимального момента;

$m_{\text{пуск}} = \frac{M_{\text{пуск}}}{M_{\text{НОМ}}}$ - кратность пускового момента;

J_d - момент инерции двигателя, кг*м².

Важнейшей эксплуатационной характеристикой двигателя является **механическая характеристика**. Она устанавливает взаимосвязь между частотой вращения или угловой скоростью двигателя и моментом $n(M)$ или $\omega(M)$. Механическую характеристику АД строят также в координатах: скольжение – момент $S(M)$.

Механическая характеристика АД может быть определена различными способами. Ее, в частности, можно построить, используя данные, приводимые в каталогах для характерных точек характеристики [2, 16, 18]. Момент двигателя при этом удобно показывать в относительных единицах

$$m = \frac{M}{M_{\text{НОМ}}}, \quad (2.5)$$

где номинальный момент двигателя, Н·м

$$M_{\text{НОМ}} = \frac{1000P_{\text{НОМ}}}{\omega_{\text{НОМ}}}. \quad (2.6)$$

Пример характеристики АД в координатах скольжение S - момент t приведен на рис. 2.1.

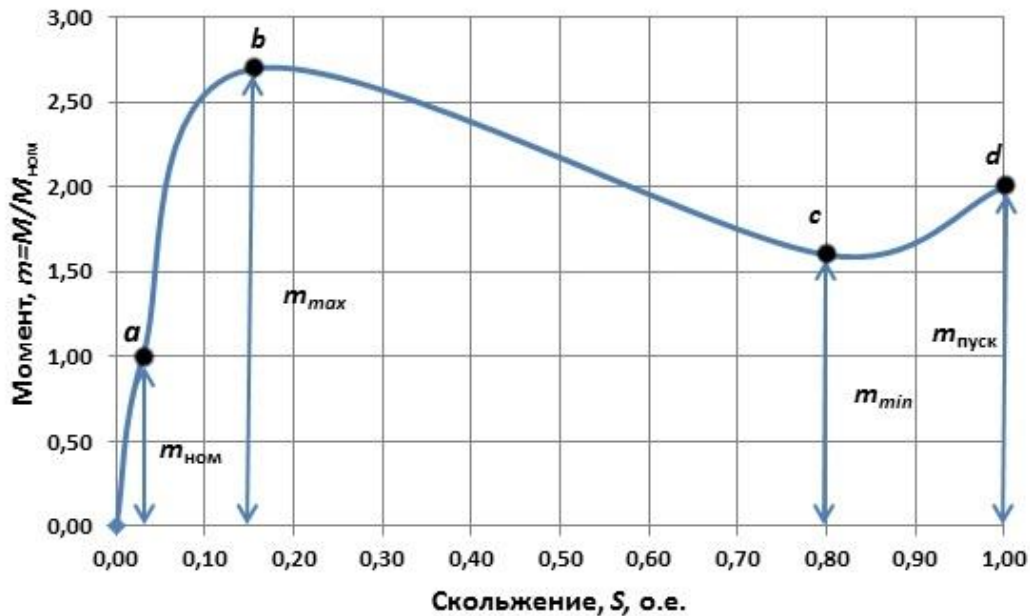


Рис. 2.1 - Механическая характеристика АД

Характерные точки механической характеристики для двигательного режима АД: точка « a » соответствует номинальному моменту двигателя $t=1$ и номинальному скольжению $S_{\text{НОМ}}$, точка b соответствует критическому значению скольжения $S_{\text{к}}$ и максимальному моменту t_{max} , в точке c момент двигателя минимален — t_{min} , в точке d момент равен пусковому $t_{\text{пуск}}$, скольжение $S=1$.

Проанализируем особенности механической характеристики. Она имеет существенно нелинейный характер и состоит из двух частей.

Первая часть для скольжений от 0 до $S_{\text{к}}$ близка к линейной. В установившемся режиме АД работает на этой части характеристики. При этом момент двигателя t уравновешен моментом сопротивления механизма $t_{\text{с}}$: $t=t_{\text{с}}$. Скольжение и частота вращения электропривода зависят от значения $t_{\text{с}}$. Если $t_{\text{с}}=t_{\text{НОМ}}=1$, то АД работает в номинальном режиме со скольжением $S_{\text{НОМ}}$. Когда $t_{\text{с}} < t_{\text{НОМ}}$, скольжение меньше номинального.

Для $m_c > m_{ном}$ двигатель работает с перегрузкой, скольжение больше номинального. Значение m_{max} характеризует перегрузочную способность двигателя.

Вторая часть характеристики для скольжений от S_k до $S=1$ – криволинейная, она определяет процесс пуска АД.

Задание № 2.1 и методические указания к его выполнению

Необходимо по заданной мощности $P_{мех}$ и частоте вращения $n_{мех}$ производственного механизма, не требующего регулирования скорости, выбрать приводной асинхронный двигатель. Рассчитать механическую характеристику выбранного АД. Исходные данные для расчетов приведены в таблице 2.1.

В таблице 2.1 обозначено: $P_{мех}$ – мощность на валу механизма, кВт; $n_{мех}$ – требуемая частота вращения механизма, об/мин; J_M – момент инерции механизма, приведенный к валу двигателя, J_D – момент инерции двигателя.

Таблица 2.1

Исходные данные для расчета

№ варианта	$P_{мех}$, кВт	$n_{мех}$, об/мин	$K_J = J_M/J_D$
0	7,4	2800	5
1	10,5	2900	4
2	14,5	2900	6
3	18	2900	4
4	21	2900	5
5	5	1400	6
6	7	1400	3
7	10,5	1400	4
8	15	1450	5
9	18,2	1450	3
10	22	1450	5
11	10,5	960	5

Пример 2.1. Рассмотрим построение механических характеристик по 11 варианту задания.

1) Выбор двигателя.

Двигатель выбирается с учетом условий:

- номинальная мощность двигателя $P_{\text{НОМ}} \geq P_{\text{МЕХ}}$;
- номинальная частота вращения двигателя $n_{\text{НОМ}} \geq n_{\text{МЕХ}}$.

С учетом данных механизма рассмотрим возможность использования двигателя ранее выпускавшейся серии 4A160S6 и двигателя современной серии АИР160S6. Оба двигателя имеют одинаковые номинальные значения мощности, частоты вращения и скольжения: $P_{\text{НОМ}} = 11$ кВт; $n_c = 1000$ /мин; $S_{\text{НОМ}} = 3\% = 0,03$.

Рассчитываем по формуле (2.4) номинальную частоту вращения

$$n_{\text{НОМ}} = n_c(1 - S_{\text{НОМ}}) = 1000 * (1 - 0,03) = 970 \text{ об/мин.}$$

Условия $P_{\text{НОМ}} \geq P_{\text{МЕХ}}$, $n_{\text{НОМ}} \geq n_{\text{МЕХ}}$ выполняются. Принимаем для дальнейших расчетов выбранные двигатели.

По каталожным данным [16] находим необходимые для дальнейших расчетов технические данные (таблица 2.2).

Таблица 2.2

Каталожные данные АД

Тип АД	$P_{\text{НОМ}}$, кВт	Скольжение, $S_{\text{НОМ}}$, %	Кратность пускового момента $m_{\text{пуск}} = M_{\text{п}}/M_{\text{НОМ}}$	Кратность максимального момента $m_{\text{max}} = M_{\text{max}}/M_{\text{НОМ}}$	Кратность минимального момента $m_{\text{min}} = M_{\text{min}}/M_{\text{НОМ}}$
4A160S6	11	3,0	1,2	2	1
АИР160S6	11	3,0	2,0	2,7	1,6

Построим механическую характеристику при номинальном напряжении, используя каталожные данные для ее характерных точек.

Предварительно рассчитываем значение критического скольжения по выражению

$$S_k = S_{\text{НОМ}} \left(m_{\text{max}} + \sqrt{m_{\text{max}}^2 - 1} \right) = 0,03 \cdot (2,7 + (2,7^2 - 1)) = 0,16. \quad (2.7)$$

Для построения характеристики воспользуемся электронными таблицами Excel. В первом, третьем и четвертом столбцах таблицы

2.3 указаны, найденные из каталога, характерные значения скольжения и соответствующие значения относительного момента: $S=1$ соответствует пусковому моменту $m_{\text{пуск}}$ (точка d на рис. 2.1); $S=0,7$, соответствует минимальному моменту m_{min} , скольжение при минимальном моменте принимают $0,7...0,85$ (точка c на рис. 2.1)); $S_{\text{к}}=0,16$ – критическое скольжение, ему соответствует m_{max} (точка b на рис. 2.1); $S_{\text{ном}}=0,03$ – номинальное скольжение – момент $m=1$ (точка a на рис. 2.1); $S = 0$ соответствует идеальному холостому ходу - $m=0$. Во втором столбце приведены значения n , рассчитанные по выражению (2.3).

Таблица 2.3

Результаты расчета механических характеристик АД

Скольжение	Частота вращения	4А 160S6	АИР 160S6
S , о.е.	n , об/мин	m , о.е.	
1,00	0	1,20	2,00
0,70	200	1,00	1,60
0,16	844	2,00	2,70
0,03	970	1,00	1,00
0,00	1000	0,00	0,00

По расчетным данным таблицы 2.3 на рис. 2.2, рис. 2.3 представлены графики механических характеристик двигателей 4А и АИР в координатах $m(S)$ и $n(m)$.

Сравните характеристики двигателей на рабочих участках для $0 < S \leq S_{\text{ном}}$ и пусковые ветви характеристик $S_{\text{ном}} < S \leq 1$. Сделайте выводы.

Вопросы для самопроверки

- 1) Что понимают под механической характеристикой двигателя?
- 2) Что понимают под скольжением АД?
- 3) Как рассчитывается синхронная и номинальная частота вращения АД?
- 4) Укажите характерные точки на механической характеристике АД.

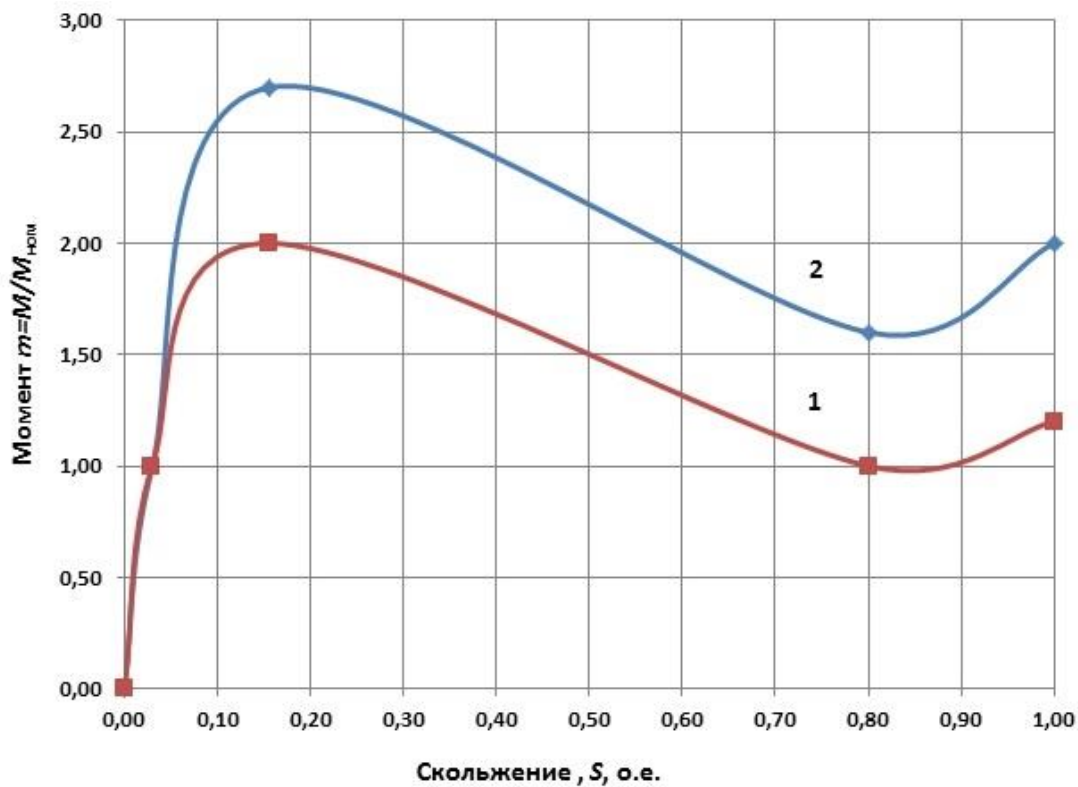


Рис. 2.2 - Механические характеристики в координатах $m(S)$: 1- 4А 160S6, 2 - АИР 160S6

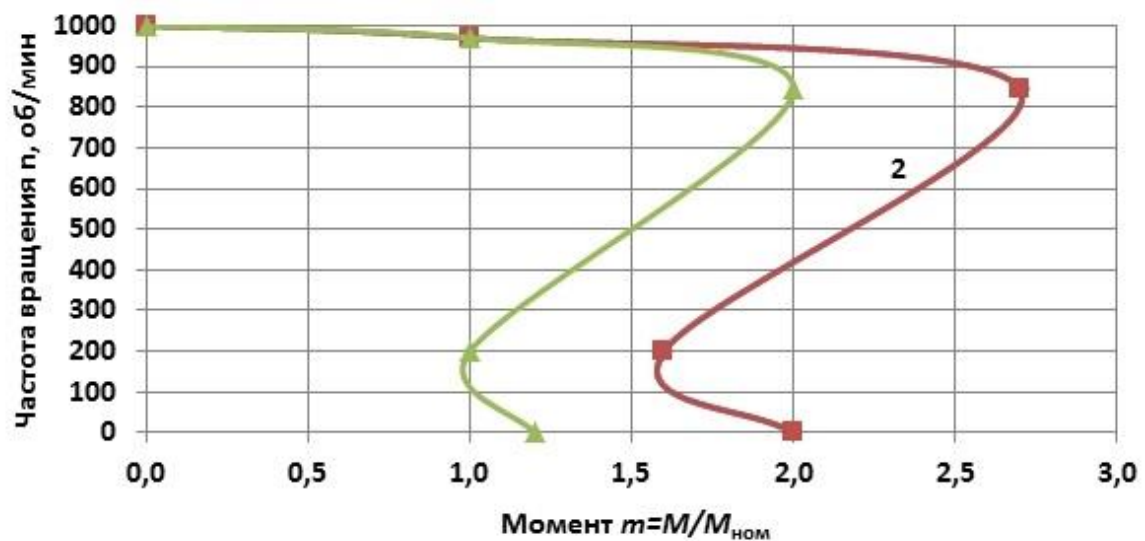


Рис. 2.3 - Механические характеристики в координатах $n(m)$: 1- 4А 160S6, 2 - АИР 160S6

2.2 Расчет механической характеристики АД по аналитическим выражениям

Для аналитического исследования характеристик АД используются схемы замещения, которые строятся для одной фазы. В простейшей Г-образной схеме замещения АД (рис.2.4) контур

намагничивания вынесен на зажимы статорной обмотки.

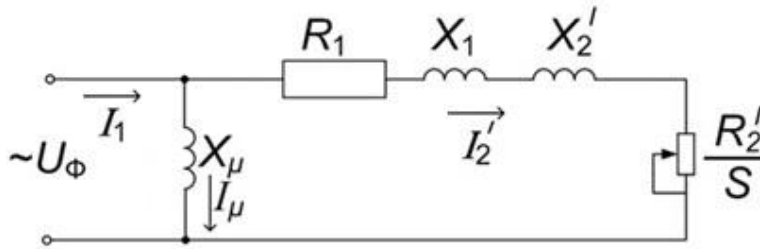


Рис. 2.4 - Г-образная схема замещения АД

На рис. 2.4 обозначено:

R_1, X_1 - активное и индуктивное сопротивление фазы статора, Ом;

R'_2, X'_2 - приведенное к статору активное и индуктивное сопротивление ротора, Ом;

X_μ – индуктивное сопротивление контура намагничивания;

На схеме показаны также I_1, I'_2, I_μ – ток статора, приведенный ток ротора и ток намагничивания, А, U_ϕ – фазное напряжение, В.

С учетом схемы замещения может быть записано известное [13] выражение для электромагнитного момента АД:

$$M = \frac{3U_1^2 \frac{R'_2}{S}}{\omega_c \left[X_{кз}^2 + \left(R_1 + \frac{R'_2}{S} \right)^2 \right]}, \quad (2.8)$$

где $X_{кз}$ - индуктивное сопротивление короткого замыкания, Ом, определяется по формуле

$$X_{кз} = X_1 + X'_2. \quad (2.9)$$

Применять формулу (2.8) для расчета механических характеристик асинхронных двигателей на практике оказывается затруднительным, так как параметры схемы замещения асинхронных двигателей обычно не приводятся в каталогах и справочниках. Поэтому для практических расчетов обычно пользуются упрощенной формулой электромагнитного момента – **формулой Клосса**:

$$M = \frac{2M_{max}(1 + aS_k)}{S/S_k + S_k/S + 2aS_k}, \quad (2.10)$$

где $a = R_1 / R_2'$.

Критический (максимальный) момент и критическое скольжение рассчитываются по выражениям:

$$M_{max} = \frac{3U_{\phi}^2}{2\omega_c [R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_{к3}^2}]}; \quad (2.11)$$

$$S_k = \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + X_{к3}^2}}. \quad (2.12)$$

Значения активного R_1 сопротивления статора АД, входящего в выражения (2.11) и (2.12), особенно для двигателей новых серий, обычно не приводятся в каталогах и справочниках. Поэтому для практических расчетов активное сопротивление статора R_1 приравнивают к нулю. Такое допущение не приводит к большим ошибкам при мощности двигателя больше 15 кВт. Тогда, формула Клосса (2.10) упрощается:

$$M = \frac{2M_{max}}{S/S_k + S_k/S}. \quad (2.13)$$

Или, если использовать относительные единицы,

$$m = \frac{M}{M_{ном}} = \frac{2m_{max}}{S/S_k + S_k/S}. \quad (2.14)$$

В приведенные упрощенные формулы (2.13) и (2.14) входят только параметры, которые обычно приводятся в каталогах, что значительно упрощает расчет.

Задание № 2.2 и методические указания к его выполнению

Рассчитать и построить механическую характеристику двигателя, используя формулу Клосса. На том же графике показать характеристику, полученную по каталожным данным. Сравнить характеристики. Получить аппроксимирующее выражение для механической характеристики, построенной по каталожным данным.

В качестве исходных данных использовать данные Примера 2.1.

Пример 2.2. Рассмотрим построение механических характеристик по 11 варианту заданий.

Результаты расчета механических характеристик приведены в таблице 2.4.

Таблица 2.4

Результаты расчета механической характеристики

S , о.е.	m , о.е	n , об/мин	S , о.е.	$m_{\text{кат}}$	n , об/мин	$m_{\text{анп}}$
1,00	0,92	0	1,00	2,00	0	2,00
0,95	0,96	50	0,70	1,60	300	1,88
0,90	1,01	100	0,16	2,70	844	1,79
0,85	1,06	150	0,03	1,00	970	1,71
0,80	1,13	200	0,00	0	1000	1,65
0,75	1,19	250				1,62
0,70	1,27	300				1,60
0,65	1,35	350				1,60
0,60	1,45	400				1,63
0,55	1,56	450				1,67
0,50	1,68	500				1,73
0,45	1,82	550				1,81
0,40	1,98	600				1,92
0,35	2,16	650				2,04
0,30	2,35	700				2,18
0,25	2,54	750				2,34
0,20	2,68	800				2,52
0,16	2,69	840				2,68
0,10	2,33	900				2,33
0,05	1,43	950				1,43
0,00	0,00	1000				0,00

В первом столбце таблицы 2.4 заданы значения скольжения с шагом 0,05. Во втором столбце вычислены значения относительного момента по упрощенной формуле Клосса (2.14). В четвертом и пятом столбцах заданы значения скольжения и соответствующие значения момента, взятые из каталога (см. предыдущее задание). В третьем и шестом столбце по формуле (2.4) рассчитаны значения частоты

вращения. В седьмом столбце приведены расчетные данные для аппроксимирующей характеристики (см. ниже).

По полученным данным на рис. 2.5, рис. 2.6 построены соответствующие характеристики.

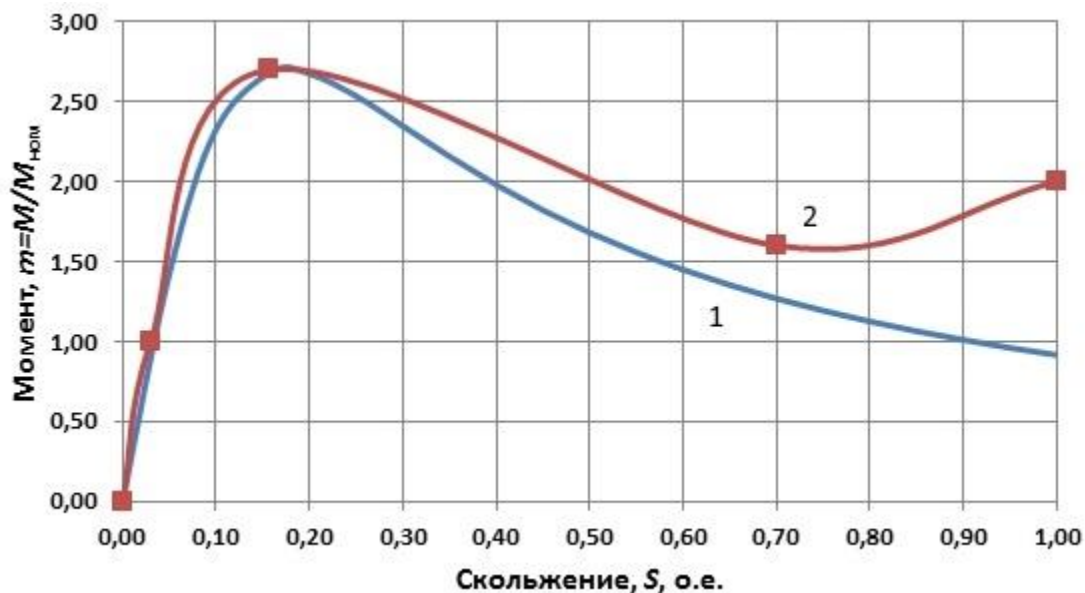


Рис.2.5 - Механические характеристики АД в координатах $m(S)$, рассчитанные:

1 - по упрощенной формуле Клосса; 2 - по каталожным данным

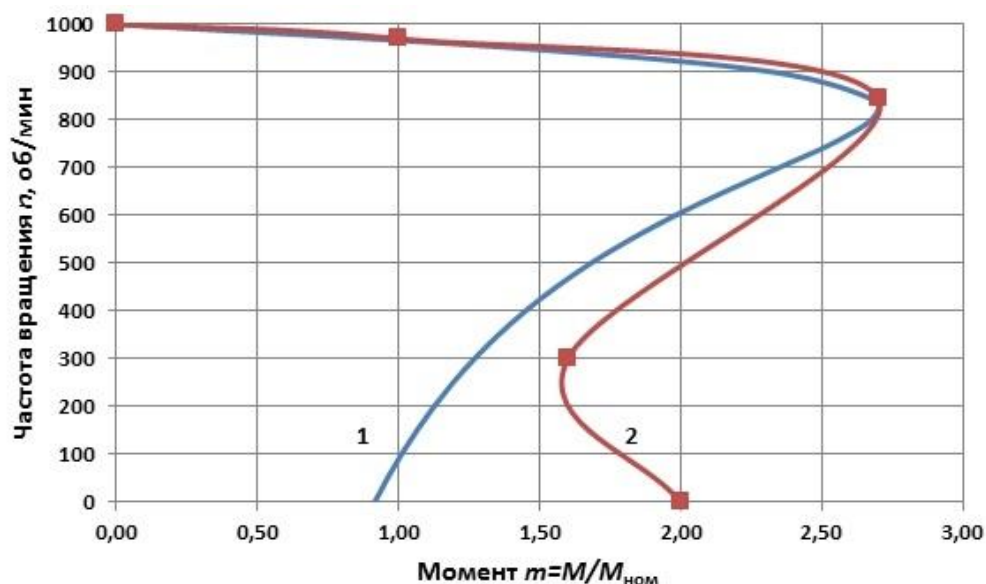


Рис. 2.6 - Механические характеристики АД в координатах $n(m)$, рассчитанные: 1 - по упрощенной формуле Клосса; 2 - по каталожным данным

Сравнивая полученные характеристики, следует отметить, что на первых - рабочих участках характеристик для скольжений от $S=0$ до S_k характеристика, рассчитанная по формуле Клосса, с небольшой

погрешностью совпадает с характеристикой, построенной по каталожным данным. На втором - пусковом участке, характеристики существенно отличаются. В частности, характеристика, полученная по формуле Клосса, не имеет характерного минимума момента, а также дает существенно меньшее значение пускового момента. Поэтому ее использование для расчетов процесса пуска может приводить к ошибочным результатам. Для последующего расчета процесса пуска АД целесообразно аппроксимировать характеристику, построенную по данным каталога, двумя кривыми. Для первого участка можно использовать формулу Клосса. Чтобы получить аналитическое выражение для второго участка используем возможности MS Excel. Выбрав каталожные данные для 3 точек характеристики при скольжении от S_k до 1, строим второй участок характеристики (рис. 2.7).

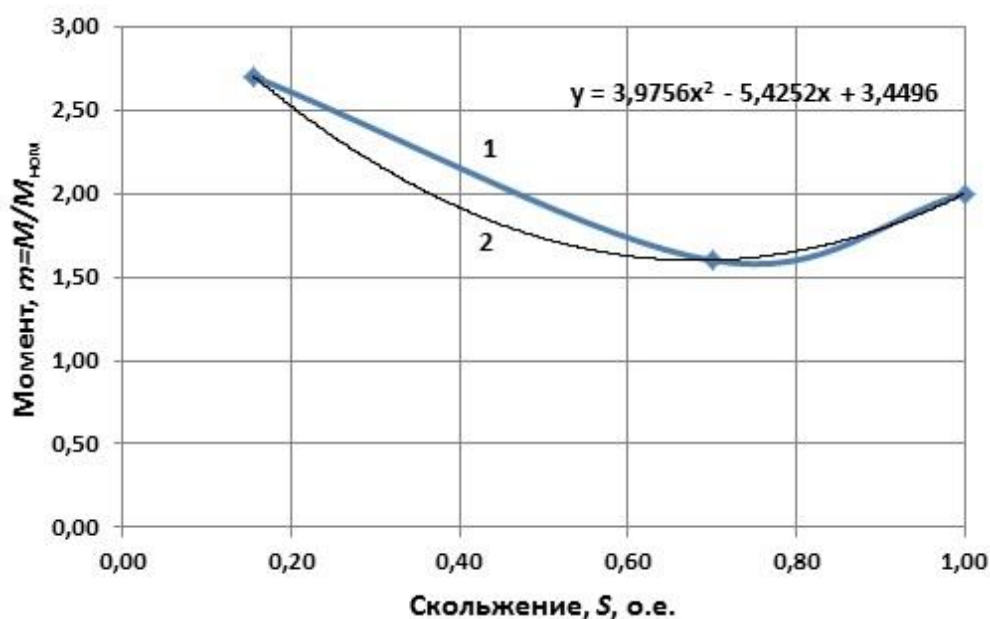


Рис. 2.7 - Аппроксимация пусковой ветви характеристики:

1 – исходная кривая; 2 – аппроксимирующая

Кликнув правой клавишей «мыши» на кривой, выбираем в появившемся меню пункт «Добавить линию тренда». Далее выбираем полиномиальную аппроксимацию, степень 2 с показом аппроксимирующего уравнения на диаграмме (рис. 2.8).

Для рассматриваемого примера уравнение имеет вид (рис. 2.7):

$$y = 3,98x^2 - 5,42x + 3,45. \quad (2.15)$$

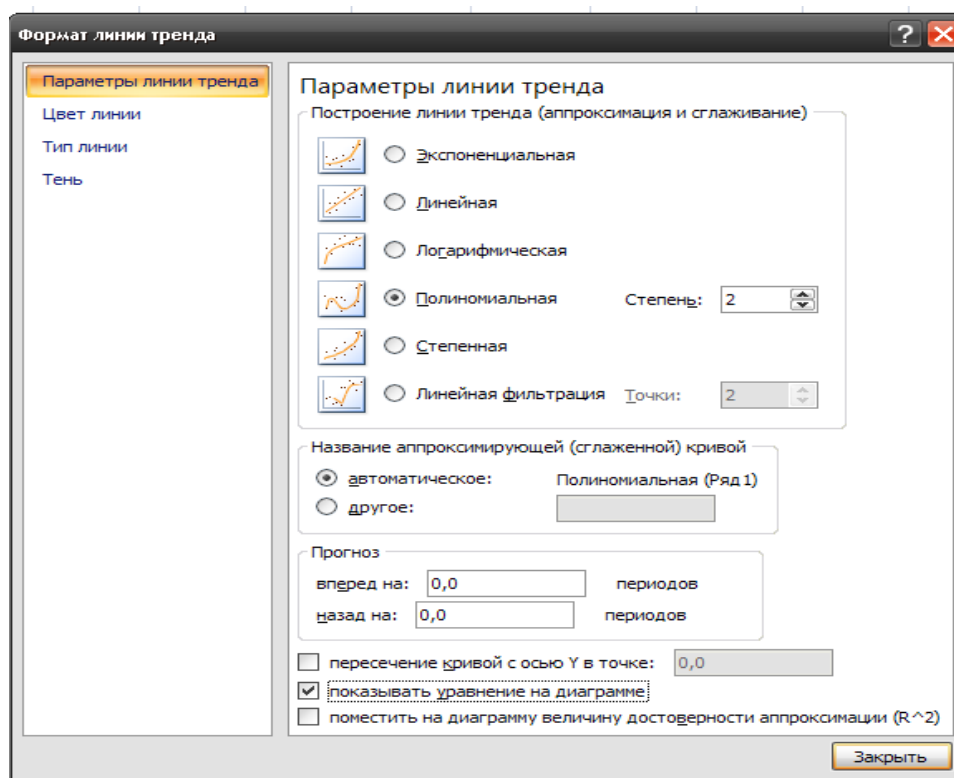


Рис. 2.8 - Диалоговое окно «Формат линии тренда»

В выражении (2.15) под y следует понимать m , а под аргументом x – скольжение S .

Тогда аппроксимирующее выражение для механической характеристики можно записать в виде:

$$m_{\text{апп}} = \begin{cases} \frac{2m_{\text{max}}}{S/S_k + S_k/S} & \text{при } 0 < S < S_k, \\ 3,98S^2 - 5,42S + 3,45 & \text{при } S_k \leq S \leq 1. \end{cases} \quad (2.16)$$

Результаты расчета аппроксимированной характеристики по выражению (2.16) приведены в табл. 2.4, соответствующий график представлен на рис. 2.9.

Вопросы для самопроверки

1. Приведите схему замещения АД.
2. Запишите общее аналитическое выражения для расчета механической характеристики АД.
3. Запишите формулу Клосса.
4. Какие участки (ветви) можно выделить на механической характеристике АД?

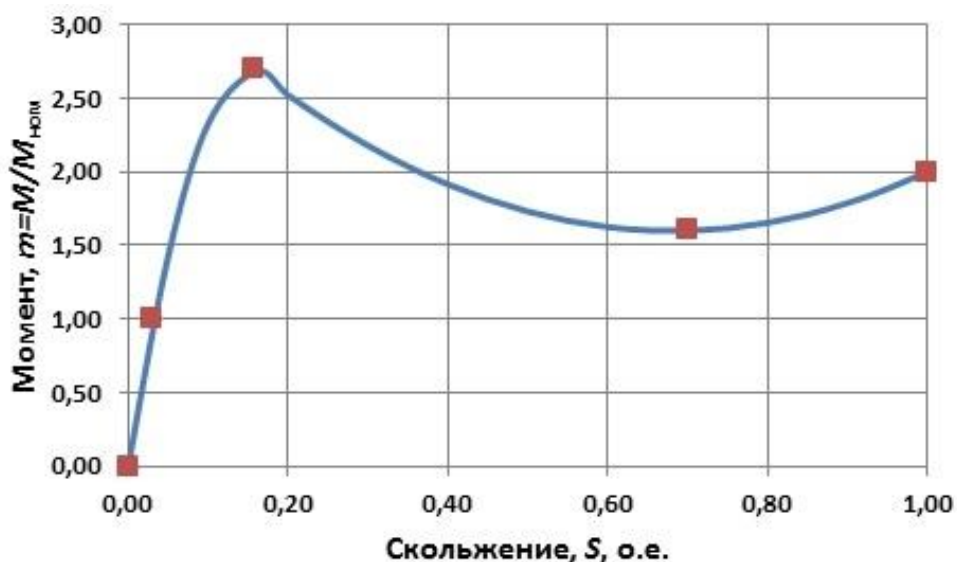


Рис. 2.9 - Аппроксимированная механическая характеристика

2.3 Переходный процесс пуска АД. Приближенная оценка времени пуска АД

АД малой и средней мощности напряжением до 1000В запускаются прямым включением в сеть с помощью релейно-контакторных схем управления.

Для осуществления реверсирования двигателей и их торможения, применяется реверсивный магнитный пускатель, который включает в себя два линейных контактора $KM1$ и $KM2$ и два тепловых реле защиты KK (рис. 2.10) [13].

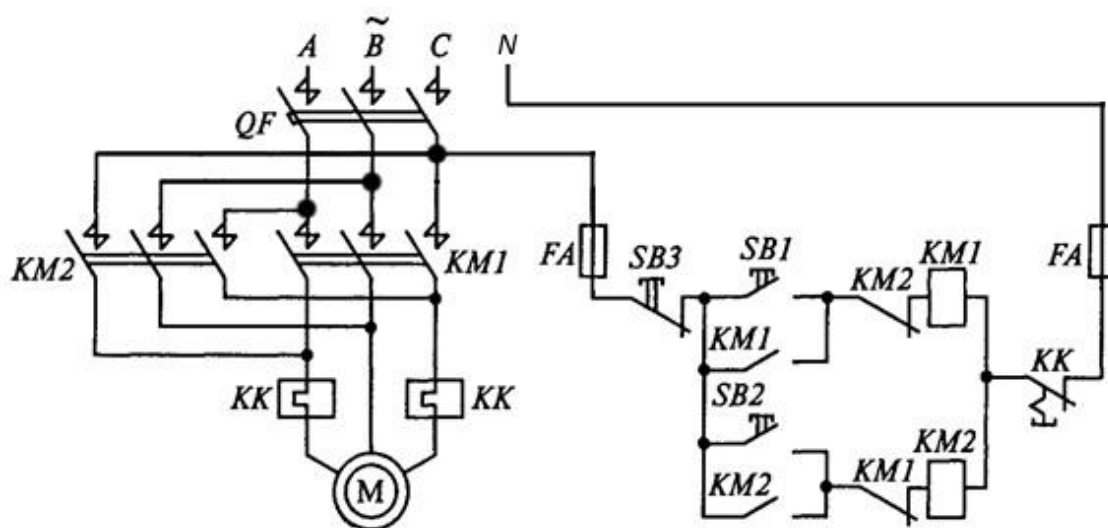


Рис. 2.10 - Реверсивная релейно-контакторная схема управления АД

Схема, представленная на рис. 2.10, обеспечивает прямой пуск и реверс асинхронного двигателя, а также торможение

противовключением при ручном управлении.

Схема предусматривает также защиту от перегрузок АД с помощью реле KK и коротких замыканий в цепях статора с помощью автоматического выключателя QF , а также цепь управления, защищенную предохранителями FA . Обеспечивается нулевая защита от исчезновения (снижения) напряжения сети (контакторы $KM1$ и $KM2$).

Пуск двигателя в условных направлениях «Вперед» или «Назад» осуществляется нажатием соответственно кнопки $SB1$ или $SB2$, что приводит к срабатыванию контактора $KM1$ или $KM2$ и подключению АД к сети (при включенном автоматическом выключателе QF).

Для обеспечения реверса или торможения двигателя сначала нажимают кнопку $SB3$, что приводит к отключению включенного контактора (например, $KM1$), затем нажимают кнопку $SB2$, что приводит к включению контактора $KM2$ и подаче на АД напряжения питания с другим чередованием фаз. После этого, магнитное поле двигателя изменяет свое направление вращения и начинается процесс реверса, состоящий из двух этапов – торможения противовключением и разгон в противоположную сторону.

Если нужно только затормозить двигатель, то при достижении им нулевой скорости следует вновь нажать кнопку $SB3$, что приведет к отключению его от сети и возвращению схемы в исходное положение. Если же кнопку $SB3$ не нажимать, последует разгон АД в другую сторону, т.е. его реверс.

Во избежание короткого замыкания в цепи статора, которое может возникнуть в результате одновременного ошибочного нажатия кнопок $SB1$ и $SB2$, в реверсивных магнитных пускателях предусматривается специальная механическая блокировка, которая представляет собой рычажную систему, предотвращающую одновременное включение двух контакторов. В дополнение к механической, в такой схеме используется типовая электрическая блокировка, применяемая в реверсивных схемах управления, которая

заключается в перекрестном включении размыкающих контактов контактора $KM1$ в цепь катушки контактора $KM2$ и наоборот.

Для оценки длительности переходных процессов пуска, реверса асинхронных короткозамкнутых двигателей, особенно с тяжелыми условиями пуска, обычно пренебрегают электромагнитными переходными процессами и ведут исследование, используя механическую характеристику двигателя и уравнение движения электропривода

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c = M_{дин}, \quad (2.17)$$

где ω - угловая скорость привода, рад/с; J - момент инерции двигателя и производственного механизма, приведенный к валу двигателя $\text{кг}\cdot\text{м}^2$; M , M_c , $M_{дин}$ - момент двигателя, момент сопротивления механизма и динамический момент, соответственно, Н·м.

Из уравнения (2.17) следует, что электромеханические переходные процессы происходят под действием динамического момента, который определяется как разность момента двигателя и момента сопротивления механизма:

$$M - M_c = M_{дин}.$$

На рис. 2.11 момент показан в относительных единицах, момент сопротивления механизма принят независимым от частоты вращения, равным номинальному моменту двигателя:

$$m_c = m_{ном} = 1.$$

Поясним процесс пуска двигателя, используя приведенный график. Величина динамического момента в процессе пуска изменяется. В начальный момент пуска скольжение $S=1$, динамический момент больше 0, ускорение, в соответствии с выражением (2.17), положительно, т.е. происходит разгон двигателя, скольжение уменьшается. В рассматриваемом примере момент сопротивления механизма равен номинальному моменту двигателя, поэтому при номинальном скольжении ($S_{ном}=0,03$) динамический момент становится равным нулю.

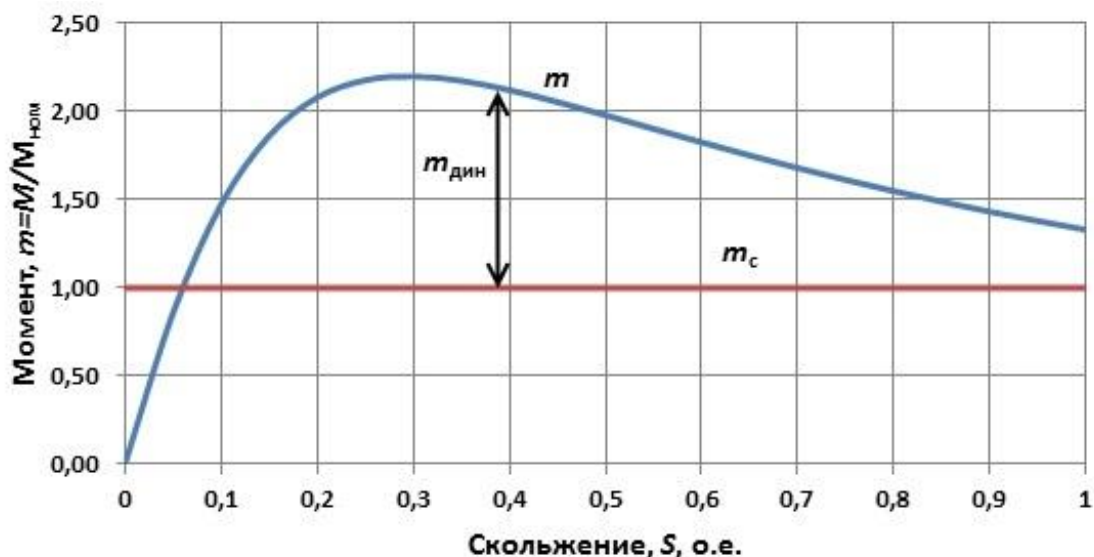


Рис. 2.11 - Графики зависимости момента двигателя m и момента сопротивления механизма m_c от скольжения

Точка пересечения характеристик при номинальном моменте и скольжении соответствует установившемуся режиму работы привода. При скольжении меньшем номинального динамический момент становится отрицательным – электропривод будет затормаживаться. В установившемся режиме момент двигателя уравновешен моментом сопротивления механизма.

Чтобы получить аналитическое выражение для кривой $\omega(t)$ или $n(t)$ необходимо проинтегрировать выражение (2.17). Из-за сложного вида выражения для $m(t)$ сделать это затруднительно. Поэтому используют численные методы интегрирования (см. следующий подраздел) или ограничиваются приближенной оценкой времени пуска.

Из выражения (2.17) следует, что чем меньше приведенный момент инерции J и больше динамический момент, тем больше ускорение привода, и, соответственно, меньше время разгона. Для некоторых механизмов, например вентиляторов с диаметров лопастей в несколько метров (такие вентиляторы используются в системах охлаждения продуктов в нефтяной и газовой промышленности; в вентиляционных установках метрополитена), приведенный момент инерции может в сотни раз превышать собственный момент инерции двигателя. В результате время пуска таких механизмов может

достигать десятков секунд. Вторым фактором, затягивающим процесс пуска, является пониженное напряжение сети. Как отмечалось выше, момент двигателя пропорционален квадрату питающего напряжения. Например, при снижении напряжения до 0,9 от номинального, момент двигателя снижается до 0,81. В результате снижается динамический момент и пуск двигателя затягивается. Если при этом пусковой момент оказывается меньше момента сопротивления механизма, то пуск вообще оказывается невозможным. Пусковые токи АД намного (в первый момент пуска ток в 5...7 больше номинального) превышают номинальное значение, поэтому затянутый пуск может приводить к перегреву двигателя. Кроме того, при пуске двигателей большой мощности снижается напряжение в питающей сети, что дополнительно затягивает пуск и негативно сказывается на работе других электроприемников.

Для приближенной оценки времени разгона двигателя до номинальной частоты вращения $\omega_{\text{ном}}$ ($n_{\text{ном}}$) приближенно примем изменяющийся динамический момент постоянным, равным среднему значению:

$$m_{\text{дин.ср}} = \frac{m_{\text{пуск}} + m_{\text{min}} + m_{\text{max}}}{3} - m_{\text{с}}. \quad (2.18)$$

При постоянном динамическом моменте в соответствии с выражением (2.17) привод разгоняется с постоянным ускорением

$$\varepsilon = \frac{d\omega}{dt} = \frac{M_{\text{дин.ср}}}{J}. \quad (2.19)$$

Момент инерции, приведенный к валу двигателя, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$ определяется по выражению

$$J = J_{\text{д}} + J_{\text{м}} = J_{\text{д}} + K_J J_{\text{д}}.$$

Время разгона до номинальной скорости (время пуска) рассчитывается по выражению

$$t_{\text{раз1}} = \frac{\omega_{\text{ном}}}{\varepsilon} = \frac{\omega_{\text{ном}} J}{M_{\text{дин.ср}}}; \quad (2.20)$$

$$M_{\text{дин.ср}} = m_{\text{дин.ср}} M_{\text{ном}}.$$

Для расчета характеристик и времени пуска при пониженном напряжении необходимо учитывать, что момент АД, в соответствии с выражением (2.11), пропорционален квадрату питающего напряжения.

Поэтому для расчета момента при отклонении напряжения от номинального, выражение (2.11) следует трансформировать к виду

$$m_U = \left(\frac{U}{U_{\text{ном}}} \right)^2 \frac{2m_{\text{max}}}{S/S_k + S_k/S} = \left(\frac{U}{U_{\text{ном}}} \right)^2 m, \quad (2.21)$$

где $U_{\text{ном}}$ и U – номинальное и фактическое значения напряжения.

Задание № 2.3 и методические указания к его выполнению

Рассчитать и построить механические характеристики механизма и АД при номинальном и пониженном напряжении. Оценить время пуска АД под нагрузкой с учетом момента инерции производственного механизма. Проверить возможность пуска АД и оценить длительность пуска при пониженном напряжении $U=0,9U_{\text{ном}}$. В качестве исходных данных использовать данные Задания № 2.1 и № 2.2.

Пример 2.3. Рассмотрим построение механических характеристик по 11 варианту заданий.

Расчеты выполняем для двигателя АИР 160S6. Каталожные данные для построения механической характеристики приведены в первом и втором столбцах таблицы 2.5.

Таблица 2.5

Результаты расчета механической характеристики АД

S , о.е.	m , о.е.	m_c , о.е.	$m_{0,9U_{\text{нз}}}$, о.е.
1,00	2,00	1,00	1,62
0,70	1,60	1,00	1,30
0,16	2,70	1,00	2,19
0,03	1,00	1,00	0,81
0,00	0,00	1,00	0,00

При расчетах принимаем, что момент сопротивления механизма не зависит от скорости и в относительных единицах $m_c=1$ (третий столбец таблицы).

В 4-м столбце приведены значения момента двигателя при напряжении $U=0,9U_{\text{НОМ}}$. Они рассчитаны по формуле

$$m_{0,9U_{\text{НОМ}}} = 0,9^2 m.$$

Значения m , при расчетах берутся из второго столбца таблицы 2.5.

По приведенным данным на рис. 2.12 построены графики механической характеристики двигателя при номинальном напряжении – кривая 1, при пониженном напряжении – кривая 2 и график механической характеристики механизма - 3.

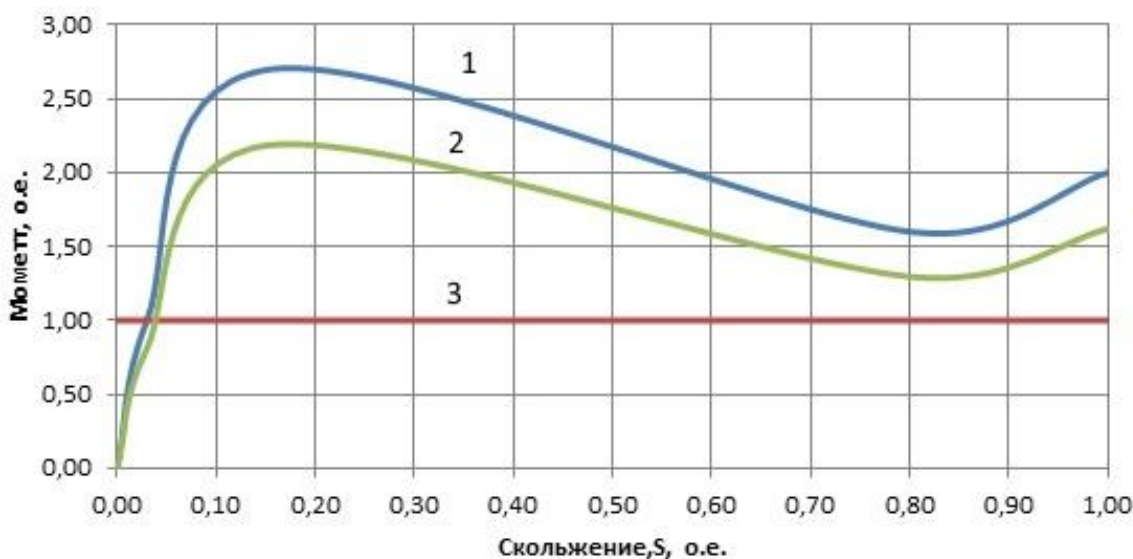


Рис. 2.12 – Механические характеристики двигателя и механизма

Как следует из графиков, момент АД даже при пониженном напряжении для значений скольжения $S_{\text{НОМ}} \leq S \leq 1$ больше момента сопротивления механизма, следовательно, привод будет разгоняться до установившейся скорости.

Далее по выражению (2.16) рассчитаем среднее значение динамического момента при номинальном напряжении

$$m_{\text{дин.ср}} = \frac{m_{\text{пуск}} + m_{\text{min}} + m_{\text{max}}}{3} - m_{\text{с}} = \frac{2,0 + 1,6 + 2,7}{3} - 1 = 1,1 \text{ о. е.}$$

Рассчитаем номинальный момент двигателя в именованных единицах (Н·м)

$$M_{\text{НОМ}} = \frac{1000 P_{\text{НОМ}}}{\omega_{\text{НОМ}}} = \frac{1000 * 11}{101,8} 108 \text{ Н * м,}$$

где $\omega_{\text{ном}}$ - номинальная угловая скорость двигателя, рад/с, определяется через номинальную частоту вращения $n_{\text{ном}}$, об/мин, по выражению

$$\omega_{\text{ном}} = \frac{2\pi}{60} n_{\text{ном}} \approx 0,105 n_{\text{ном}} = 0,105 * 970 = 101,8 \text{ рад/с.}$$

Тогда среднее значение динамического момента в именованных единицах при номинальном напряжении

$$M_{\text{дин.ср}} = m_{\text{дин.ср}} M_{\text{ном}} = 1,1 * 108,0 = 118,8 \text{ Нм.}$$

Время разгона до номинальной скорости (время пуска) по выражению (2.20) будет

$$t_{\text{раз1}} = \frac{\omega_{\text{ном}}}{\varepsilon} = \frac{\omega_{\text{ном}} J}{M_{\text{дин.ср}}} = \frac{101,8 * 0,60}{118,8} = 0,51 \text{ с.}$$

При пониженном напряжении для расчета среднего значения динамического момента берем данные из последнего столбца таблицы 2.7

$$\begin{aligned} m_{\text{дин.ср.0,9}U_{\text{ном}}} &= \frac{m_{\text{пуск}} + m_{\text{min}} + m_{\text{max}}}{3} - m_{\text{с}} \\ &= \frac{1,62 + 1,30 + 2,19}{3} - 1 = 0,70 \text{ о. е.} \end{aligned}$$

Время пуска при пониженном напряжении составит

$$t_{\text{раз2}} = \frac{\omega_{\text{ном}}}{\varepsilon} = \frac{\omega_{\text{ном}} J}{m_{\text{дин.ср.0,9}U_{\text{ном}}} * M_{\text{ном}}} = \frac{101,85 * 0,60}{0,70 * 108,0} = 0,81 \text{ с.}$$

По результатам расчета на рис. 2.13 построены графики пуска привода при номинальном – кривая 1 и пониженном напряжении - 2. С учетом принятых допущений нарастание скорости до установившегося значения происходит по линейному закону.

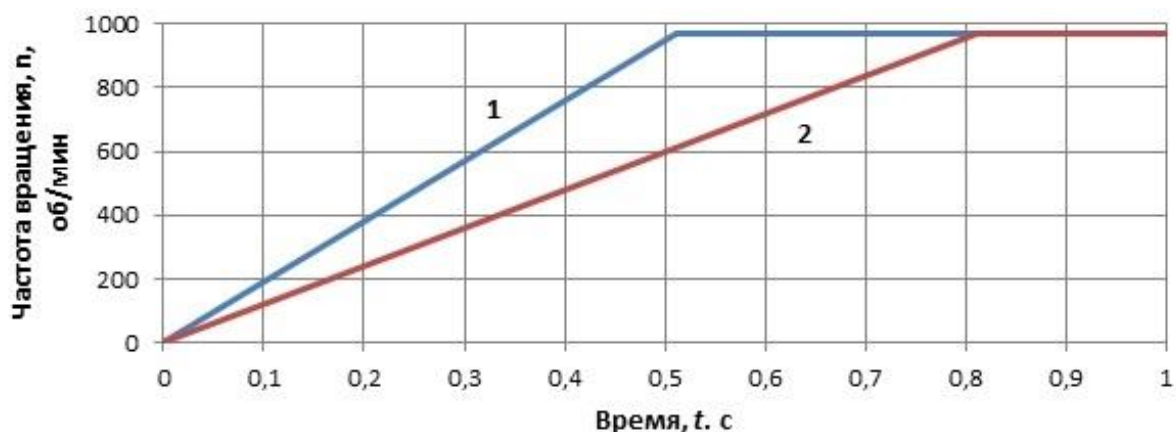


Рис. 2.13 – Графики разгона двигателя

Вопросы для самопроверки

1. Запишите уравнение движения электропривода.
2. Что понимают под динамическим моментом?
3. При каком соотношении момента двигателя и момента сопротивления механизма возможен разгон привода до номинальной скорости?
4. Какие допущения принимаются при приближенном расчете времени пуска?

2.4 Расчет кривой изменения частоты вращения АД при пуске методом конечных приращений

Как уже отмечалось, для расчета переходного процесса изменения угловой скорости и частоты вращения необходимо проинтегрировать выражение (2.17).

В связи с достаточно сложным видом подынтегральной функции воспользуемся численным методом интегрирования выражения (2.17). Разобьём график зависимости динамического момента от скольжения (или частоты вращения) на достаточно малые интервалы (рис. 2.14) и будем считать динамический момент на каждом интервале постоянным.

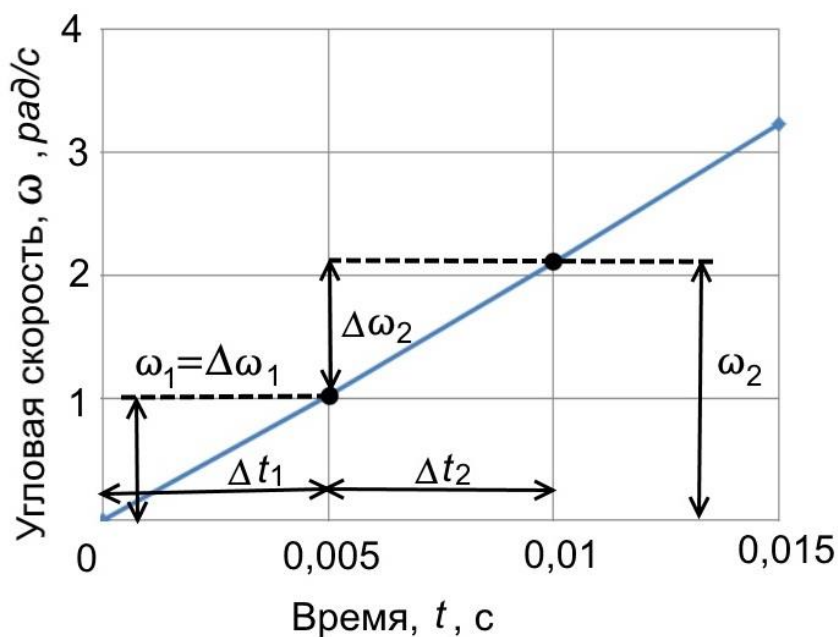


Рис. 2.14 – К расчету кривой пуска

Иными словами, перейдем в уравнении (2.17) к конечным приращениям

$$J\Delta\omega_i = M_{динi}\Delta t_i. \quad (2.22)$$

Запишем это уравнение относительно приращения частоты вращения:

$$\Delta\omega_i = \frac{1}{J}M_{динi}\Delta t_i. \quad (2.23)$$

Таким образом, для малых приращений времени соответствующее приращение скорости можно рассчитать по формуле (2.23), а текущее значение угловой скорости найти суммированием ее приращений на отдельных интервалах:

$$\omega_i = \omega_{i-1} + \Delta\omega_i. \quad (2.24)$$

Расчеты рекомендуется вести в следующем порядке.

1) Задать с определенным шагом расчетные значения времени t .

2) Для начального момента **первого интервала** задать начальные значения переменных: время $t=0$, угловая скорость $\omega=0$, скольжение $S=1$ (см. табл. 2.8). Используя аналитическое выражение для момента двигателя и момента сопротивления механизма, рассчитать их значения m_1 и m_{c1} . Рассчитать значение динамического момента в относительных единицах

$$m_{\text{дин1}} = m_1 - m_{c1}. \quad (2.25)$$

Вычислить значение динамического момента в именованных единицах:

$$M_{\text{дин1}} = m_{\text{дин1}} M_{\text{ном.}} \quad (2.26)$$

Рассчитать по выражению (2.23) приращение угловой скорости $\Delta\omega_1$ на первом интервале.

3) Для начального момента второго интервала принять угловую скорость равной скорости в конце первого интервала: $\omega_1 = \Delta\omega_1$. Принять расчетное значение скольжения на втором интервале равным скольжению в конце первого интервала, рассчитав его по выражению

$$S_1 = \frac{\omega_c - \omega_1}{\omega_c}, \quad (2.27)$$

где $\omega_c = 0,105n_c$ – синхронная угловая скорость.

Аналогично предыдущему рассчитать значения момента двигателя, момента сопротивления и динамического момента и приращение угловой скорости на втором интервале.

На последующих интервалах расчеты выполняются аналогично. Скольжение рассчитывается по формуле:

$$S_i = \frac{\omega_c - \omega_i}{\omega_c}, \quad (2.28)$$

Угловая скорость в конце последующих интервалов рассчитывается по выражению

$$\omega_i = \omega_{i-1} + \Delta\omega_i.$$

Задание № 2.4 и методические указания к его выполнению

Исследовать переходный процесс изменения частоты вращения АД при прямом пуске. В качестве исходных данных использовать Задание № 2.1.

Пример 2.4. Рассмотрим построение переходного процесса по 11 варианту заданий.

Расчеты выполняем для двигателя АИР 160S6. Для расчетов используем изложенную выше методику численного интегрирования

и аппроксимирующее выражение (2.16) для механической характеристики двигателя, полученное в задании №2.2.

Расчеты выполнены в программе MS Excel и сведены в таблицу 2.6.

В столбце А задаем значения времени t с учетом следующих соображений. В задании №3 рассчитано приближенное время разгона двигателя при номинальном напряжении сети $t_{\text{разг}} = 0,5\text{с}$.

Задаем приращение времени на каждом расчетном интервале $\Delta t_i = t_{\text{разг}}/20 = 0,025\text{с}$. В ячейке А21 задано начальное время $t=0$, в последующих строках оно вычисляется по выражению $t = t_{i-1} + \Delta t_i$. Например, в ячейке А22 задано выражение: $=A21+\$B\19 . (При отладке программы возможно понадобится изменять $t_{\text{разг}}$ при этом заданные значения t будут изменяться автоматически). Конечное значение времени принято равным $0,8\text{с}$ с учетом рассчитанного в предыдущем задании значения, с запасом. Начальное значение скольжения в ячейке В21 задано равным 1. В последующих ячейках столбца В оно вычисляется по выражению (2.28). Начальное значение скорости в ячейке G21 задано равным нулю. В последующих ячейках этого столбца скорость вычисляется по формуле (2.24).

В ячейке С21 и последующих ячейках столбца С для записи выражения (2.16) использована логическая функция Если (рис. 2.15).

В строке «Лог_выражение» записано условие $S < S_k$ (для рассматриваемого примера $S_k=0,16$, и условие имеет вид: $B21<0,16$. В строке «Значение_если_истина» записана первая формула выражения (2.16), в строке «Значение_если_ложь» записано вторая формула выражения (2.16). Благодаря использованию такого логического выражения будет обеспечиваться вычисление момента АД с учетом значения скольжения по разным выражениям для пусковой и рабочей ветви характеристики.

Результаты расчета переходного процесса

	A	B	C	D	E	F	G	H
18	$t_{разр} =$	0,5						
19	$\Delta t =$	0,025						
20	t, c	$S, o.e.$	$m, o.e.$	$m \text{ дин, o.e.}$	$M \text{ дин, Н*м}$	$\Delta\omega, \text{ рад/с}$	$\omega, \text{ рад/с}$	$n, \text{ об/мин}$
21	0	1,000	2,00	1,00	108	4,50	0	0
22	0,025	0,957	1,90	0,90	97	4,05	5	43
23	0,05	0,919	1,82	0,82	89	3,70	9	81
24	0,075	0,883	1,76	0,76	82	3,42	12	117
25	0,1	0,851	1,71	0,71	77	3,21	16	149
26	0,125	0,820	1,68	0,68	73	3,04	19	180
27	0,15	0,791	1,65	0,65	70	2,91	22	209
28	0,175	0,764	1,63	0,63	68	2,82	25	236
29	0,2	0,737	1,61	0,61	66	2,75	28	263
30	0,225	0,711	1,60	0,60	65	2,71	30	289
31	0,25	0,685	1,60	0,60	65	2,70	33	315
32	0,275	0,659	1,60	0,60	65	2,71	36	341
33	0,3	0,633	1,61	0,61	66	2,74	39	367
34	0,325	0,607	1,62	0,62	67	2,80	41	393
35	0,35	0,581	1,64	0,64	69	2,88	44	419
36	0,375	0,553	1,67	0,67	72	3,00	47	447
37	0,4	0,525	1,70	0,70	75	3,14	50	475
38	0,425	0,495	1,74	0,74	80	3,33	53	505
39	0,45	0,463	1,79	0,79	85	3,56	56	537
40	0,475	0,429	1,85	0,85	92	3,84	60	571
41	0,5	0,392	1,93	0,93	101	4,20	64	608
42	0,525	0,352	2,03	1,03	111	4,64	68	648
43	0,55	0,308	2,16	1,16	125	5,20	73	692
44	0,575	0,259	2,31	1,31	142	5,91	78	741
45	0,6	0,202	2,52	1,52	164	6,82	84	798
46	0,625	0,137	2,68	1,68	181	7,55	91	863
47	0,65	0,066	1,93	0,93	100	4,16	98	934
48	0,675	0,026	0,87	-0,13	-14	-0,59	102	974
49	0,7	0,031	1,04	0,04	5	0,20	102	969
50	0,725	0,030	0,99	-0,01	-2	-0,06	102	970
51	0,75	0,030	1,00	0,00	1	0,02	102	970
52	0,775	0,030	1,00	0,00	0	-0,01	102	970
53	0,8	0,030	1,00	0,00	0	0,00	102	970

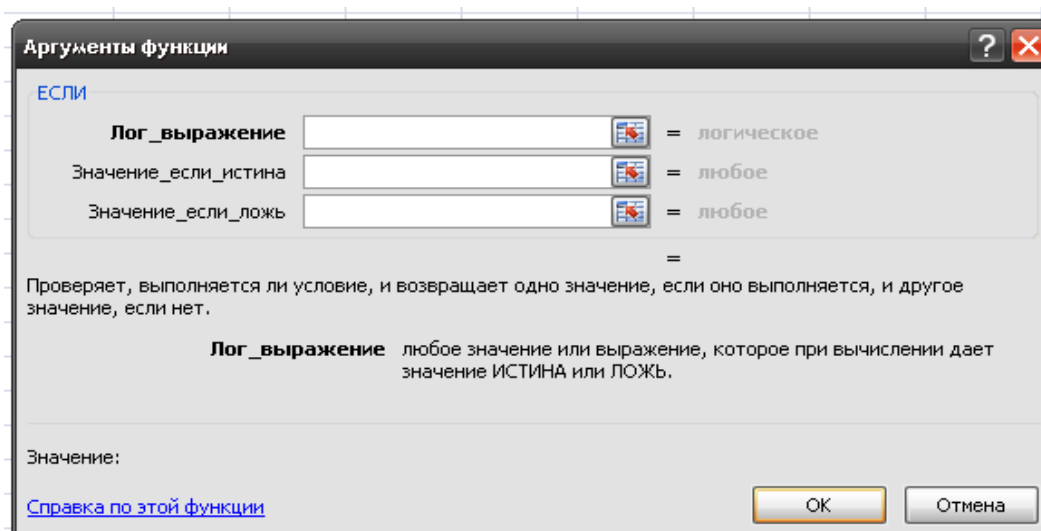


Рис.2.15 – К расчету кривой пуска

В столбце D вычисляются значения динамического момента. В столбце E вычисляются значения момента в именованных единицах. В столбце F по формуле (2.23) вычисляется приращение скорости, в столбце H рассчитывается частота вращения АД, об/мин: $n=\omega/0,105$.

График изменения частоты вращения АД при пуске, построенный по расчетным данным, приведен на рис. 2.16.

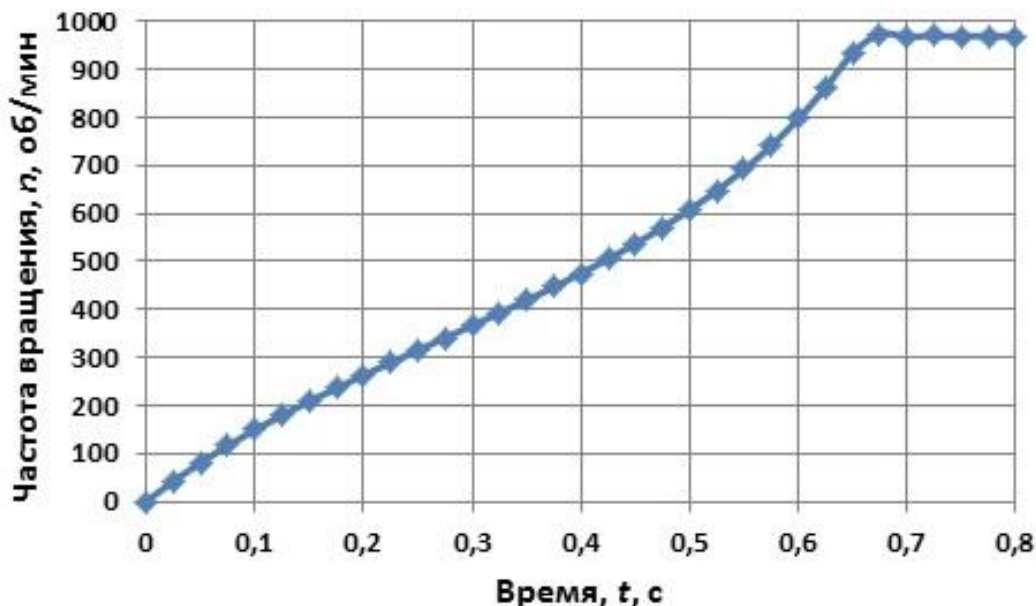


Рис.2.16 – График переходного процесса изменения частоты вращения АД при пуске

Как следует из графика, уточненное время переходного процесса составляет около 0,7с. Характер изменения частоты вращения определяется величиной динамического момента.

На время разгона существенное влияние оказывает момент инерции электропривода. Из выражения (2.17) следует, что чем меньше приведенный момент инерции J и больше динамический момент, тем больше ускорение привода, и, соответственно, меньше время разгона.

Дополнительно рекомендуется провести расчеты процесса пуска с увеличенным значением момента инерции, а также с уменьшенным значением момента сопротивления механизма, и оценить количественно влияние вариаций момента инерции и момента сопротивления на время разгона.

Вопросы для самопроверки

1. Поясните методику расчета процесса пуска АД методом конечных приращений.
2. В какой точке механической характеристики наступает установившийся режим работы привода?
3. Как влияет снижение напряжения на механическую характеристику АД и время пуска двигателя?
4. Как влияет момент инерции механизма на время пуска привода?
5. К каким последствиям приводит длительный пуск двигателя?

2.5 Исследование переходного процесса изменения тока при прямом пуске АД с короткозамкнутым ротором

Для расчета переходного процесса изменения тока используем известную, упрощенную схему замещения АД для одной фазы, приведенную на рис. 2.4.

При расчетах пренебрежем электромагнитными переходными процессами, которые протекают значительно быстрее, чем электромеханические. С учетом указанных упрощений приведенный ток ротора приближенно может быть рассчитан по формуле [9]:

$$I_2' = \frac{U_{\text{НОМ}}/\sqrt{3}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{S}\right)^2 + X_{\text{кз}}^2}}. \quad (2.29)$$

Для расчетов необходимо найти из каталогов или вычислить номинальный ток статора:

$$I_{1\text{Н}} = \frac{1000P_{\text{НОМ}}}{\sqrt{3} U_{\text{НОМ}} \cos\varphi_{\text{НОМ}} \eta_{\text{НОМ}}}. \quad (2.30)$$

Как следует из выражения (2.29) для расчета тока необходимо иметь параметры схемы замещения. Поскольку указанные параметры в каталогах двигателей, как правило, не приводятся, для их нахождения могут использоваться различные приближенные выражения, приведенные, например, в работах [8,9].

Приведенное активное сопротивление ротора, Ом

$$R'_2 = \frac{M_{\text{НОМ}} \omega_c S_{\text{НОМ}}}{3I_{2\text{НОМ}}^2}, \quad (2.31)$$

где номинальный приведенный ток ротора двигателя

$$I'_{2\text{НОМ}} = I_{1\text{НОМ}} \cos \varphi_{\text{НОМ}}. \quad (2.32)$$

Полное сопротивление короткого замыкания

$$Z_{\text{кз}} = \frac{U_{\text{НОМ}}}{\sqrt{3} K_i I'_{2\text{НОМ}}}, \quad (2.33)$$

где K_i - кратность пускового тока.

Коэффициент мощности в режиме короткого замыкания

$$\cos \varphi_{\text{кз}} = 0,5 \cos \varphi_{\text{НОМ}}, \quad \varphi_{\text{кз}} = \arccos \cos \varphi_{\text{кз}}. \quad (2.34)$$

Индуктивное сопротивление АД в режиме короткого замыкания

$$X_{\text{кз}} = Z_{\text{кз}} \sin \varphi_{\text{кз}}. \quad (2.35)$$

Активное сопротивление АД в режиме короткого замыкания

$$R_{\text{кз}} = Z_{\text{кз}} \cos \varphi_{\text{кз}}. \quad (2.36)$$

Активное сопротивление цепи статора

$$R_1 = R_{\text{кз}} - R'_2. \quad (2.37)$$

Ток двигателя по выражению (2.29) рассчитывается как функция скольжения. Для построения графика изменения тока в функции времени необходимо иметь зависимость скольжения от времени. Такая кривая рассчитана в предыдущем задании и используется в этой работе при исследовании переходного процесса изменения тока.

Задание № 2.5 и методические указания к его выполнению

Исследовать переходный процесс изменения тока ротора АД при прямом пуске. В качестве исходных данных использовать Задание № 2.1.

Пример 2.5. Рассмотрим построение механических характеристик по 11 варианту заданий.

Используем найденные в предыдущей работе каталожные и расчетные данные двигателя АИР160S6:

$$P_{\text{НОМ}} = 11 \text{ кВт}; \quad n_c = 1000 / \text{мин}; \quad S_{\text{НОМ}} = 3\% = 0,03; \quad n_{\text{НОМ}} = 970 \frac{\text{об}}{\text{мин}};$$

$$\omega_{\text{НОМ}} = 101,8 \text{ рад/с}; \omega_c = 105 \text{ рад/с}; \cos\varphi_{\text{НОМ}} = 0,83;$$

$$M_{\text{НОМ}} = 108 \text{ Нм}; \text{ кратность пускового тока } K_i = 6,5.$$

Рассчитываем по формуле (2.30) номинальный ток статора:

$$I_{1\text{НОМ}} = \frac{1000 P_{\text{НОМ}}}{\sqrt{3} U_{\text{НОМ}} \cos\varphi_{\text{НОМ}} \eta_{\text{НОМ}}} = \frac{1000 * 11}{\sqrt{3} * 380 * 0,83 * 0,88} = 22,9 \text{ А}.$$

Номинальный приведенный ток ротора двигателя по (2.32)

$$I'_{2\text{НОМ}} = I_{1\text{НОМ}} \cos\varphi_{\text{НОМ}} = 22,9 * 0,83 = 19 \text{ А}.$$

Выполняем расчеты параметров схемы замещения.

Приведенное активное сопротивление ротора по формуле (2.31)

$$R'_2 = \frac{M_{\text{НОМ}} \omega_c S_{\text{НОМ}}}{3 I'^2_{2\text{НОМ}}} = \frac{108 * 105 * 0,03}{3 * 19^2} = 0,3140 \text{ Ом}.$$

Полное сопротивление АД в режиме короткого замыкания по выражению (2.33)

$$Z_{\text{кз}} = \frac{U_{\text{НОМ}}}{\sqrt{3} K_i I'_{2\text{НОМ}}} = \frac{380}{\sqrt{3} * 6,5 * 19} = 1,78 \text{ Ом}.$$

Коэффициент мощности в режиме короткого замыкания по формуле (2.34)

$$\cos\varphi_{\text{кз}} = 0,5 \cos\varphi_{\text{НОМ}} = 0,5 * 0,83 = 0,415;$$

$$\varphi_{\text{кз}} = \arccos \varphi_{\text{кз}} = 1,14 \text{ рад}.$$

Индуктивное сопротивление АД в режиме короткого замыкания по выражению (2.35)

$$X_{\text{кз}} = Z_{\text{кз}} \sin\varphi_{\text{кз}} = 1,78 * \sin 1,14 = 1,620 \text{ Ом}.$$

Активное сопротивление АД в режиме короткого замыкания по формуле (2.36)

$$R_{\text{кз}} = Z_{\text{кз}} \cos\varphi_{\text{кз}} = 1,78 * 0,415 = 0,74 \text{ Ом}.$$

Активное сопротивление цепи статора по формуле (2.37)

$$R_1 = R_{\text{кз}} - R'_2 = 0,740 - 0,314 = 0,425 \text{ Ом}.$$

Далее переходим к расчету переходного процесса изменения тока АД при пуске. Первоначально рассчитаем зависимость тока от скольжения.

Преобразуем выражение (2.29) для тока ротора к виду

$$I'_2 = \frac{U_{\text{НОМ}}/\sqrt{3}}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R'_2}{S}\right)^2 + X_{\text{кз}}^2}} = \frac{U_{\text{НОМ}}/\sqrt{3}}{Z}, \quad (2.38)$$

где

$$Z = \sqrt{\left(R_1 + \frac{R'_2}{S}\right)^2 + X_{\text{кз}}^2}. \quad (2.39)$$

Для расчетов используем электронные таблицы MS Excel. В первом столбце таблицы 2.7 заданы значения скольжения в относительных единицах с шагом 0,1.

Таблица 2.7

Расчет кратности тока ротора в функции скольжения

S , о.е.	Z , Ом	I'_2 , А	$I'_2/I_{\text{НОМ}}$
1	1,78	123	5,4
0,9	1,80	122	5,4
0,8	1,82	121	5,3
0,7	1,84	119	5,2
0,6	1,88	117	5,1
0,5	1,93	114	5,0
0,4	2,02	109	4,8
0,3	2,19	100	4,4
0,2	2,57	86	3,7
0,1	3,92	56	2,5
0,03	11,03	20	0,9

Дополнительно в этом столбце задано номинальное значение скольжения (в рассматриваемом примере 0,03). Во втором столбце по формуле (2.39) вычисляются значения Z в функции скольжения S . В третьем столбце по формуле (2.38) рассчитываются значения тока I'_2 . В последнем столбце определяется относительное значение тока ротора $I'_2/I_{\text{НОМ}}$.

По полученным данным на рис. 2.17 построен график.

Следует обратить внимание на то, что процесс пуска начинается со скольжения $S=1$. Далее по мере разгона двигателя скольжение уменьшается и снижается ток ротора.

Рис. 2.17 – Зависимость кратности тока ротора от скольжения

Оцените кратность первоначального броска тока по отношению к номинальному значению.

Для построения графика изменения тока в функции времени воспользуемся результатами, полученными в предыдущем задании - дополним полученную в задании №2.4 расчетную таблицу 2.6 двумя столбцами (см. табл. 2.8), в них по формуле (2.38) с учетом значений скольжения, указанных во втором столбце вычисляется значение тока I'_2 . В последнем столбце определяется относительное значение тока ротора $I'_2/I_{1ном}$.

Таблица 2.8

Результаты расчеты тока в функции времени

t, c	$S,$ о.е.	$m,$ о.е.	$m_{дин},$ о.е.	$M_{дин},$ Н*М	$\Delta\omega,$ рад/с	$\omega,$ рад/с	$n,$ об/мин	I'_2, A	$I'_2/I_{1ном}$
0								0	0,0
0	1	2,00	1,00	108	4,50	0	0	124	5,4
0,025	0,96	1,90	0,90	97	4,05	5	43	123	5,4
0,05	0,92	1,82	0,82	89	3,70	9	81	123	5,4
0,075	0,88	1,76	0,76	82	3,42	12	117	122	5,3
0,1	0,85	1,71	0,71	77	3,21	16	149	122	5,3
0,125	0,82	1,68	0,68	73	3,04	19	180	122	5,3
0,15	0,79	1,65	0,65	70	2,91	22	209	121	5,3

0,175	0,76	1,63	0,63	68	2,82	25	236	121	5,3
0,2	0,74	1,61	0,61	66	2,75	28	263	120	5,2
0,225	0,71	1,60	0,60	65	2,71	30	289	120	5,2
0,25	0,68	1,60	0,60	65	2,70	33	315	119	5,2
0,275	0,66	1,60	0,60	65	2,71	36	341	119	5,2
0,3	0,63	1,61	0,61	66	2,74	39	367	118	5,2
0,325	0,61	1,62	0,62	67	2,80	41	393	117	5,1
0,35	0,58	1,64	0,64	69	2,88	44	420	117	5,1
0,375	0,55	1,67	0,67	72	3,00	47	447	116	5,1
0,4	0,52	1,70	0,70	75	3,14	50	476	115	5,0
0,425	0,49	1,74	0,74	80	3,33	53	505	114	5,0
0,45	0,46	1,79	0,79	85	3,56	56	537	112	4,9
0,475	0,43	1,85	0,85	92	3,85	60	571	111	4,8
0,5	0,39	1,93	0,93	101	4,20	64	608	108	4,7
0,525	0,35	2,03	1,03	111	4,64	68	648	105	4,6
0,55	0,31	2,16	1,16	125	5,20	73	692	101	4,4
0,575	0,26	2,31	1,31	142	5,91	78	741	95	4,2
0,6	0,2	2,52	1,52	164	6,82	84	798	86	3,8
0,625	0,14	2,68	1,68	181	7,55	91	863	70	3,0
0,65	0,06	1,92	0,92	100	4,16	98	935	40	1,8
0,675	0,03	0,87	-0,13	-14	-0,59	102	974	17	0,8
0,7	0,03	1,04	0,04	5	0,20	102	969	21	0,9
0,725	0,03	0,99	-0,01	-2	-0,06	102	970	20	0,9
0,75	0,03	1,00	0,00	1	0,02	102	970	20	0,9
0,775	0,03	1,00	0,00	0	-0,01	102	970	20	0,9
0,8	0,03	1,00	0,00	0	0,00	102	970	20	0,9

По результатам расчетов на рис. 2.18 построен график изменения тока АД в функции времени при прямом пуске, а на рис. 2.19 совмещенные графики тока и угловой скорости.

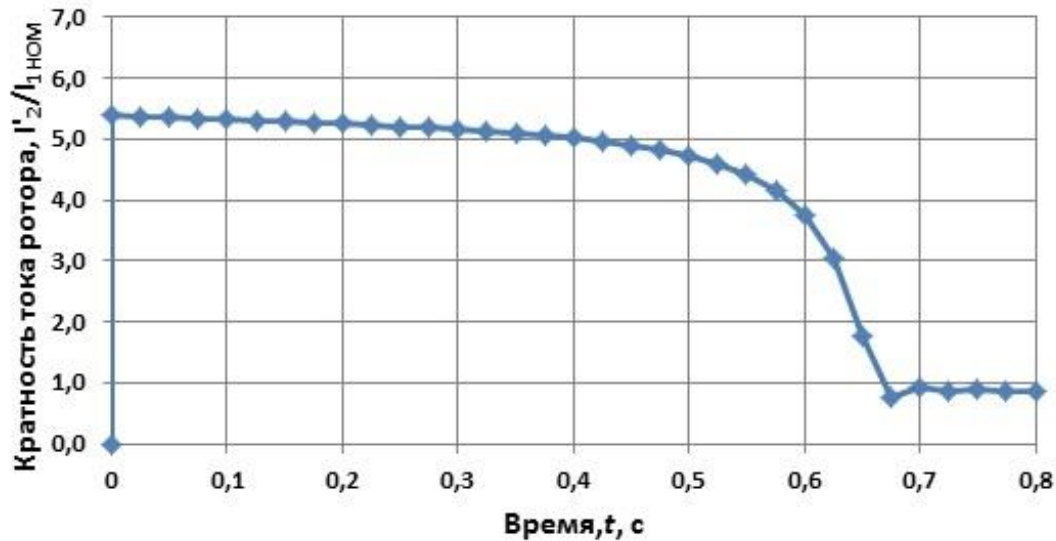


Рис. 2.18 – График изменения кратности тока ротора I'_2 при прямом пуске

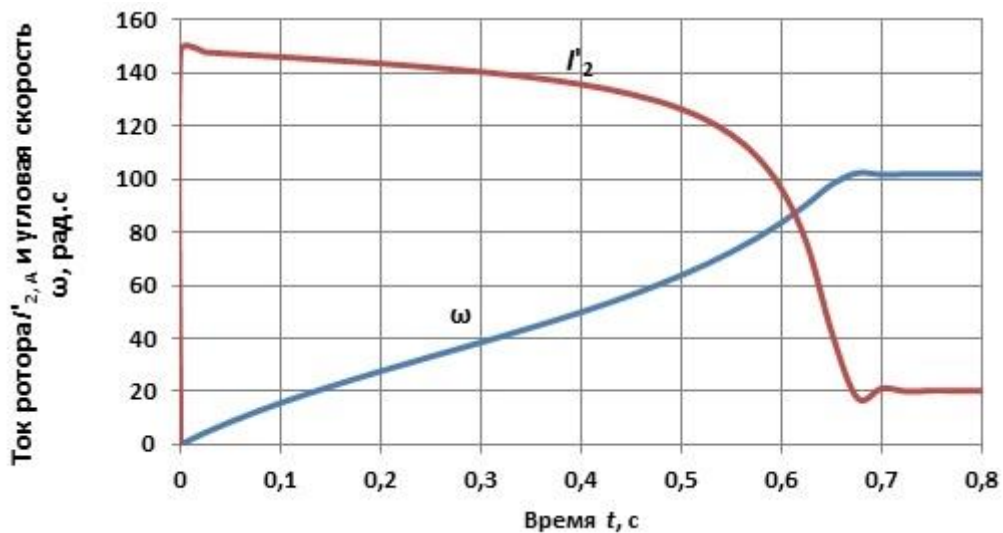


Рис. 2.19 – Графики изменения тока ротора I'_2 и угловой скорости ω АД при прямом пуске

Вопросы для самопроверки

- 1) Поясните характер изменения тока АД при пуске?
- 2) Поясните методику расчета кривой изменения тока АД в функции скольжения.
- 3) Поясните методику расчета кривой изменения тока АД в функции времени?
- 4) К каким отрицательным последствиям приводит увеличение времени пуска?

2.6 Механические характеристики АД при частотном регулировании в разомкнутой системе управления

Многие производственные механизмы требуют регулирования скорости для управления технологическим процессом.

Задачи регулирования скорости решаются с помощью регулируемого электропривода, который позволяет целенаправленно изменять частоту вращения вала двигателя при изменении сигнала задания.

Наиболее перспективным в настоящее время считается электропривод, в котором используется асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором.

Как уже отмечалось (см. выражение (2.1)), синхронная частота вращения АД определяется выражением

$$n_c = \frac{60f_1}{p_d},$$

где f_1 - частота напряжения, подаваемого на статор; p_d - число пар полюсов АД.

Из выражения для n_c следует, что для регулирования частоты вращения АД необходимо изменять частоту напряжения на статоре. Для этого в состав электропривода (рис.2.20) должен входить преобразователь частоты (ПЧ). Электропривод, содержащий АД и преобразователь частоты с системой управления, называют частотно-регулируемым приводом (ЧРП).

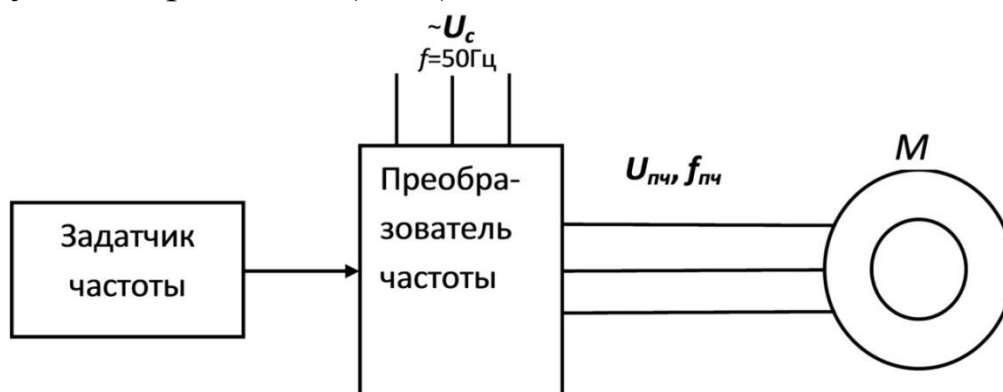


Рис. 2.20 - Упрощенная функциональная схема ЧРП

Преобразователь частоты получает питание от трехфазной (для маломощных преобразователей от однофазной) сети переменного тока промышленной частоты $f=50\text{Гц}$. В ПЧ переменное напряжение питания преобразуется в постоянное, и из него, с помощью электронных ключей, формируется подаваемое на статор АД трехфазное переменное напряжение: $U_1 = U_{\text{пч}}$, $f_1 = f_{\text{пч}}$. Частота этого напряжения, а, следовательно, и частота вращения АД, устанавливается задатчиком частоты.

Следует учитывать, что при уменьшении частоты ниже номинальной снижается индуктивное сопротивление обмоток АД, а, следовательно, ток намагничивания будет возрастать. Это приводит к насыщению магнитопровода двигателя и его перегреву. Для нормальной работы АД при снижении частоты нужно одновременно снижать значение подаваемого на статор напряжения. Причем, если пренебречь активным сопротивлением статора ($R_1=0$), то для сохранения постоянного значения максимального момента двигателя при снижении частоты, нужно пропорционально снижать напряжение. Такому способу регулирования (закону регулирования) соответствует условие

$$\frac{U_{\text{пч}}}{f_{\text{пч}}} = \text{const.} \quad (2.40)$$

В качестве примера на рис. 2.21 приведены механические характеристики двигателя привода при задании частоты $f_1=50\text{Гц}$, $f_1=30\text{Гц}$ и $f_1=15\text{Гц}$. Обратите внимание – при снижении частоты пропорционально снижается напряжение, подаваемое на статор АД. Регулирование по закону (2.40) ведется в сторону снижения частоты (вниз от основной характеристики).

Пропорциональное регулирование по закону (2.40) в первом приближении обеспечивает работу АД с постоянным потоком

$$\Phi_1 \approx \frac{U_1}{k f_1}, \quad (2.41)$$

где k – машинная постоянная.

Электромагнитный момент АД создается в результате взаимодействия вращающегося магнитного поля статора Φ_1 и активной составляющей тока ротора I_2' :

$$M = 3k\Phi_1 I_2'. \quad (2.42)$$

Максимальный момент АД при регулировании по закону (2.40) и $R_1=0$ остается постоянным (рис. 2.21).

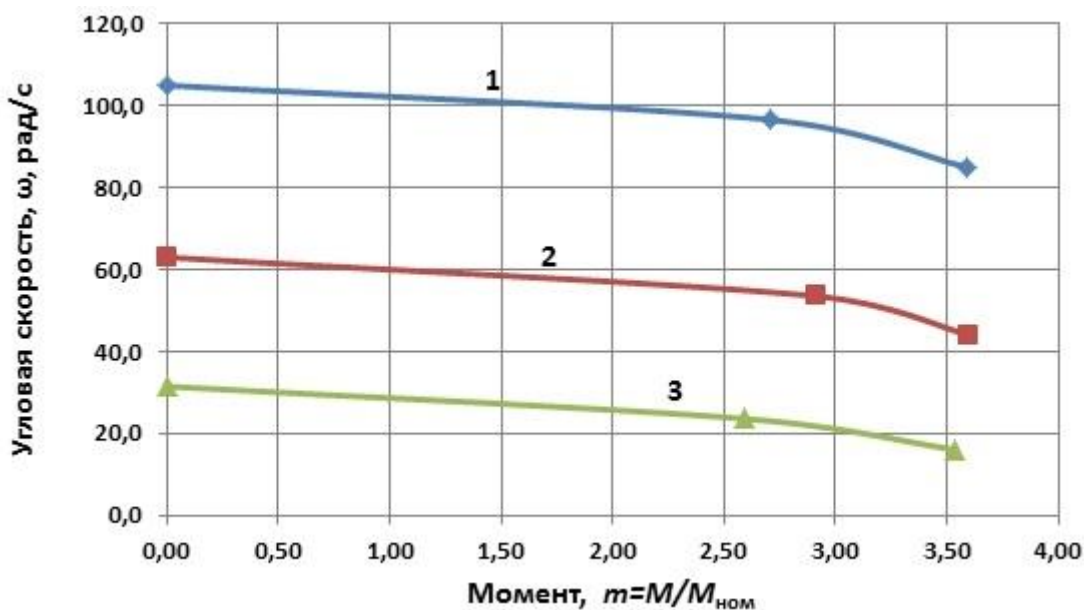


Рис.2.21 – Механические характеристики АД при регулировании скорости вниз от основной без учета падения напряжения на R_1 : 1- $f_1 = 50$ Гц, $U_1=U_{1ном}=220$ В; 2 - $f_1 = 30$ Гц, $U_1=132$ В; 3 - $f_1 = 15$ Гц, $U_1=66$ В

При более полном анализе необходимо рассматривать T-образную схему замещения АД (рис.2.22) и учитывать падение напряжения на сопротивлении R_1 . Фактически при малых значениях частоты и, соответственно малых значениях U_1 , из-за падения напряжения на сопротивлении R_1 (рис.2.22) существенно снижается напряжение U_{ab} , прикладываемое к контуру намагничивания. В результате поток намагничивания снижается, и соответственно уменьшается максимальный момент (см. механические характеристики на рис. 2.25).

Падение напряжение на $R_1=0$ оказывает существенное влияние на вид механических характеристик для двигателей мощностью меньше 15кВт, имеющих значительное сопротивление R_1 .

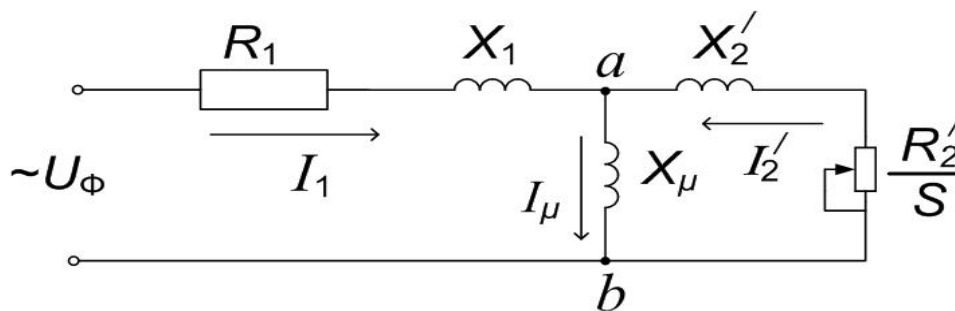


Рис. 2.22 – Т-образная схема замещения АД

Для сохранения постоянного значения максимального момента, напряжение нужно уменьшать меньше, чем частоту. Такой закон регулирования называется пропорциональным регулированием с IR – компенсацией (см. рис. 2.23).

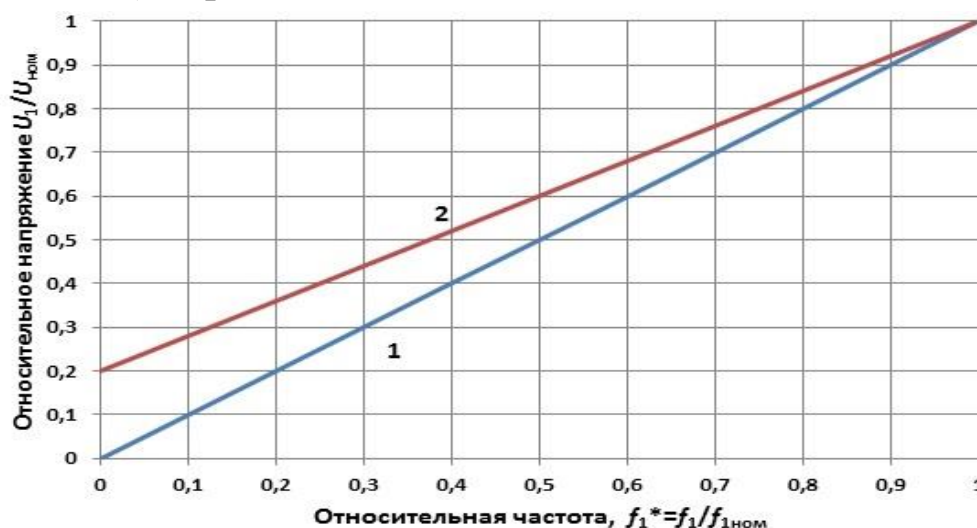


Рис. 2.23 – Зависимость напряжения питания статора от частоты: 1 – пропорциональный закон регулирования; 2 - пропорциональный закон регулирования с IR - компенсацией

Необходимость использования IR – компенсации определяется особенностями механической характеристики приводимого в движение механизма. Так, для механизмов с вентиляторным моментом на валу (насосы, вентиляторы) момент зависит от частоты вращения во второй степени. То есть, например, при снижении частоты вращения в 2 раза момент сопротивления механизма уменьшается в 4 раза. И в этом случае нет необходимости в использовании IR – компенсации.

Для некоторых механизмов (например, грузоподъемные) момент сопротивления при регулировании скорости остается постоянным.

Соответственно, и длительно допустимый момент двигателя должен оставаться постоянным. В этом случае IR – компенсация является необходимой.

Возможно и регулирование скорости вверх от основной характеристики за счет увеличения частоты ПЧ более 50Гц. Значительное повышение напряжения на статоре АД выше номинального, как правило, недопустимо. Поэтому при регулировании скорости вверх от основной напряжение на выходе ПЧ поддерживают неизменным по величине. В этом случае, из-за увеличения индуктивного сопротивления цепи намагничивания ток намагничивания I_μ (рис.2.22) и магнитный поток снижаются, следовательно, в соответствии с выражением (2.42), и момент двигателя по мере роста частоты уменьшается.

Приближенно можно считать, что длительно допустимый момент уменьшается пропорционально частоте. Поскольку при этом скорость вращения увеличивается пропорционально частоте, длительно допустимая мощность на валу остается примерно постоянной. Поэтому регулирование скорости выше основной называют регулированием при постоянной длительно допустимой мощности. Такое регулирование целесообразно, например, для приводов главного движения металлорежущих станков.

Для расчета механических характеристик АД можно использовать общее уравнение (2.8), но при этом необходимо учитывать, что индуктивные сопротивления двигателя X_1 , X'_2 , X_μ , $X_{кз}$ зависят от частоты питающего напряжения и изменяются при регулировании частоты:

$$X_1 = X_{1н} f_1^*; \quad (2.43)$$

$$X'_2 = X_{2н} f_1^*; \quad (2.44)$$

$$X_\mu = X_{\muн} f_1^*; \quad (2.45)$$

$$X_{кз} = X_{кз.н} f_1^*; \quad (2.46)$$

$$f_1^* = f_{1и} / f_{1н}, \quad (2.47)$$

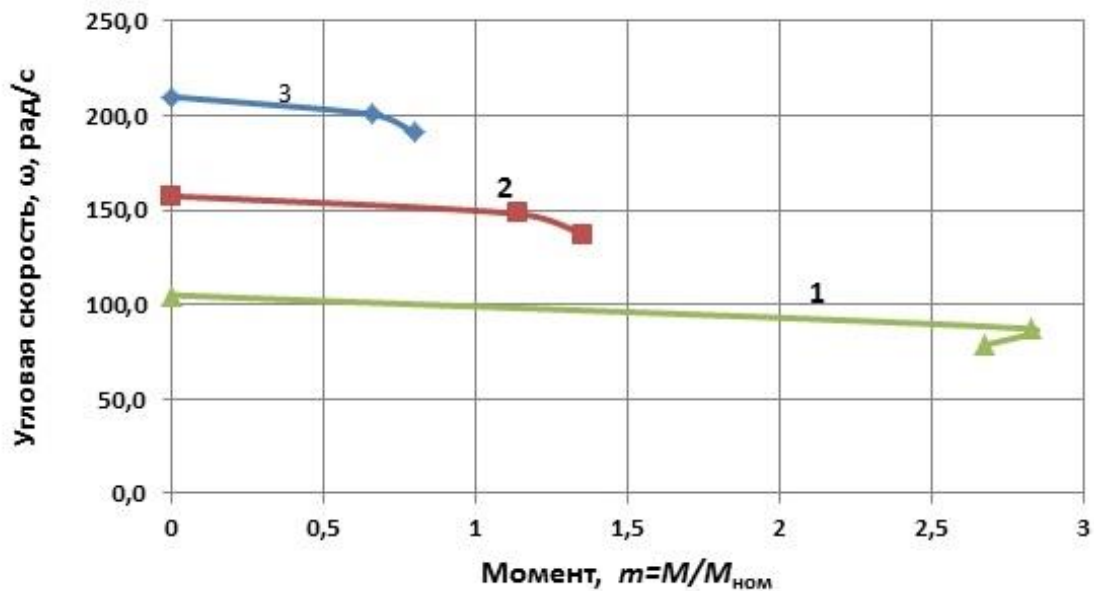


Рис. 2.24 – Механические характеристики АД при регулировании скорости выше основной: 1 – естественная $f_1=50\text{Гц}$, $U_1=220\text{В}$; 2 - $f_1=75\text{Гц}$, $U_1=220\text{В}$; 3 - $f_1=100\text{Гц}$, $U_1=220\text{В}$

где f_{1i} – частота напряжения питания статора для i -й характеристики ;

$X_{1н}$, $X'_{2н}$, $X_{\mu н}$, $X_{кз.н}$ - номинальные значения индуктивного сопротивления обмотки статора, ротора, контура намагничивания и короткого замыкания, соответственно;

f_1^* - относительное значение частоты напряжения питания статора;

$f_{1н} = 50\text{Гц}$ - номинальное значение частоты напряжения питания статора.

С учетом изменения индуктивных сопротивлений при регулировании частоты питающего напряжения уравнение (2.8) для механической характеристики АД может быть преобразовании к виду [13]:

$$M = \frac{3U_1^2 \frac{R_2'}{S_i}}{\omega_{ci} \left[X_{кз.н}^2 f_1^{*2} + \left(R_1 + \frac{R_2'}{S_i} \right)^2 + \frac{R_1 R_2'}{S_i X_{\mu н} f_1^*} \right]}, \quad (2.48)$$

где скольжение определяется синхронной ω_{ci}

$$\omega_{ci} = \omega_{сн} f_i^* \quad (2.49)$$

и фактической ω угловыми скоростями на i -й характеристике:

$$S_i = \frac{\omega_{ci} - \omega}{\omega_{ci}}. \quad (2.50)$$

Критическое скольжение для двигательного режима при частотном регулировании определяется выражением:

$$S_{ki} = R_2' \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{R_1}{X_{\mu H} f_1^*}\right)^2}{R_1^2 + X_{K3.H}^2 f_1^{*2}}}. \quad (2.51)$$

Задание № 2.6 и методические указания к его выполнению

Рассчитать и построить механические характеристики АД, выбранного в задании №2.1, при частотном регулировании.

Пример 2.6. Рассмотрим построение механических характеристик по 11 варианту заданий.

Используем найденные ранее каталожные и расчетные данные двигателя АИР160S6:

$$P_{\text{ном}}=11\text{кВт}; n_c=1000/\text{мин}; S_{\text{ном}}=3\%=0,03; \eta_{\text{ном}} = 0,88; n_{\text{ном}} = 970 \frac{\text{об}}{\text{мин}}; \omega_{\text{ном}} = 101,8 \text{ рад/с}; \omega_{c.\text{ном}} = 105 \text{ рад/с}; \cos\varphi_{\text{ном}} = 0,83; M_{\text{ном}} = 108\text{Н} \cdot \text{м}.$$

$$\text{Кратность максимального момента } m_{\text{max}} = \frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{ном}}} = 2,7.$$

В задании №2.5 параметры схемы замещения были определены с использованием каталожных данных для пускового режима. Известно [5], что использование их для расчета рабочей части механических характеристик может приводить к существенным погрешностям. В связи с этим уточним параметры схемы замещения, воспользовавшись методикой, изложенной в [8]. Предварительно рассчитываем по формуле (2.30) номинальный ток статора:

$$I_{1\text{ном}} = \frac{1000P_{\text{ном}}}{U_1 \cos\varphi_{\text{ном}} \eta_{\text{ном}}} = \frac{1000 * 11}{220 * 0,83 * 0,88} = 22,9\text{А}.$$

Номинальный приведенный ток ротора двигателя по формуле (2.32)

$$I'_{2\text{НОМ}} = I_{1\text{НОМ}} \cos\varphi_{\text{НОМ}} = 22,9 * 0,83 = 19,0\text{А.}$$

Переходим к расчету параметров схемы замещения.

Приведенное активное сопротивление ротора по формуле (2.31)

$$R'_2 = \frac{M_{\text{НОМ}} \omega_{\text{с.НОМ}} S_{\text{НОМ}}}{3I'^2_{2\text{НОМ}}} = \frac{108 * 105 * 0,03}{3 * 19^2} = 0,314 \text{ Ом.}$$

Ток намагничивания

$$I_{\mu} = I_{1\text{НОМ}} \left[\sin\varphi_{\text{Н}} - \cos\varphi_{\text{Н}} / \left(m_{\text{max}} + \sqrt{m_{\text{max}}^2 - 1} \right) \right] =$$

$$= 22,9 \left[0,558 - 0,83 / \left(2,7 + \sqrt{2,7^2 - 1} \right) \right] = 9,12 \text{ А,}$$

где $\varphi_{\text{Н}} = \arccos\varphi_{\text{НОМ}} = 0,592 \text{ рад; } \sin\varphi_{\text{НОМ}} = 0,558.$

Индуктивное сопротивление цепи намагничивания:

$$X_{\mu} = \frac{U_1}{I_{\mu}} = \frac{220}{9,12} = 24,10\text{Ом.}$$

Реактивная мощность в номинальном режиме

$$Q_{\text{НОМ}} = 3U_1 I_{1\text{НОМ}} \sin\varphi_{\text{Н}} = 3 * 220 * 22,9 * 0,558 = 8433 \text{ ВАр.}$$

Индуктивное сопротивление короткого замыкания

$$X_{\text{к}} = \frac{Q_{\text{НОМ}} - 3U_1 I_{\mu}}{3I'^2_{2\text{НОМ}}} = \frac{8433 - 3 * 220 * 9,12}{3 * 19^2} = 2,23 \text{ Ом.}$$

Определим активное сопротивление цепи статора, используя формулу для максимального момента АД [8]:

$$m_{\text{max}} M_{\text{НОМ}} = \frac{3U_1^2}{2\omega_{\text{с.НОМ}} \left(R_1 + \sqrt{R_1^2 + X_{\text{к}}^2} \right)}.$$

Пренебрежем значением R_1^2 (в возможности такого упрощения нужно убедиться после нахождения численного значения R_1^2 для конкретного примера). Тогда из последнего выражения может быть найдено значение

$$R_1 = \frac{3U_1^2}{m_{\text{max}} M_{\text{НОМ}} 2\omega_{\text{с.НОМ}}} - X_{\text{к}} = \frac{3 * 220^2}{2,7 * 108 * 2 * 105} - 2,22 =$$

$$= 0,146 \text{ Ом.}$$

Убеждаемся, что $R_1^2 = 0,0215 \text{ Ом}$ на порядок меньше $R_1 = 0,146 \text{ Ом}$ и принятое выше упрощение допустимо.

В общем случае для снижения погрешностей определения параметров схемы замещения можно воспользоваться какой-либо из разработанных методик расчета, например, предложенной в работе [12].

Далее переходим к расчету механических характеристик. Предположим, необходимо исследовать механические характеристики для частоты питающего напряжения 50Гц, 30Гц, 15Гц, 5Гц. Расчеты выполняются в следующем порядке.

Для каждого заданного значения частоты вычисляются значения:

f_{1i}^* по формуле (2.47),

U_{1i} в соответствии с законом (2.40),

ω_{ci} по формуле (2.49),

S_{ki} по выражению (2.51),

$\omega_{ci}^* = f_{1i}^*$.

Рассчитываются только рабочие участки характеристик. Каждая из характеристик строится по трем расчетным точкам. В первой точке скольжение задается равным нулю. При этом, значение момента также «вручную» нужно задать равным нулю, чтобы избежать в формуле (2.48) деления на 0. Во второй точке скольжение задается примерно $0,5S_{ki}$, в третьей – примерно $(1 \dots 1,1)S_{ki}$. Значения момента вычисляются в каждой точке по выражению (2.48).

Результаты расчетов представлены в таблице 2.9.

Таблица 2.9

Результаты расчета механических характеристик АД при частотном управлении

Характеристика	f_{1i} , Гц	f_{1i}^* , о.е.	U_{1i} , В	ω_{ci} , рад/с	S_{ki} , о.е.	ω_{ci}^* , о.е.	S_i , о.е.	M , Н*м	m , о.е.	ω , рад/с
Естественная $U_{1i}=220\text{В};$ $f_{1i}=50\text{Гц}$	50	1	220	105	0,19	1	0,00	0	0,00	105
	50	1	220	105	0,19	1	0,08	251	2,32	96,6
	50	1	220	105	0,19	1	0,19	328	3,03	85,1
$U_{1i}/f_{1i}=\text{const}$ $f_{1i}=30\text{Гц}$	30	0,6	132	63	0,30	0,6	0,00	0	0,00	63,0
	30	0,6	132	63	0,30	0,6	0,15	236	2,19	53,6
	30	0,6	132	63	0,30	0,6	0,30	276	2,56	44,1

$U_{1i}/f_{1i}=const$ $f_{1i}=15\Gamma\text{ц}$	15	0,3	66	31,5	0,49	0,3	0,00	0	0,00	31,5
	15	0,3	66	31,5	0,49	0,3	0,25	166	1,54	23,6
	15	0,3	66	31,5	0,49	0,3	0,49	188	1,74	16,1
$U_{1i}/f_{1i}=const$ $f_{1i}=5\Gamma\text{ц}$	5	0,1	22	10,5	0,69	0,1	0,00	0	0,00	10,5
	5	0,1	22	10,5	0,69	0,1	0,35	64	0,59	6,8
	5	0,1	22	10,5	0,69	0,1	0,69	71	0,65	3,3

Для построения характеристик дополнительно по выражению (2.5) вычислено относительное значение момента m и угловая скорость

$$\omega = \omega_{ci}(1 - S_i).$$

Графики рассчитанных характеристик показаны на рис. 2.25.

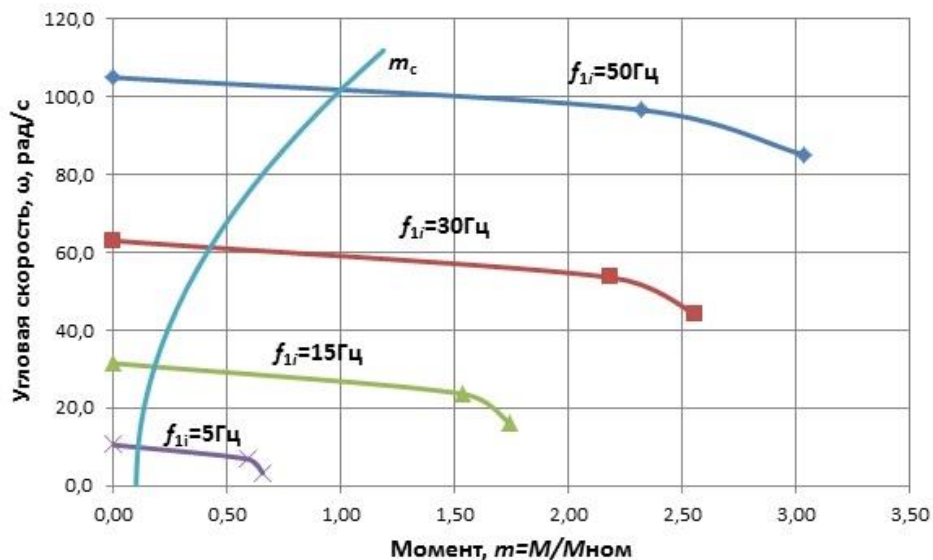


Рис. 2.25 – Механические характеристики АД при частотном регулировании

Расчет по приведенным формулам с использованием приближенных значений параметров схемы замещения приводит к погрешностям в определении максимального момента. В частности, на естественной характеристике значение максимального момента оказалось больше каталожного значения.

Анализируя полученные данные, следует обратить внимание, что на верхней характеристике относительное снижение скорости (относительное скольжение) при номинальном моменте составляет 3%. На нижней характеристике даже при моменте примерно 1,18 от номинального падение скорости составляет 50% ($S_i=0,5$). Диапазон регулирования скорости (отношение верхней скорости к нижней) в рассмотренном примере составляет 10. Кроме того, максимальный

момент на нижней скорости составляет около 1,43 от номинального. При увеличении диапазона регулирования статическая ошибка возрастет еще больше, а максимальный момент еще более снизится. Таким образом, такой привод нельзя использовать для механизмов, работающих с постоянным номинальным моментом сопротивления и требующих высокой точности поддержания скорости в большом диапазоне.

В то же время, для центробежных вентиляторов, насосов момент статического сопротивления зависит от квадрата относительной частоты вращения, и снижается при уменьшении частоты. На рис. 2.25 показан график механической характеристики m_c вентилятора. Как следует из рисунка, при таком характере нагрузки и невысоких требованиях к точности поддержания скорости, обеспечивается нормальная работа электропривода на пониженных скоростях.

Пуск АД при частотном регулировании осуществляется плавным изменением частоты на выходе ПЧ, что позволяет ограничить пусковые токи.

Недостатком разомкнутых систем частотного управления АД, наряду с ограниченным диапазоном регулирования скорости, является также отсутствие ограничений переменных электропривода (моментов, токов, напряжений) при возможных перегрузках.

Вопросы для самопроверки

1. Поясните целесообразность использования закона регулирования $\frac{U_{пч}}{f_{пч}} = const$ в случае регулирования скорости вниз от основной.
2. Какой закон управления частотой и напряжением на статоре используется в случае регулирования скорости выше основной?
3. Как изменяются параметры схемы замещения при регулировании частоты напряжения, подаваемого на статор?
4. В чем заключается IR - компенсация и в каком случае ее целесообразно использовать?
5. Какие недостатки имеют разомкнутые системы управления АД?

3 ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СД

Электроприводы с СД по сравнению с приводами, в которых используются АД, имеют ряд преимуществ, но не лишены и некоторых недостатков.

К основным достоинствам СД, по сравнению с АД, следует отнести:

- более высокий КПД, достигающий $0,95 \div 0,98$;
- постоянство частоты вращения в установившихся режимах;
- возможность за счет регулирования возбуждения СД управлять знаком и величиной его реактивной мощности, то есть обеспечивать режим потребления реактивной мощности и режим ее генерации; компенсирующая способность СД позволяет также в некоторых пределах регулировать уровни напряжения в узлах нагрузки систем электроснабжения;

- меньшую чувствительность СД к отклонениям и колебаниям сетевого напряжения, что, особенно при использовании систем автоматического регулирования возбуждения (АРВ), обеспечивает повышенную статическую и динамическую устойчивость СД при изменениях сетевого напряжения;

- возможность обеспечения высокой динамической устойчивости СД в условиях быстрых изменений нагрузки двигателя за счет использования АРВ;

- возможность изготовления электрических машин большой единичной мощности на повышенную частоту вращения;

- повышенную эксплуатационную надежность и стабильность характеристик в условиях постепенного износа подшипников, что связано с увеличенным воздушным зазором.

В то же время, для управления синхронными двигателями требуется система регулирования возбуждения, пуск синхронных двигателей более сложен, чем асинхронных, СД по сравнению с асинхронными имеют более сложную конструкцию и высокую стоимость.

Наибольшее применение получили высоковольтные СД

большой мощности, они используются для привода мощных компрессоров, вентиляторов, насосов и других механизмов. При определенных значениях тока возбуждения СД потребляет из сети только активную мощность. Асинхронные же двигатели дополнительно потребляют реактивную мощность. Для ее компенсации приходится устанавливать компенсирующие устройства – батареи статических конденсаторов. В результате стоимость установки возрастает, и при мощности более 100...200кВт, как правило, превышает стоимость СД. В случае, когда к шинам подстанции подключены как АД, так и СД, последние могут использоваться для компенсации реактивной мощности в системе электроснабжения вместо или вместе с конденсаторными установками. Целесообразность использования компенсирующей способности СД в конкретной системе электроснабжения должна оцениваться на основе технико-экономических расчетов [19].

Наряду с мощными высоковольтными СД, находят все большее применение СД малой мощности с постоянными магнитами. Они используются в быстродействующих частотно-регулируемых электроприводах.

3.1 Принцип действия и статические характеристики СД

Приведем основные сведения о конструкции и статических характеристиках СД. Устройство статора синхронной машины принципиально не отличается от устройства статора асинхронной машины. К обмотке ротора подводится постоянный ток через два изолированных друг от друга и от вала контактных кольца, насаженных на вал ротора, и неподвижные щетки, скользящие по контактным кольцам.

По конструкции ротора синхронные машины подразделяются на неявнополюсные и явнополюсные.

На рис. 3.1а – показан ротор синхронной явнополюсной машины, когда на полюсы надета обмотка возбуждения 1, а на рис. 3.1б – ротор неявнополюсной машины, когда обмотка возбуждения 1 уложена в продольных пазах, выфрезерованных по

всей длине монолитного стального цилиндрического сердечника ротора. Обмотка возбуждения питается постоянным током от управляемого выпрямителя, называемого возбудителем. Мощность, необходимая для возбуждения, обычно составляет $0,3 \div 3 \%$ от мощности синхронной машины.

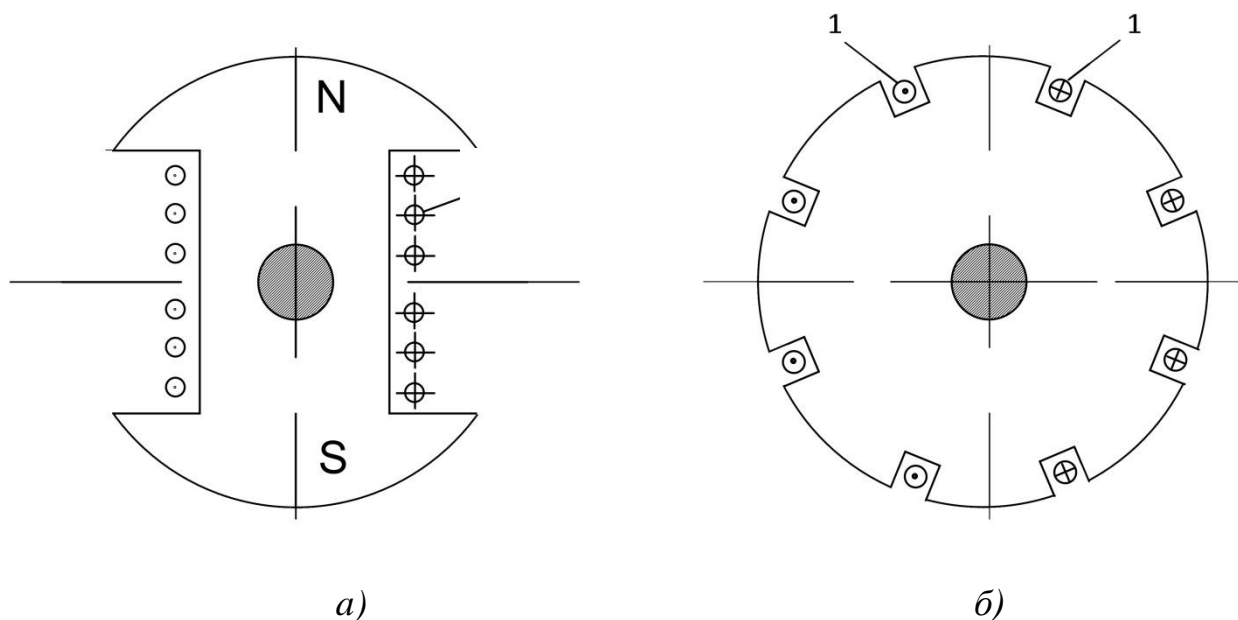


Рис. 3.1 - Конструкции индуктора СД: *а* – явнополюсная; *б* - неявнополюсная

Ту часть синхронной машины, в обмотке которой наводится ЭДС и протекает ток нагрузки, называют якорем, а часть машины, где расположена обмотка возбуждения, называется индуктором.

Постоянный ток, протекающий по обмотке возбуждения, создает магнитное поле, неподвижное относительно ротора, то есть ротор можно упрощенно рассматривать как постоянный магнит.

Результирующее магнитное поле статора можно представить (см. рис. 3.2) также в виде магнита, вращающегося с синхронной скоростью ω_c .

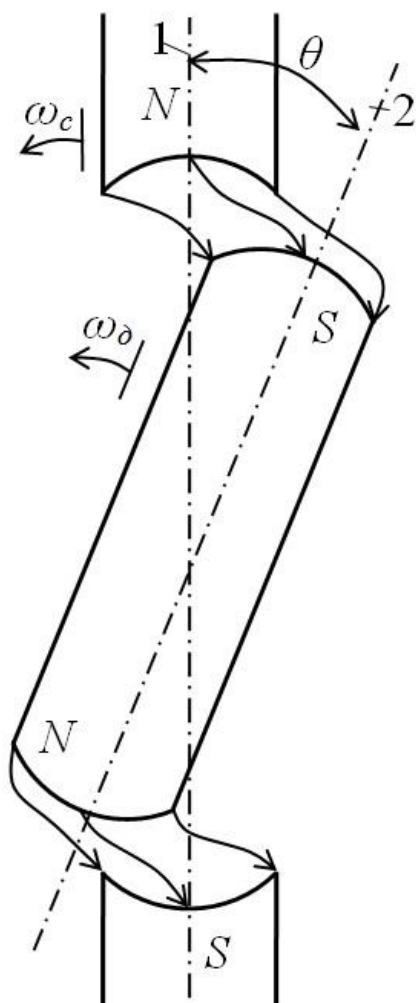


Рис. 3.2 - К принципу действия СД

Ротор (постоянный магнит) увлекается полем статора и вращается синхронно с ним. При отсутствии нагрузки на валу двигателя ось магнитного поля ротора 2 совпадает с осью магнитного поля статора 1, и угол θ равен нулю. Если же к валу двигателя приложен момент сопротивления, то ось магнитного поля ротора отстает от оси магнитного поля статора, и угол $\theta > 0$. Условно можно считать, что оси магнитных полей статора и ротора связаны «магнитной пружиной», и увеличение угла θ ведет к возрастанию натяжения «пружины» и электромагнитного момента.

Угол θ называют внутренним углом или углом нагрузки СД, он является важнейшей переменной, характеризующей режим работы машины. В установившихся режимах величина этого угла постоянна и угловая скорость ротора равна угловой скорости поля статора $\omega = \omega_c$. Механическая характеристика СД при работе в

синхронном режиме параллельна оси абсцисс. В переходных режимах, например при «набросе»/«сбросе» нагрузки, угол нагрузки изменяется, соответственно и скорость ω двигателя отличается от синхронной.

Важнейшей характеристикой СД является угловая характеристика, устанавливающая взаимосвязь между электромагнитным моментом и углом θ . Ее получают из следующих соображений.

Активная мощность СД может быть представлена в функции угла нагрузки θ и ЭДС E_d

$$P = \frac{mUE_d}{X_d} \sin\Theta. \quad (3.1)$$

где m – число фаз; U – фазное напряжение на статоре, X_d – индуктивное сопротивление СД по продольной оси.

На основании выражения для активной мощности (3.1) для неявнополюсных машин может быть получено следующее соотношение для угловой характеристики (зависимости электромагнитного момента от угла Θ) СД

$$M_{эм} = \frac{P}{\omega_c} = \frac{mUE_d}{X_d\omega_c} \sin\Theta = M_{max} \sin\Theta, \quad (3.2)$$

где максимальный момент

$$M_{max} = \frac{mUE_d}{X_d\omega_c}. \quad (3.3)$$

Следует иметь в виду, что здесь под θ понимается электрический угол нагрузки. В случае, когда число пар полюсов двигателя $p = 1$ электрический угол совпадает с пространственным углом. В общем случае пространственный угол в p раз меньше электрического угла Θ .

Для явнополюсных двигателей выражение для $M_{эм}$ содержит дополнительно второе слагаемое – это так называемый реактивный момент. Он создается за счет неравенства магнитных сопротивлений по продольной и поперечной осям двигателя. Реактивный момент зависит от двойного значения угла нагрузки:

$$M'_{\max} \sin 2\theta,$$

где M'_{\max} - максимальный момент СД от явнополюсности машины.

Его величина в относительных единицах

$$m'_{\max} = \frac{M'_{\max}}{M_{\text{НОМ}}} = \frac{X_d - X_q}{2X_d X_q},$$

где X_q – индуктивное сопротивление СД по поперечной оси.

Эта составляющая момента обычно не превышает $10 \div 20$ % от основного момента двигателя.

Электромагнитный момент по выражению (3.2) является основной составляющей момента СД. Причем он зависит от напряжения сети, угла нагрузки двигателя и ЭДС E_d , создаваемой магнитным потоком обмотки возбуждения.

При регулировании тока возбуждения СД изменяется только электромагнитный момент, соответствующий неявнополюсному двигателю.

Таким образом, кривая электромагнитного момента неявнополюсной машины (угловая характеристика) в соответствии с (3.2) представляет собой синусоиду (см. рис. 3.3) с амплитудой, определяемой выражением (3.3).

Учитывая, что величина ЭДС является функцией тока возбуждения $E_d = f(I_B)$, можно сказать, что максимальный момент синхронного двигателя при прочих равных условиях определяется током возбуждения.

В каталожных данных двигателей значения E_d , X_d , как правило, не приводятся. В этом случае для расчета угловой характеристики следует, используя номинальные данные СД, рассчитать значение номинального момента двигателя

$$M_{\text{НОМ}} = \frac{1000P_{\text{НОМ}}}{\omega_{\text{НОМ}}}, \quad (3.4)$$

где

$$\omega_{\text{НОМ}} = \omega_c = \frac{2\pi}{60} n_{\text{НОМ}}, \quad (3.5)$$

$n_{\text{НОМ}} = n_c$ – номинальная частота вращения СД.

Максимальный момент СД находится по выражению

$$M_{\text{max}} = k_{\text{max}} M_{\text{НОМ}}, \quad (3.6)$$

где $k_{\text{max}} = \frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{НОМ}}}$ – кратность максимального момента СД, обычно указываемая в каталогах.

Поведение двигателя при «малых» и достаточно медленных изменениях режима характеризуется *статической устойчивостью*. При выполнении условий статической устойчивости СД (устойчивость в «малом») ограниченные возмущения (изменение момента M_c , отклонение напряжения сети, изменение тока возбуждения и т.д.) приводят к ограниченным изменениям режима (угла θ , электромагнитной мощности и т.д.). Причем после прекращения действия этих возмущений восстанавливается прежний режим работы с сохранением синхронизма. В случае неисчезающих возмущений двигатель переходит в новую точку установившегося режима с сохранением синхронизма.

В установившемся режиме работы привода момент электродвигателя уравновешен моментом статического сопротивления механизма

$$M_c = M_{\text{эм}}.$$

В частности для характеристик, показанных на рис. 3.3, это равенство выполняется в двух точках: точка 1 и точка 2 (на рис. 3.3 момент статического сопротивления механизма принят независимым от угла θ , что справедливо для таких механизмов, как центробежные насосы, вентиляторы и т.п.).

Проанализируем процессы при малых отклонениях режима от точки 1. Предположим, произошло «малое» положительное отклонение угла на $+\Delta\theta$. В этом случае момент двигателя становится больше момента сопротивления механизма $M_{\text{эм}} > M_c$, угловая скорость начинает возрастать (двигатель разгоняется). При этом, как видно из рис. 3.2, угол θ будет уменьшаться.

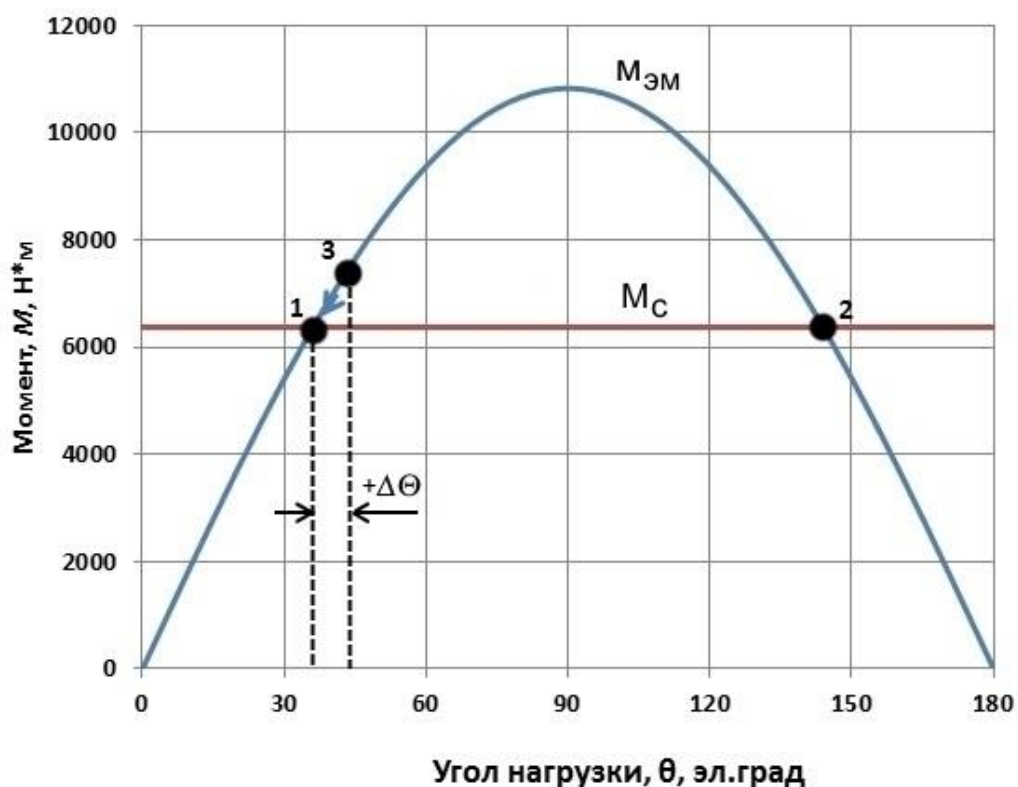


Рис. 3.3 - Угловая характеристика СД $M_{эм}$ и момент статического сопротивления механизма M_c

Рабочая точка на угловой характеристике будет перемещаться к точке 1, и привод будет возвращаться к установившемуся режиму в точке 1. Рассуждая аналогично можно убедиться, что при отрицательном приращении (уменьшении) угла Θ , процесс так же возвращается к исходному положению равновесия. Это позволяет прийти к выводу, что режим работы в точке 1 при малых отклонениях устойчив. Аналогичный анализ для точки 2 (проведите его самостоятельно) показывает, что в этой точке режим неустойчив. Обобщая результаты анализа, можно заключить, что критическое значение угла $\theta_{кр}$, соответствующее границе статической устойчивости, составляет 90° , а критерием статической устойчивости неявнополюсных СД является условие

$$0^\circ < \theta < 90^\circ.$$

Для характеристики удаленности привода от границы устойчивости используют понятие – коэффициент запаса статической устойчивости или иначе – перегрузочная способность двигателя. Это отношение максимального электромагнитного момента к моменту

двигателя в установившемся режиме, который равен моменту сопротивления механизма

$$k_{\text{зап}} = \frac{M_{\text{max}}}{M_c}. \quad (3.7)$$

При работе двигателя в номинальном режиме, когда $M_c = M_{\text{ном}}$, перегрузочная способность совпадает с коэффициентом $k_{\text{max}} = \frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{ном}}}$.

При отклонениях напряжения сети, что приводит к изменению максимального момента, или работе двигателя с моментом сопротивления, отличающимся от номинального, перегрузочная способность изменяется.

Обычно она составляет $1,7 \div 2,5$, что соответствует номинальным значениям угла $\theta_{\text{ном}} = 35 \div 20$ эл. град.

Задание № 3.1 и методические указания к его выполнению

Требуется для выбранного СД рассчитать угловую характеристику, определить номинальное значение угла нагрузки.

Технические данные СД приводятся в справочниках, а также даны в Приложениях 2 и 3.

Пример № 3.1. Поясним методику расчета на примере СД типа СД2 85/55 – 4У3.

Номинальные данные двигателя (см. Приложение 2):

- номинальная мощность $P_{\text{ном}} = 1000$ кВт;
- номинальная частота вращения $n_{\text{ном}} = 1500$ об/мин;
- кратность максимального момента $k_{\text{max}} = \frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{ном}}} = 1,7$.

По выражению (3.4) рассчитываем номинальный момент двигателя

$$M_{\text{ном}} = \frac{1000 P_{\text{ном}}}{\omega_{\text{ном}}} = \frac{1000 \cdot 1000}{157,5} = 6369 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

где $\omega_{\text{ном}}$ – номинальная угловая скорость, рад/с

$$\omega_{\text{ном}} = \frac{2\pi}{60} n_{\text{ном}} = \frac{2\pi}{60} \cdot 1500 = 157,7 \frac{\text{рад}}{\text{с}}.$$

Максимальный момент по выражению (3.6)

$$M_{\max} = k_{\max} M_{\text{ном}} = 1,7 \cdot 6369 = 10828 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Далее, используя программу MS Excel, задаемся значениями угла Θ и рассчитываем значения момента СД (см. таблицу 3.1). В этой же таблице приведено значение момента сопротивления механизма – он принят равным номинальному моменту двигателя.

Таблица 3.1

Результаты расчета угловой характеристики СД

Θ , эл. град	Θ , рад	$M_{\text{эм}}$, Н·м	M_c , Н·м
0	0	0	6369
10	0,17	1880	6369
20	0,35	3703	6369
30	0,52	5414	6369
40	0,70	6960	6369
50	0,87	8295	6369
60	1,05	9377	6369
70	1,22	10175	6369
80	1,40	10663	6369
90	1,57	10828	6369
100	1,75	10663	6369
110	1,92	10175	6369
120	2,09	9377	6369
130	2,27	8295	6369
140	2,44	6960	6369
150	2,62	5414	6369
160	2,79	3703	6369
170	2,97	1880	6369
180	3,14	0	6369

На основании данных, приведенных в таблице 3.1, на рис. 3.3 построена угловая характеристика двигателя и характеристика момента сопротивления механизма.

Для нахождения угла нагрузки воспользуемся выражением (3.2)

$$M_{\text{эм}} = M_{\max} \sin \Theta,$$

Учитывая, что в установившемся режиме

$$M_{\text{эм}} = M_c,$$

для угла нагрузки можно записать

$$\theta = \arcsin \frac{M_c}{M_{\max}}. \quad (3.8)$$

В номинальном режиме $M_c = M_{\text{ном}}$, и номинальное значение угла нагрузки

$$\theta_{\text{ном}} = \arcsin \frac{M_{\text{ном}}}{M_{\text{max}}} = \arcsin \frac{1}{k_{\text{max}}} = \arcsin \frac{1}{1,7} = 36 \text{ эл. град} = \\ = 0,63 \text{ рад.}$$

Рассчитайте также угловую характеристику СД при пониженном напряжении сети (например, $0,8U_{\text{ном}}$) и оцените статическую устойчивость и перегрузочную способность в этом случае. Как следует из выражения (3.2), момент двигателя пропорционален напряжению сети. Поэтому для расчета угловой характеристики значения момента, полученные при номинальном напряжении сети, нужно умножить на относительную величину пониженного напряжения.

Постройте угловую характеристику двигателя при пониженном сетевом напряжении. Оцените, выполняются ли условия статической устойчивости.

Для рассматриваемого примера кратность максимального момента двигателя при пониженном по отношению к номинальному напряжении будет

$$k_{\text{max}}^I = 0,8k_{\text{max}} = 0,8 * 1,7 = 1,36.$$

Рассчитанное значение k_{max}^I и определяет перегрузочную способность двигателя при пониженном напряжении. Аналогично предыдущему рассчитайте угол нагрузки двигателя при пониженном напряжении.

Вопросы для самопроверки

1. Что понимают под углом нагрузки СД?
2. Запишите формулы для расчета угловой характеристики СД.
3. Что понимают под перегрузочной способностью СД?
4. Что понимают под статической устойчивостью СД? Назовите условие статической устойчивости.
5. Как влияет снижение сетевого напряжения на перегрузочную способность СД?

3.2 Переходный процесс пуска СД

Для большинства синхронных двигателей в настоящее время используется асинхронный пуск. При этом в процессе пуска можно выделить два этапа:

- 1) разгон двигателя до подсинхронной скорости;
- 2) втягивание двигателя в синхронизм.

Разгон двигателя из неподвижного состояния до подсинхронной частоты вращения n_1 обеспечивается за счет асинхронного момента $M_{ас}$ (см.рис. 3.4) СД, который создается специальной пусковой обмоткой, аналогичной обмотке асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.

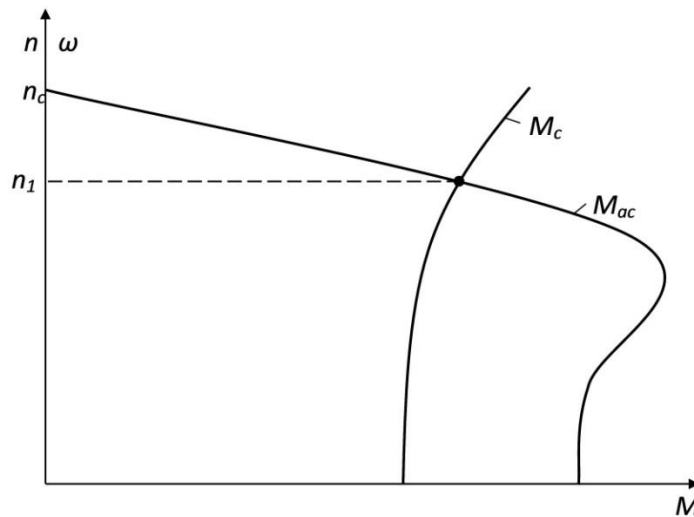


Рис. 3.4 - Асинхронный момент СД $M_{ас}$ и момент сопротивления производственного механизма M_c

Расчет переходного процесса пуска СД на первом этапе ведется так же, как для асинхронного двигателя. Для исследования используется основное уравнение движения привода

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_{дин}, \quad (3.9)$$

где J — момент инерции двигателя и производственного механизма, приведенный к валу двигателя $\text{кг}\cdot\text{м}^2$.

Из уравнения (3.9) следует, что электромеханические переходные процессы происходят под действием динамического момента, который определяется как разность момента двигателя и момента сопротивления механизма

$$M_{\text{дин}} = M_{\text{ac}} - M_{\text{c}} . \quad (3.10)$$

Для частоты вращения меньшей n_1 момент M_{ac} превышает момент статического сопротивления механизма M_{c} , и под действием положительного динамического момента происходит разгон привода.

При подсинхронной частоте $M_{\text{ac}} = M_{\text{c}}$ разгон привода прекращается. Значение подсинхронной частоты вращения зависит от жесткости механической характеристики M_{ac} , вида характеристики механизма M_{c} и обычно составляет $0,95 \div 0,97$ от синхронной частоты вращения $n_{\text{c}} = n_{\text{ном}}$.

На втором этапе пуска для втягивания двигателя в синхронизм подают постоянное напряжение на обмотку возбуждения. В результате появляется электромагнитный момент СД и под его действием скорость повышается от подсинхронной до синхронной n_{c} . Иными словами, двигатель втягивается в синхронизм. При малой нагрузке на валу явнополюсный двигатель может втянуться в синхронизм без подачи возбуждения за счет реактивного момента.

Следует учитывать, что при асинхронном пуске СД токи в обмотке статора для различных двигателей в $4 \div 10$ раз превышают номинальное значение и зависят от параметров двигателя и питающей сети. На первом этапе пуска в обмотке возбуждения наводится значительная ЭДС, которая может повредить изоляцию этой обмотки. Поэтому на этапе разгона обмотку возбуждения замыкают на сопротивление, превышающее в $5 \div 10$ раз сопротивление самой обмотки.

Отметим также, что короткозамкнутая обмотка на роторе обеспечивает не только пуск двигателя, но и позволяет гасить колебания ротора двигателя. Действительно, как следует из механической характеристики (см. рис. 3.4) при частоте вращения, равной синхронной $M_{\text{ac}} = 0$, то есть пусковая обмотка не оказывает влияние на работу двигателя при установившейся синхронной частоте. В переходных процессах, когда частота вращения двигателя отличается от синхронной, появляется дополнительный момент M_{ac} , стремящийся вернуть скорость к синхронному значению. Поэтому

короткозамкнутую обмотку на роторе СД называют также демпферной.

С появлением мощных частотных преобразователей перспективным становится частотный пуск СД. При этом в начальный момент пуска на обмотку возбуждения подается постоянное напряжение, а частота напряжения на статоре плавно повышается. В результате происходит разгон двигателя в синхронном режиме до заданной скорости. Специальные двигатели, рассчитанные на частотный пуск, выполняются без пусковой обмотки (демпферная обмотка остается), что упрощает их конструкцию.

Задание № 3.2 и методические указания к его выполнению

Требуется построить механическую характеристику СД, создаваемую пусковой обмоткой, и характеристику момента сопротивления механизма. Рассчитать время разгона двигателя до подсинхронной скорости.

Пример № 3.2. Технические данные СД приводятся в справочниках [2, 16], а также в Приложениях 2, 3.

Поясним методику расчета на примере СД типа СТД – 1000-2РУХЛ4.

Номинальные данные двигателя:

- номинальная мощность $P_{\text{ном}} = 1000$ кВт;
- номинальная синхронная частота вращения $n_{\text{ном}} = 3000$ об/мин;
- кратность максимального момента $k_{\text{max}} = \frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{ном}}} = 1,7$.

Характеристика $M_{\text{ас}}$, создаваемая пусковой короткозамкнутой обмоткой СД, в принципе может быть рассчитана так же, как для асинхронного двигателя (см. Задание №1.3). Однако, для многих СД в паспортных данных задаются значения для расчета этой характеристики, что упрощает задачу. В справочных данных приводятся значения пускового момента для фиксированных значений скольжения. Момент задается в относительных единицах по отношению к номинальному электромагнитному моменту СД

$$m_{ac} = \frac{M_{ac}}{M_{ном}}$$

В таблице 3.2 (первый и третий столбец) приведены данные: скольжение S и относительное значение момента m_{ac} , взятые из Приложения 3.

Во втором столбце приведены значения частоты вращения, рассчитанные по выражению

$$n = n_{ном}(1 - S).$$

На основании этих данных на рис. 3.5 построены характеристики момента, создаваемого пусковой обмоткой $n(M_{ac})$ (кривая 1), и момента сопротивления механизма $n(M_c)$ (кривая 2).

При построении зависимости момента сопротивления принято, что СД приводит во вращения механизм с, так называемым, вентиляторным моментом (вентилятор, центробежный компрессор и т. п.). Для таких механизмов момент сопротивления зависит от квадрата частоты вращения. Примем, что номинальная частота вращения механизма равна номинальной частоте вращения СД, и при этом момент сопротивления механизма равен номинальному моменту СД. Тогда, приближенно считая момент сопротивления на холостом ходу равным нулю, можно записать

$$M_c = M_{ном} \left(\frac{n}{n_{ном}} \right)^2.$$

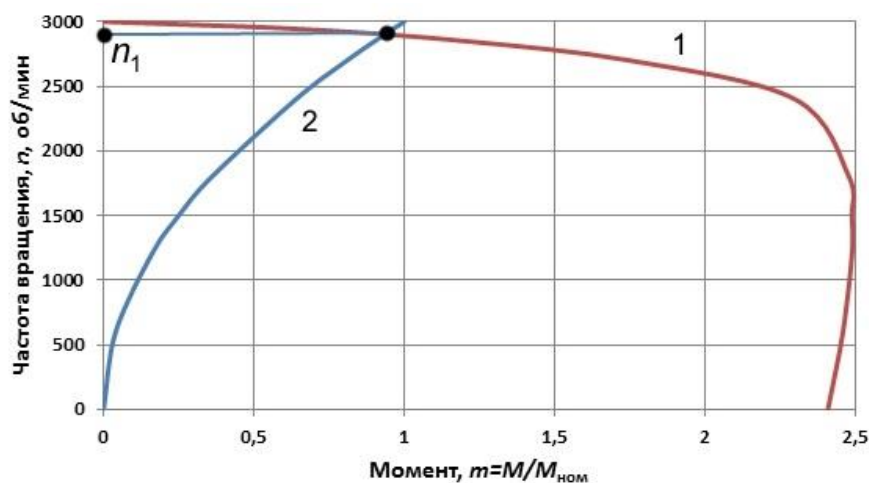


Рис. 3.5 - Момент: 1- создаваемый пусковой обмоткой; 2 - момент сопротивления механизма

Деля левую и правую части последнего выражения на $M_{\text{НОМ}}$, в относительных единицах получим

$$m_c = \left(\frac{n}{n_{\text{НОМ}}} \right)^2.$$

Результаты расчетов m_c по последнему выражению приведены в 4-м столбце таблицы 3.2. Соответствующая характеристика построена на рис. 3.5.

Таблица 3.2

Результаты расчетов динамического момента

S , о.е.	n , об/мин	m_{ac}	m_c	$m_{\text{дин}}$	$m_{\text{дин.ср}}$
1	0	2,41	0	2,41	1,8
0,8	600	2,46	0,04	2,42	
0,6	1200	2,49	0,16	2,33	
0,5	1500	2,49	0,25	2,24	
0,4	1800	2,48	0,36	2,12	
0,2	2400	2,3	0,64	1,66	
0,1	2700	1,75	0,81	0,94	
0,05	2850	1,2	0,90	0,30	
0,02	2940	0,68	0,96	-0,28	
0	3000	0	1,00	-1,00	-

Далее рассчитываем относительное значение динамического момента по выражению (3.10), записанному в относительных единицах

$$m_{\text{дин}} = m_{ac} - m_c.$$

График динамического момента $m_{\text{дин}}$ в относительных единицах приведен на рис. 3.6.

По рис. 3.5 определяем точку пересечения характеристик, и находим соответствующую ей частоту вращения: $n_1 = 2900$ об/мин. Таким образом, под действием момента пусковой обмотки двигатель будет разгоняться до найденной подсинхронной частоты. По графику, приведенному на рис. 3.6, еще раз убеждаемся, что при $n_1 = 2900$ об/мин динамический момент двигателя становится равным нулю, а при больших частотах он становится отрицательным. Следовательно, разгон двигателя будет заканчиваться установившимся режимом с подсинхронной частотой вращения.

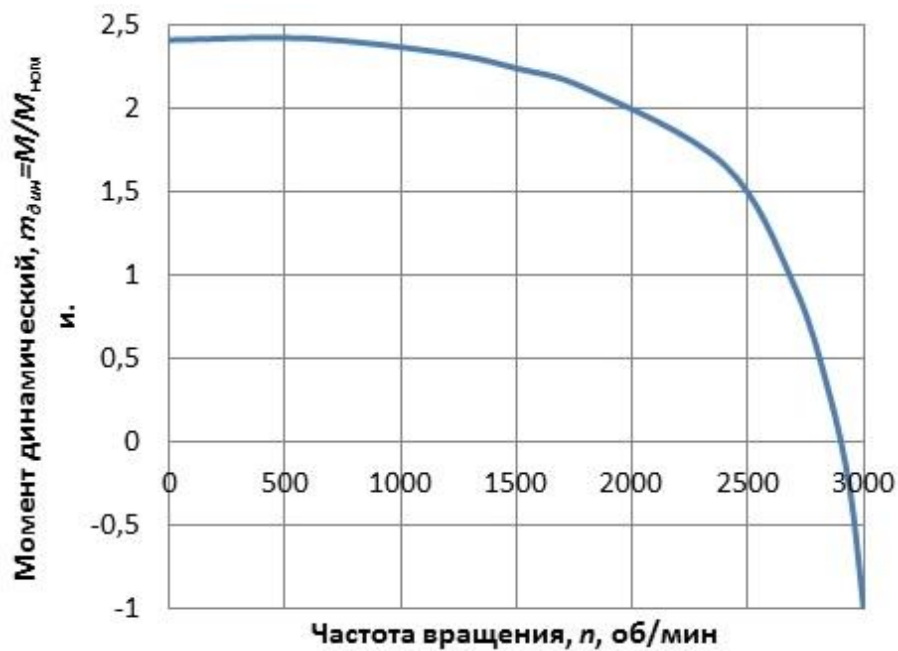


Рис. 3.6 – Зависимость динамического момента от частоты вращения

Процесс разгона двигателя, как уже отмечалось, описывается дифференциальным уравнением (3.9)

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_{\text{дин}},$$

где $M_{\text{дин}} = M_{\text{ас}} - M_{\text{с}}$.

Способ расчета переходного процесса пуска методом конечных интервалов рассмотрен в Задании №3.1. В данной работе используем приближенный метод расчета. Величина динамического момента при разгоне, особенно при вентиляторном характере момента сопротивления механизма, может быть принята приближенно постоянной. Тогда, интегрируя уравнение (3.9), получим

$$J \int_0^{\omega_1} d\omega = M_{\text{дин}} \int_0^{t_1} dt; \quad J\omega_1 = M_{\text{дин}}t_1.$$

Откуда время разгона до подсинхронной скорости ω_1

$$t_1 = \frac{J\omega_1}{M_{\text{дин}}}, \quad (3.11)$$

где $M_{\text{дин.ср}}$ - среднее значение динамического момента на этапе разгона двигателя до подсинхронной частоты вращения.

Среднее значение динамического момента в относительных единицах для частот вращения от 0 об/мин до 2850 об/мин

подсчитано в последнем столбце таблицы 3.2 $m_{\text{дин.ср}}=1,8$. Тогда в именованных единицах среднее значение динамического момента

$$M_{\text{дин.ср}} = m_{\text{дин.ср}} M_{\text{ном}} = 1,8 * 3175 = 5715 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

где номинальный электромагнитный момент СД

$$M_{\text{ном}} = \frac{1000 P_{\text{ном}}}{\omega_{\text{н}}} = \frac{1000 * 1000}{315} = 3175 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

$$\omega_{\text{ном}} = \frac{2\pi n_{\text{ном}}}{60} = \frac{2\pi * 3000}{60} = 315 \text{ рад/с}.$$

Для расчета времени разгона двигателя по выражению (3.11) необходимо знать момент инерции привода с учетом момента инерции механизма. В справочных данных СД (Приложение 3, таблица 3.3) даются значения момента инерции двигателя и максимально допустимого момента инерции механизма, приведенного к валу двигателя при одном пуске из холодного состояния. Рассчитаем время разгона именно для этих условий. Момент инерции двигателя и механизма приведенные к валу двигателя

$$J = J_{\text{д}} + J_{\text{пр.мех}} = 60 + 68 = 128 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Тогда по выражению (3.11) время разгона

$$t_1 = \frac{J \omega_1}{M_{\text{дин}}} = \frac{128 * 304,5}{5715} = 6,8 \text{ с},$$

$$\omega_1 = \frac{2\pi n_1}{60} = \frac{2\pi * 2900}{60} = 304,5 \text{ рад/с}.$$

По справочным данным допустимое время пуска в этих условиях составляет 9,5с. Допустимое время разгона регламентируется условиями нагрева двигателя. Учитывая, что расчетное время разгона меньше допустимого, возможен пуск СД с механизмом, имеющим указанный характер нагрузки.

В тех случаях, когда время разгона двигателя превышает допустимое, следует рассмотреть возможность пуска двигателя на холостом ходу механизма. Например, для вентиляторов этого можно добиться перекрыв заслонку на его входе.

Для пуска СД на холостом ходу механизма можно приближенно

принять момент сопротивления механизма примерно $0,1M_{\text{ном}}$, и аналогично предыдущему рассчитать среднее значение динамического момента в относительных единицах $m_{\text{дин.ср}}$ для частот вращения от 0 об/мин до нового значения подсинхронной частоты вращения, найти значение динамического момента в именованных единицах, и по выражению (3.11) определить время разгона.

Дополнительно рекомендуется рассчитать время разгона двигателя до подсинхронной частоты вращения при пониженном напряжении сети. Принять напряжение сети равным 0,8 или 0,9 от номинального. Рассчитать характеристику, создаваемую пусковой обмоткой с учетом пониженного напряжения сети. Аналогично предыдущему найти время разгона СД до подсинхронной скорости.

Вопросы для самопроверки

1. Из каких этапов состоит процесс пуска СД?
2. Под действием какого момента происходит разгон двигателя?
3. Что такое подсинхронная скорость СД?
4. Как рассчитывается время пуска СД?
5. За счет чего можно уменьшить время разгона СД?
6. Чем регламентируется допустимое время пуска?

3.3 Динамическая устойчивость СД

Как отмечалось в выше, поведение СД при «малых» и достаточно медленных изменениях режима характеризуется статической устойчивостью. При выполнении условий статической устойчивости СД ограниченные возмущения приводят к ограниченным изменениям режима. Причем после прекращения действия этих возмущений восстанавливается прежний режим работы с сохранением синхронизма.

Наряду с понятием статической устойчивости, применительно к СД используют понятие динамической устойчивости – способности СД сохранять синхронный режим при «больших» и «быстрых» возмущениях. Необходимость разделения возмущений на «малые» и «большие» вызвана существенной нелинейностью характеристик СД, в частности – нелинейностью его угловой характеристики.

При анализе устойчивости в «малом» приближенно принимают, что СД работает на линейных участках характеристик, и описывают его движение линейными дифференциальными уравнениями. Условия устойчивости в «малом» определяются параметрами самого двигателя.

Устойчивость в «большом» (динамическая устойчивость) зависит не только от параметров двигателя, но и от характеристик возмущающего воздействия. Анализ динамической устойчивости ведется на основе системы нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих поведение объекта. Аналитическое решение указанных уравнений вызывает значительные затруднения. В связи с этим для приближенного анализа динамической устойчивости используется так называемый «метод площадей». Этот метод был развит применительно к анализу устойчивости электрических систем [7]. Используем его для задач анализа динамической устойчивости СД.

Предположим в исходном состоянии двигатель работает с моментом статического сопротивления M_{c1} . Исходному установившемуся режиму соответствует точка a (рис. 3.7), в которой пересекаются характеристика электромагнитного момента СД $M_{эм}$ и характеристика момента статического сопротивления механизма M_{c1} .

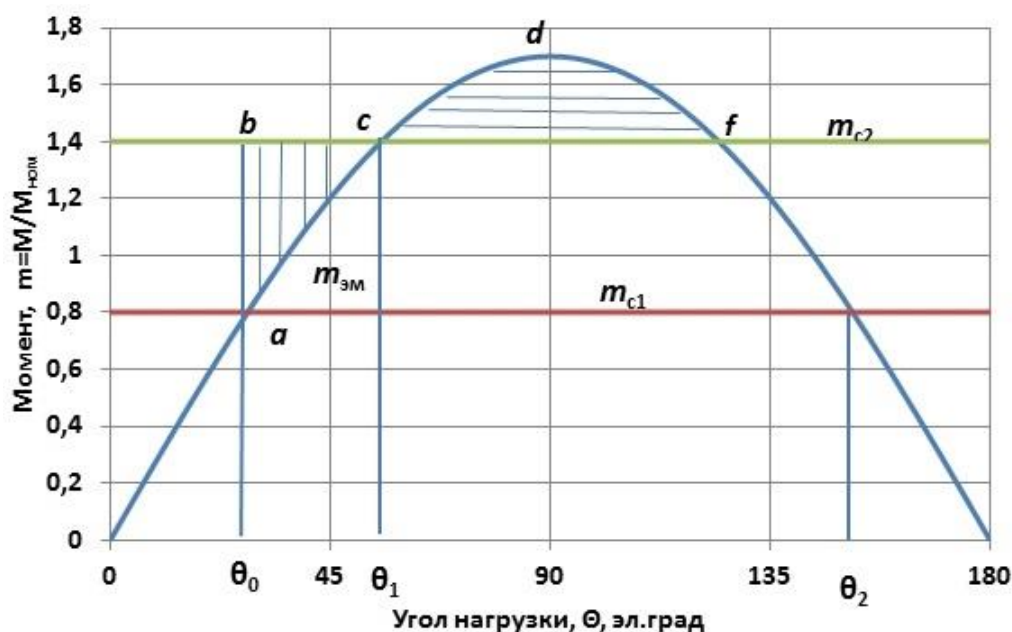


Рис. 3.7 - К анализу динамической устойчивости

При этом угол нагрузки равен θ_0 . Предположим, что далее момент статического сопротивления механизма скачком (достаточно быстро) возрастает до значения M_{c2} . Новой точкой установившегося режима может быть точка c . Однако, возникает вопрос – перейдет ли двигатель в новую точку равновесия, или же при таком «набросе» нагрузки он выпадет из синхронизма?

Вначале проанализируем переходный процесс на качественном уровне. После «наброса» нагрузки угол θ вследствие инерции ротора мгновенно измениться не может. В результате момент сопротивления механизма становится больше электромагнитного момента – появляется отрицательный динамический момент. Начинается *первый интервал* переходного процесса. В соответствии с основным уравнением движения привода

$$J_{\text{пр}} \frac{d\omega}{dt} = M_{\text{дин}},$$

и физическим смыслом процесса, угловая скорость двигателя начинает снижаться и становится меньше синхронной.

В соответствии с рис.3.2 ось магнитного поля статора начинает отставать от оси магнитного поля ротора, т. е. угол нагрузки θ начинает возрастать. Рабочая точка на угловой характеристике перемещается от точки a к точке c .

В точке c (рис. 3.7) электромагнитный момент становится равным новому значению момента статического сопротивления $M_{\text{эм}} = M_{c2}$. При этом динамический момент и ускорение становятся равными нулю.

Начинается *второй* интервал переходного процесса. Скорость двигателя пока остается ниже синхронной, поэтому угол θ продолжает увеличиваться.

На интервале движения от точки c до точки d электромагнитный момент двигателя больше момента сопротивления механизма, динамический момент больше нуля. Под действием положительного динамического момента скорость двигателя начинает повышаться, и если она на этом интервале движения от точки c до, например точки

d , достигнет синхронного значения, нарастание угла θ прекратится. Далее под действием положительного динамического момента скорость начнет возрастать, а угол θ уменьшаться, т. е. начнется движение к новой точке установившегося равновесия - точке c .

По инерции привод проходит точку c , но затем после нескольких колебаний (рис.3.8, кривая 1) наступит новый установившийся режим в этой точке.

Затухание колебаний происходит, прежде всего, под действием момента, создаваемого пусковой (демпферной) обмоткой. Рассмотренный процесс является сходящимся, а система динамически устойчивой.

Возможен и иной вид переходного процесса. Предположим, что на втором интервале переходного процесса угол нагрузки превысил значение θ_2 . В этом случае электромагнитный момент становится меньше момента статического сопротивления: $M_{эм} < M_{с2}$, динамический момент становится меньше нуля – происходит снижение скорости двигателя и дальнейшее нарастание угла θ (рис. 3.8, кривая 2).

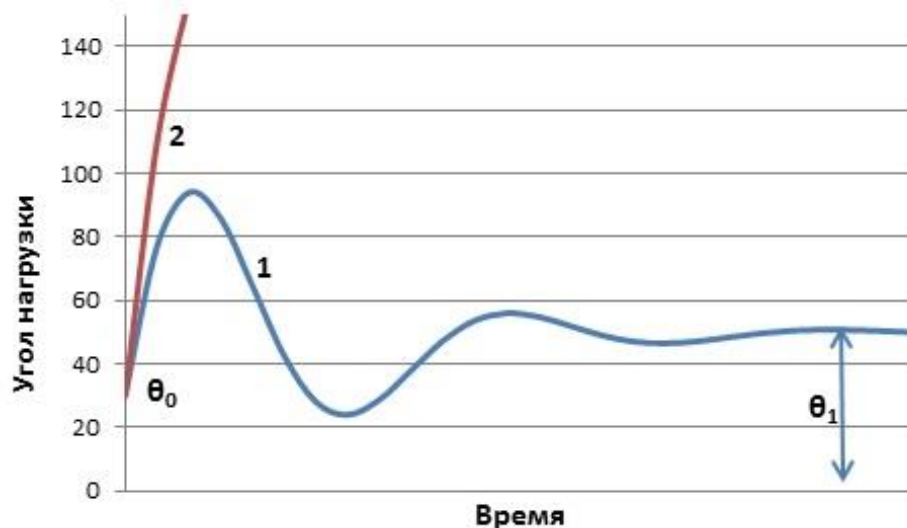


Рис. 3.8 - Графики изменения угла нагрузки: 1 – для динамически устойчивой системы; 2 – для неустойчивой системы

В итоге двигатель выпадет из синхронизма. Итак, в этом случае переходный процесс расходящийся, а система динамически **неустойчива**.

Установим далее количественные соотношения, позволяющие

оценить динамическую устойчивость. Для этого обратимся к понятию кинетической энергии системы. Вращающийся ротор СД имеет некоторую кинетическую энергию. В рассматриваемом переходном процессе нас будет интересовать **изменение (приращение)** кинетической энергии ротора. Частота вращения ротора в переходном процессе изменяется, однако это изменение мало (1%...2%) по сравнению с синхронной частотой, и им можно пренебречь. Тогда, приращение кинетической энергии ротора ΔT можно определить как работу динамического момента на определенном интервале изменения угла θ .

Для первого интервала движения

$$\Delta T_1 = \int_{\Theta_0}^{\Theta_1} M_{\text{дин}} d\Theta = \int_{\Theta_0}^{\Theta_1} M_{\text{max}} \sin \Theta d\Theta - \int_{\Theta_0}^{\Theta_1} M_{c2} d\Theta < 0. \quad (3.12)$$

Для второго интервала движения

$$\Delta T_2 = \int_{\Theta_1}^{\Theta_2} M_{\text{дин}} d\Theta = \int_{\Theta_1}^{\Theta_2} M_{\text{max}} \sin \Theta d\Theta - \int_{\Theta_1}^{\Theta_2} M_{c2} d\Theta > 0. \quad (3.13)$$

На первом интервале движения, когда динамический момент меньше нуля, ротор теряет кинетическую энергию на величину ΔT_1 . На втором интервале, когда динамический момент больше нуля, ротор получает положительное приращение кинетической энергии на ΔT_2 . Двигатель не выпадет из синхронизма, если потери кинетической энергии на первом интервале движения будут полностью восполнены на втором интервале. Иными словами: возможное приращение кинетической на втором интервале будет больше модуля изменения кинетической энергии на первом интервале ΔT_1 . Таким образом, условие динамической устойчивости можно записать в виде

$$|\Delta T_1| < \Delta T_2. \quad (3.14)$$

Учитывая геометрический смысл интеграла, можно заметить, что интеграл (3.12) по модулю пропорционален площадке abc , а интеграл

(3.13) – площадке cdf . Тогда условие (3.14) можно записать в виде:

$$S_1 = S_{abc} < S_2 = S_{cdf}. \quad (3.15)$$

Таким образом, для анализа динамической устойчивости нужно сравнить площадки, соответствующие первому и второму интервалам движения. Это и определило название метода – **метод площадей**. Будем далее использовать относительные значения моментов. Запишем выражения для искомым площадок в виде

$$\begin{aligned} S_1 = S_{abc} &= \int_{\Theta_0}^{\Theta_1} m_{c2} d\Theta - \int_{\Theta_0}^{\Theta_1} m_{max} \sin \Theta d\Theta = \\ &= m_{c2}(\Theta_1 - \Theta_0) + m_{max}(\cos \Theta_1 - \cos \Theta_0). \end{aligned}$$

Или

$$S_1 = S_{abc} = m_{c2}(\Theta_1 - \Theta_0) - m_{max}(\cos \Theta_0 - \cos \Theta_1) \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} S_2 = S_{cdf} &= \int_{\Theta_1}^{\Theta_2} m_{max} \sin \Theta d\Theta - \int_{\Theta_1}^{\Theta_2} m_{c2} d\Theta = \\ &= -m_{ma}(\cos \Theta_2 - \cos \Theta_1) - m_{c2}(\Theta_2 - \Theta_1). \end{aligned}$$

Из рис. 3.7 следует, что

$$\theta_2 = \pi - \theta_1.$$

Используя известное из тригонометрии соотношение

$$\cos(\pi - \alpha) = -\cos \alpha,$$

можно записать

$$\cos(\pi - \theta_1) = -\cos \theta_1.$$

Тогда

$$S_2 = S_{cdf} = 2m_{max} \cos \theta_1 - m_{c2}(\pi - 2\theta_1). \quad (3.17)$$

Задание № 3.3 и методические указания к его выполнению

Рассматривается динамическая устойчивость СД при скачкообразном изменении момента сопротивления механизма. Требуется построить угловую характеристику СД и характеристики

механизма, оценить динамическую устойчивость СД для рассматриваемого возмущения.

Значения моментов статического сопротивления механизма в относительных единицах и кратность максимального момента СД

$k_{max} = \frac{M_{max}}{M_{ном}}$ заданы в таблице 3.3.

Таблица 3.3

Моменты статического сопротивления механизма в относительных единицах и кратность максимального момента СД

№ вар.	m_{c1} , о. е.	m_{c2} , о. е.	k_{max}
1	1,0	1,5	1,9
2	0,9	1,4	1,7
3	0,8	1,3	1,7
4	0,8	1,8	2,0
5	0,9	1,9	2,0
6	1,0	1,4	1,7
7	0,9	1,6	1,9
8	1,1	1,5	1,8
9	1,1	1,4	1,8
10	0,9	1,7	2,0
11	0,8	1,4	1,7

Пример 3.3. Для расчетов используем данные варианта 11:

- кратность максимального момента СД $k_{max} = \frac{M_{max}}{M_{ном}} = 1,7$;
- моменты статического сопротивления механизма $m_{c1} = 0,8$, $m_{c2} = 1,4$.

Расчет и построение угловой характеристики двигателя (см. Задание № 3.1) для значений момента в относительных единицах ведется по выражению

$$m_{эм} = k_{max} \sin \theta.$$

По результатам расчетов характеристики для рассматриваемого примера построены на рис. 3.7.

Для расчета площадок первого и второго интервалов переходного процесса предварительно найдем значения углов $\theta_0, \theta_1, \theta_2$. В точке a (рис. 3.7) выполняется условие

$$m_{эм}(\theta_0) = m_{c1} \text{ или } m_{max} \sin \theta_0 = m_{c1}.$$

Откуда

$$\theta_0 = \arcsin \frac{m_{c1}}{m_{\max}} = \arcsin \frac{0,8}{1,7} = 0,45 \text{ рад} = 26,1 \text{ эл. град.}$$

Аналогично находим угол

$$\theta_1 = \arcsin \frac{m_{c2}}{m_{\max}} = \arcsin \frac{1,4}{1,7} = 0,97 \text{ рад} = 55,4 \text{ эл. град.}$$

По выражению (3.16) находим площадку

$$\begin{aligned} S_1 = S_{abc} &= m_{c2}(\theta_1 - \theta_0) - m_{\max}(\cos \theta_0 - \cos \theta_1) = \\ &= 1,4 \cdot (0,97 - 0,49) - 1,7 \cdot (\cos 0,45 - \cos 0,97) = 0,155. \end{aligned}$$

По выражению (3.17) находим площадку

$$\begin{aligned} S_2 = S_{cdf} &= 2m_{\max} \cos \theta_1 - m_{c2}(\pi - 2\theta_1) = \\ &= 2 \cdot 1,7 \cdot \cos 0,97 - 1,4 \cdot (\pi - 2 \cdot 0,97) = 0,24. \end{aligned}$$

Сравнивая значения площадок, приходим к выводу, что условие (3.15) динамической устойчивости выполняется. Следовательно, при «набросе» момента сопротивления в рассматриваемых условиях СД не выпадет из синхронизма, а перейдет в новый установившийся режим с увеличенным значением угла нагрузки.

Дополнительно рекомендуется оценить динамическую устойчивость СД при падении напряжения сети, например до значения $0,8U_{\text{ном}}$. Принять, что момент сопротивления механизма равен номинальному моменту СД и остается постоянным. Как следует из выражения (3.2), момент двигателя пропорционален напряжению сети. Поэтому для расчета угловой характеристики СД при пониженном напряжении значения момента, полученные при номинальном напряжении сети, нужно умножить на относительную величину пониженного напряжения.

Постройте угловую характеристику двигателя при пониженном сетевом напряжении, проанализируйте, как будет развиваться переходный процесс при быстром (мгновенном) снижении напряжения сети.

Аналогично предыдущему проверьте условия динамической устойчивости СД.

Вопросы для самопроверки

1. Что понимают под динамической устойчивостью СД?
2. Поясните, как протекает переходный процесс при скачке момента сопротивления на валу СД.
3. Почему используемый метод анализа называется методом площадей?
4. В чем заключаются условия динамической устойчивости СД?
5. Опишите поведение двигателя в случае, когда условия динамической устойчивости не выполняются.

3.4 Компенсирующая способность СД

Под компенсирующей способностью понимается способность СД в двигательном режиме генерировать реактивную мощность. Такой режим достигается при определенных значениях тока возбуждения. Проанализируем влияние изменения тока возбуждения I_b на ток статора.

Для пояснений используются упрощенные векторные диаграммы СД, приведенные на рис.3.9. Будем считать, что момент сопротивления M_c на валу СД остается постоянным. Тогда активная составляющая тока статора I_a , пропорциональная величине M_c , также будет оставаться неизменной. На векторных диаграммах обозначено: \dot{U} – вектор напряжения сети, \dot{E}_d – вектор ЭДС, индуцируемой магнитным потоком возбуждения в обмотке статора, \dot{I} – вектор полного тока статора, $j\dot{I}\dot{X}_d$ – вектор падения напряжения на индуктивном сопротивлении.

При построении диаграмм вектор \dot{U} напряжения сети откладывается на вертикальной оси (в принципе его направление может быть выбрано произвольно – важно взаимное расположение векторов).

Вектор \dot{E}_d строится под углом θ относительно вектора \dot{U} напряжения сети.

Подведенное к статору напряжение уравновешивается ЭДС \dot{E}_d и падением напряжения на индуктивном сопротивлении:

$$\dot{U} = \dot{E}_d + j\dot{I}\dot{X}_d.$$

Поэтому на векторных диаграммах геометрическая сумма векторов \dot{E}_d и $j\dot{I}\dot{X}_d$ должна быть равна вектору \dot{U} .

Предположим, что для некоторого значения тока возбуждения $I_{в1}$ векторы \dot{E}_d и $j\dot{X}_d$ занимают положение, показанное на рис. 3.9а. При построении вектора тока первоначально определяется его направление. При этом учитывается, что вектор тока статора отстает от вектора $j\dot{X}_d$ на 90° . Масштаб токов и напряжений не взаимосвязаны, поэтому длина вектора тока выбирается произвольно. Как следует из рис. 3.9а, в рассматриваемой ситуации вектор тока оказывается отстающим от вектора напряжения сети на угол φ_1 . Вектор полного тока статора можно разложить на активную I_a и реактивную I_p составляющие. Причем реактивная составляющая тока статора отстает от вектора напряжения сети на 90° (носит индуктивный характер). Следовательно в рассматриваемом случае СД потребляет из сети реактивную мощность $Q_{сд}$ (эту мощность принято считать положительной).

При увеличении тока возбуждения будет увеличиваться индуцируемая им ЭДС \dot{E}_d . Несложно показать, что при этом (с учетом постоянства I_a) конец вектора \dot{E}_d будет скользить по линии KL .

При некотором значении тока возбуждения $I_{в2} > I_{в1}$ вектор $j\dot{X}_d$ падения напряжения будет располагаться горизонтально, как показано на рисунке 3.9б. В этом случае вектор тока статора (не будем забывать, что он отстает от вектора $j\dot{X}_d$ на 90°) совпадает по фазе с напряжением и является чисто активным: $\dot{I} = I_a$. Если же увеличить ток возбуждения до некоторого значения $I_{в3} > I_{в2}$, то конец вектора \dot{E}_d переместится по прямой KL еще выше (см. рис. 3.9в). Вектор тока статора при этом будет опережать вектор напряжения, а реактивная составляющая тока изменит свой знак по сравнению со случаем, показанным на рис. 3.9а, (будет носить емкостной характер). Следовательно, в режиме «перевозбуждения» реактивная мощность СД становится отрицательной – двигатель является источником реактивной мощности.

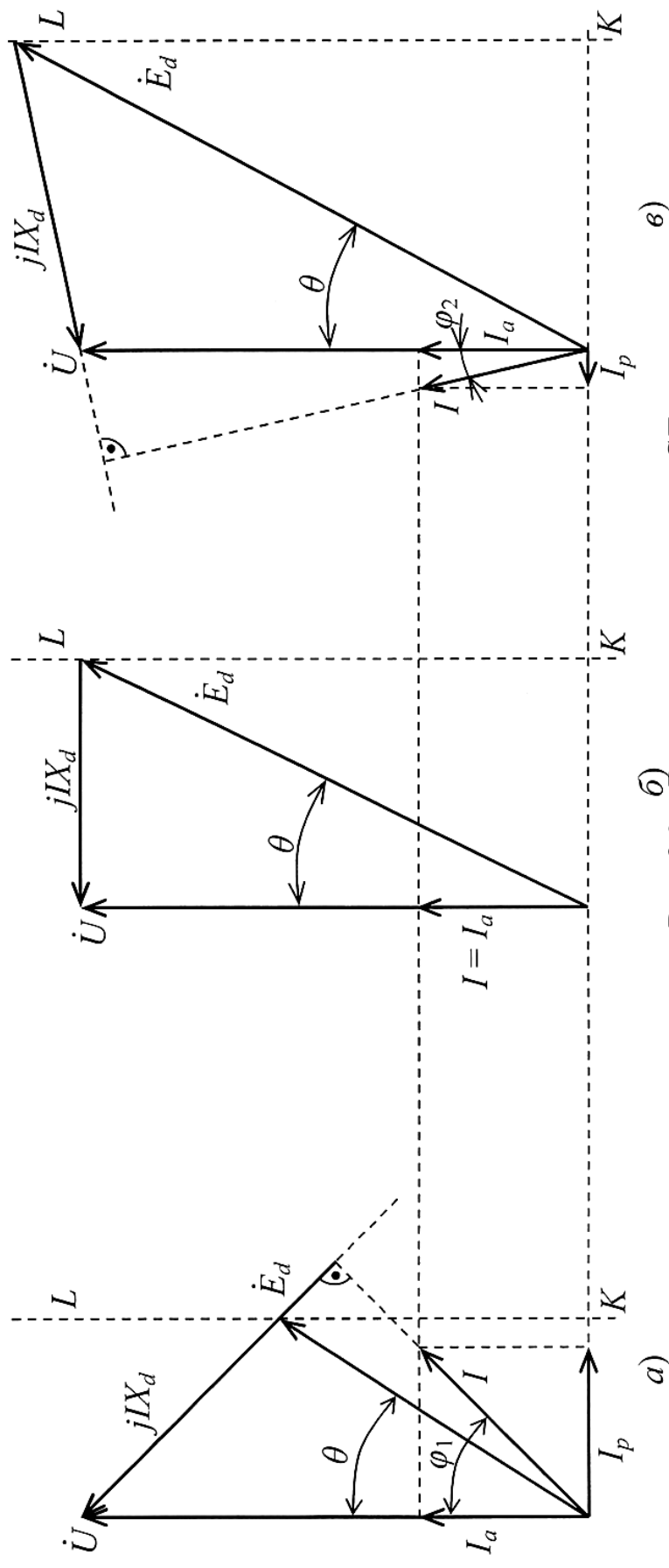


Рис. 3.9 – Векторные диаграммы СД

Таким образом, изменяя величину тока возбуждения можно управлять величиной и знаком реактивной мощности СД. Способность СД отдавать реактивную мощность используют для компенсации реактивной мощности смежных электроприемников.

Компенсирующая способность СД наглядно поясняется его, так называемыми U -образными характеристиками (см. рис. 3.10), представляющими собой зависимость тока статора I от тока возбуждения I_B при постоянной мощности (моменте) двигателя. Эти зависимости получают опытным путем или в результате графоаналитического расчета с помощью векторных диаграмм.

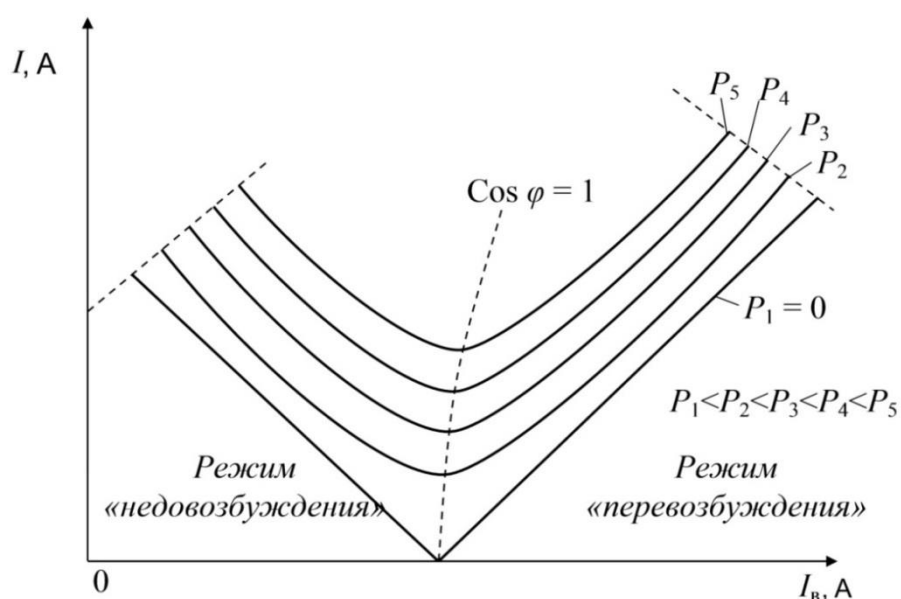


Рис. 3.10 – U – образные характеристики СД

При регулировании реактивной мощности на изменения тока возбуждения накладываются ограничения (пунктирные линии на рис. 3.10). Ограничения на наибольшую величину тока возбуждения обусловлены условиями самораскачивания двигателя и его допустимым нагревом. Эти ограничения определяют наибольшее значение реактивной мощности, которую может генерировать СД. Ограничения на наименьшее значение тока возбуждения определяются условиями статической устойчивости электропривода с СД.

Точки минимума на U – образных характеристиках соответствуют такому току возбуждения, при котором ток статора чисто активный.

Уменьшение тока возбуждения относительно точек минимума приводит к тому, что в токе статора появляется индуктивная составляющая, за счет которой полный ток статора возрастает. Увеличение тока возбуждения (режим «перевозбуждения») ведет к появлению в токе статора емкостной составляющей и соответственно возрастанию полного тока.

При этом машина работает в режиме генерации реактивной мощности. Современные СД рассчитаны на работу в номинальном режиме с опережающим $\cos\varphi = 0,9$, то есть СД в номинальном режиме обеспечивает генерацию реактивной мощности. В связи с этим термин «перевозбуждение» является условным.

При использовании приводов с СД с учетом возможности их воздействия на режим реактивной мощности и уровни напряжения в сети могут быть решены вопросы оптимизации режимов работы СД и узлов нагрузки системы электроснабжения, к которым они подключаются [19].

Задание № 3.4 и методические указания к его выполнению

Требуется рассчитать зависимость тока статора СД от тока возбуждения $I = f(I_B)$ при работе с номинальной нагрузкой на валу, а также зависимость реактивной мощности от тока возбуждения $Q = f(I_B)$ при работе двигателя с опережающим $\cos\varphi$.

Пример 3.4. Используем методику расчета, приведенную в [8], и поясним последовательность расчетов на конкретном примере.

Синхронный двигатель типа СДН-1000-600УЗ имеет следующие паспортные данные: $P_{\text{НОМ}} = 1000\text{кВт}$; $n_{\text{НОМ}} = 600 \frac{\text{об}}{\text{мин}}$; номинальное линейное напряжение $U_{\text{НОМ.Л}} = 10\text{кВ}$; $\cos\varphi_{\text{НОМ}} = 0,9$ (опережающий); номинальный КПД $\eta_{\text{НОМ}} = 0,95$; номинальный ток статора (якоря) $I_{\text{НОМ}} = 67,5\text{ А}$; активное сопротивление якоря $R_1 = 1,26\text{ Ом}$; $M_{\text{max}}/M_{\text{НОМ}} = 2$; $I_{\text{В.НОМ}} = 236\text{ А}$; номинальное напряжение возбуждения $U_{\text{В.НОМ}} = 53,1\text{ В}$; номинальная потребляемая мощность цепью возбуждения $P_{\text{В.НОМ}} = 12,53\text{ кВт}$.

Выполняем предварительные расчеты. Рассчитываем для номинального режима:

- потребляемую из сети активную мощность

$$P_{1\text{НОМ}} = \frac{P_{\text{НОМ}}}{\eta_{\text{НОМ}}} = \frac{1000}{0,95} = 1052,6 \text{ кВт};$$

- потребляемую из сети полную мощность

$$S_{1\text{НОМ}} = \frac{P_{\text{НОМ}}}{\eta_{\text{НОМ}} \cos \varphi_{\text{НОМ}}} = \frac{1000}{0,95 * 0,9} = 1170 \text{ кВА};$$

- потребляемую из сети реактивную мощность

$$Q_{1\text{НОМ}} = S_{1\text{НОМ}} \sin \varphi_{\text{НОМ}} = 1170 * 0,435 = 509 \text{ квар};$$

где $\varphi_{\text{НОМ}} = \arccos \cos \varphi_{\text{НОМ}} = \arccos 0,9 = 25,8 \text{ град};$

$$\sin \varphi_{\text{НОМ}} = \sin 25,8 = 0,435;$$

- активную составляющую тока двигателя

$$I_{\text{а.НОМ}} = I_{\text{НОМ}} \cos \varphi_{\text{НОМ}} = 67,5 * 0,9 = 60,75 \text{ А.}$$

- реактивную составляющую тока двигателя

$$I_{\text{р.НОМ}} = I_{\text{НОМ}} \sin \varphi_{\text{НОМ}} = 67,5 * 0,435 = 29,36 \text{ А.}$$

Номинальный и максимальный моменты двигателя

$$M_{\text{НОМ}} = \frac{P_{\text{НОМ}}}{\omega_{\text{НОМ}}} = \frac{P_{\text{НОМ}}}{\frac{2\pi}{60} n_{\text{НОМ}}} = \frac{1000}{0,105 * 600} = 15,92 \text{ кН * м};$$

$$M_{\text{max}} = 2M_{\text{НОМ}} = 2 * 15,92 = 31,84 \text{ кН * м.}$$

С учетом формулы для максимального момента (3.3), номинальная ЭДС

$$\begin{aligned} E_{\text{НОМ}} &= \frac{M_{\text{max}} \omega_{\text{НОМ}} X_d}{3U_{\text{НОМ}}} = \frac{31840 * 62,82 X_d}{3 * 5780} = 115,6 X_d \\ &= C * X_d, \end{aligned} \quad (3.18)$$

где

$$U_{\text{НОМ}} = \frac{U_{\text{НОМ.л}}}{\sqrt{3}} = \frac{10000}{\sqrt{3}} = 5780 \text{ В}; \quad C = 115,6.$$

Выражение для номинальной ЭДС на основании векторных диаграмм можно записать в виде

$$E_{\text{НОМ}}^2 = I_{\text{НОМ}}^2 X_d^2 + U_{\text{НОМ}}^2 + 2U_{\text{НОМ}} I_p X_d.$$

Решая совместно два последних уравнения, получим квадратное уравнение

$$C^2 X_d^2 = I_{\text{НОМ}}^2 X_d^2 + U_{\text{НОМ}}^2 + 2U_{\text{НОМ}} I_{p.\text{НОМ}} X_d,$$

или

$$(C^2 - I_{\text{НОМ}}^2) X_d^2 - 2U_{\text{НОМ}} I_{p.\text{НОМ}} X_d - U_{\text{НОМ}}^2 = 0.$$

Корни уравнения

$$X_{d1,2} = \frac{U_{\text{НОМ}} I_{p.\text{НОМ}} \pm \sqrt{(U_{\text{НОМ}} I_{p.\text{НОМ}})^2 + (C^2 - I_{\text{НОМ}}^2) U_{\text{НОМ}}^2}}{C^2 - I_{\text{НОМ}}^2}$$

$$= \frac{5780 * 29,36 \pm \sqrt{(5780 * 29,36)^2 + (115,61^2 - 67,5^2) * 5780^2}}{115,61^2 - 67,5^2}.$$

Положительный корень

$$X_d = 83,86 \text{ Ом.}$$

Тогда, по выражению (3.18)

$$E_{\text{НОМ}} = C X_d = 115,61 * 83,86 = 9695 \text{ В.}$$

Коэффициент передачи СД по току возбуждения

$$K_I = \frac{E_{\text{НОМ}}}{I_{\text{В.НОМ}}} = \frac{9695}{236} = 41,08 \frac{\text{В}}{\text{А}}. \quad (3.19)$$

Полученные результаты используем далее для расчета искомых зависимостей тока статора СД от тока возбуждения $I(I_{\text{В}})$ при работе с номинальной нагрузкой на валу, а также зависимости реактивной мощности от тока возбуждения $Q(I_{\text{В}})$ при работе двигателя с опережающим $\text{Cos}\varphi$.

Расчеты удобно выполнять в *следующей последовательности*.

Считаем, что за счет регулирования тока возбуждения в сторону снижения полный ток двигателя снижается от номинального, соответствующего работе с опережающим $\text{Cos}\varphi_{\text{НОМ}} = 0,9$, до минимального, соответствующего работе с $\text{Cos}\varphi_{\text{НОМ}} = 1$.

Соответственно, задаемся значениями тока двигателя I от $I_{\text{НОМ}} = 67,5$ А, до $I_{\text{а.НОМ}} = 60,75$ А с таким шагом, чтобы получить 20...30 расчетных точек. Причем, специально задаем значение $I = I_{\text{а.НОМ}} = 60,75$ А (строка №8 таблицы 3.4).

Далее для каждого значения тока двигателя вычисляем реактивный ток и ЭДС:

$$I_p = \sqrt{I^2 - I_{\text{а.НОМ}}^2},$$

$$E = (I^2 X_d^2 + U_{\text{НОМ}}^2 + 2U_{\text{НОМ}} I_p X_d)^{\frac{1}{2}}, \quad (3.20)$$

С учетом выражения (3.13), находим соответствующий ток возбуждения, определяем коэффициент мощности и реактивную мощность:

$$I_B = \frac{E}{K_I}, \cos \varphi = \frac{I_{\text{а.НОМ}}}{I}, Q = -3U_{\text{НОМ}} I_p * 10^{-3}, \text{ квар.}$$

Результаты расчетов сведены в таблице 3.4.

Таблица 3.4

Результаты расчета зависимости тока статора, коэффициента мощности СД от тока возбуждения

№ строки	I_B , А	I , А	I_p , А	E , В	$\cos \varphi$	Q , квар
1	236,0	67,5	29,4	9694	0,90	-510
2	231,9	66,5	27,0	9525	0,91	-469
3	227,5	65,5	24,5	9344	0,93	-425
4	222,7	64,5	21,7	9147	0,94	-376
5	217,3	63,5	18,5	8927	0,96	-321
6	211,0	62,5	14,7	8667	0,97	-255
7	202,6	61,5	9,6	8324	0,99	-166
8	187,6	60,75	0,0	7705	1,00	0
9	173,4	61,5	9,6	7122	0,99	166
10	166,2	62,5	14,7	6829	0,97	255
11	161,2	63,5	18,5	6622	0,96	321
12	157,1	64,5	21,7	6454	0,94	376
13	153,6	65,5	24,5	6312	0,93	425
14	150,6	66,5	27,0	6188	0,91	469
15	147,9	67,5	29,4	6077	0,90	510

Далее переходим к расчетам для режима с отстающим $\cos \varphi$. При дальнейшем снижении тока возбуждения полный ток двигателя

будет возрастать за счет реактивной (индуктивной) составляющей. Поэтому в последующих строках таблицы в столбце « I , А» задаем возрастающие значения тока вплоть до $I_{\text{НОМ}} = 67,5$ А. Аналогично предыдущему для каждого значения тока двигателя вычисляем реактивный ток

$$I_p = \sqrt{I^2 - I_{\text{а.НОМ}}^2}$$

Для вычисления ЭДС в формуле (3.18) изменяем знак перед последним слагаемым на минус:

$$E = (I^2 X_d^2 + U_{\text{НОМ}}^2 - 2U_{\text{НОМ}} I_p X_d)^{\frac{1}{2}}$$

Ток возбуждения и коэффициент мощности вычисляем по тем же формулам:

$$I_B = \frac{E}{K_I}, \quad \cos \varphi = \frac{I_{\text{а.НОМ}}}{I}$$

Значение реактивной мощности без учета знака рассчитывается по формуле:

$$Q = 3U_{\text{НОМ}} I_p * 10^{-3}, \text{ квар.}$$

При работе с опережающим $\cos\varphi$ реактивная составляющая тока носит емкостной характер, а реактивная мощность при этом считается отрицательной. В случае работы с отстающим $\cos\varphi$ реактивная составляющая тока носит индуктивный характер, а реактивная мощность считается положительной. Это учтено соответствующими знаками в табл.3.4.

При проверке правильности вычислений **обратите внимание**, что при токе двигателя $I = I_{\text{а.НОМ}} = 60,75$ А коэффициент мощности получается $\cos\varphi = 1$, а при токе двигателя $I = I_{\text{НОМ}} = 67,5$ А коэффициент мощности соответствует номинальному значению, равному 0,9. Причем сверху над восьмой строкой $\cos\varphi$ опережающий, а ниже – отстающий.

По полученным данным, рассматривая в качестве аргумента ток возбуждения, строятся графики зависимостей переменных от тока возбуждения: тока двигателя $I(I_B)$, реактивной мощности $Q(I_B)$ и $\cos\varphi(I_B)$.

В качестве примера на рис. 3.11 показан график зависимости тока статора $I(I_B)$, а на рис. 3.12 график $\text{Cos}\varphi(I_B)$.

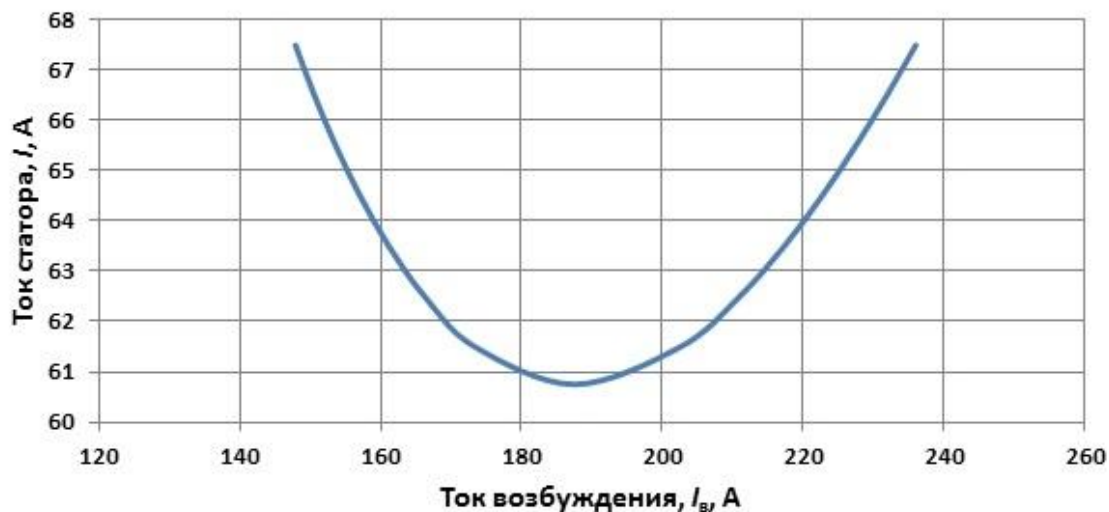


Рис. 3.11 – Зависимость тока статора I от тока возбуждения I_B

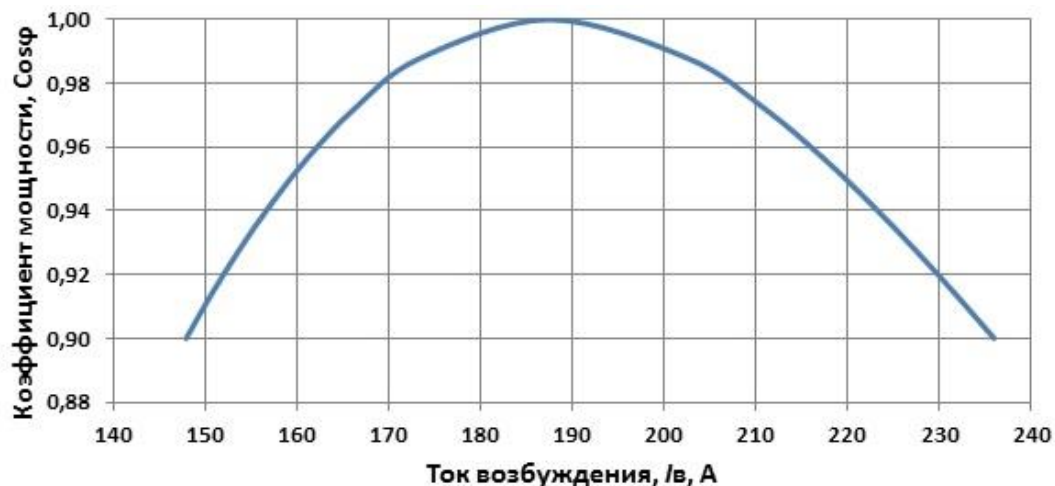


Рис. 3.12 – Зависимость коэффициента мощности $\text{Cos}\varphi$ СД от тока возбуждения I_B

Вопросы для самопроверки

1. Что понимают под компенсирующей способностью СД?
2. Зависимость каких переменных показывают U – образные характеристики?
3. Чем объясняется наличие минимума на U – образных характеристиках?
4. Как нужно изменить ток возбуждения СД, чтобы перевести его в режим генерации реактивной мощности?
5. Как изменяется коэффициент мощности СД при регулировании тока возбуждения?

4 СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ЭМП

4.1 Устойчивость и динамические характеристик САУ

Системы управления ЭМП могут выполняться в виде замкнутых систем автоматического управления. Напомним некоторые, изучаемые в теории автоматического управления сведения об исследовании таких систем [6,10,11]. Алгоритмическая схема замкнутой системы, состоящей из трех последовательно включенных в прямой цепи динамических звеньев с передаточными функциями (ПФ) $W_1(p)$, $W_2(p)$, $W_3(p)$, приведена на рис. 4.1.

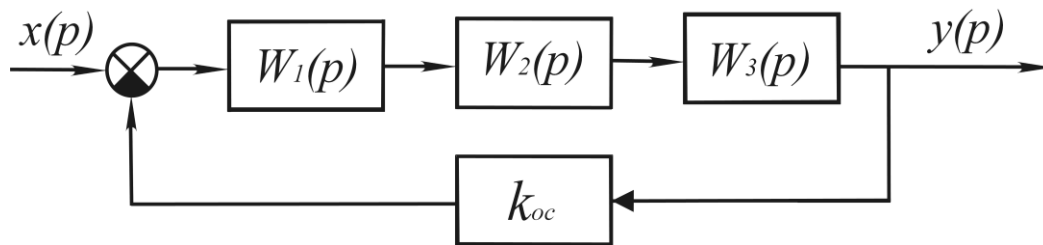


Рис. 4.1 - Алгоритмическая схема замкнутой системы

В замкнутой системе может возникать расходящийся переходный процесс, свидетельствующий о неустойчивости системы. Такая система является неработоспособной. Поэтому требование устойчивости САУ – совершенно необходимое требование к ее динамическим свойствам.

Устойчивость – это свойство системы возвращаться к состоянию установившегося равновесия после исчезновения возмущения, нарушившего это равновесие.

Иными словами, *в устойчивой системе после исчезновения возмущения отклонение выходной величины от исходного значения с течением времени стремится к нулю.*

Система, обладающая указанным свойством, называется **устойчивой асимптотически**. Далее будет идти речь именно об этом типе устойчивости. Для линейных систем устойчивость (или неустойчивость) является свойством только системы, то есть зависит от структуры и параметров системы.

Алгебраические критерии устойчивости

позволяют провести анализ устойчивости «вручную», без использования ПК.

При исследовании устойчивости замкнутой системы по алгебраическим критериям используют характеристическое уравнение замкнутой системы, которое можно получить, приравняв к нулю знаменатель передаточной функции этой системы. Характеристическое уравнение n -ной степени приводят к виду

$$a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_{n-1} p + a_n, \quad (4.1)$$

где a_i – коэффициенты уравнения.

Для проверки условий устойчивости по Гурвицу из коэффициентов уравнения (4.1) составляют квадратную матрицу, которая строится по следующим правилам. По главной диагонали записывают последовательно коэффициенты уравнения (4.1), начиная с a_1 .

$$\begin{pmatrix} a_1 & a_3 & a_5 & a_7 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & a_6 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & a_5 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & a_0 & a_2 & a_4 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & a_{n-1} & a_n \\ 0 & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & a_{n-2} & a_n \end{pmatrix}, \quad (4.2)$$

Столбцы таблицы вверх от главной диагонали заполняют коэффициентами с возрастающими индексами, вниз от главной диагонали – с убывающими. Все коэффициенты с индексами ниже 0 и выше n заменяют нулями. Затем составляют определители Гурвица от первого до n -ного порядка. Определитель первого порядка получают из одной строки и столбца таблицы, т.е. $\Delta_1 = |a_1| = a_1$, определитель второго порядка включает 2 строки и 2 столбца таблицы

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix},$$

определитель i -того порядка содержит i строк и i столбцов, n -ный определитель – всю таблицу.

Условия устойчивости заключаются в том, что при $a_0 > 0$ все n определителей Гурвица должны быть больше нуля.

При исследовании САУ моделированием на ПК, устойчивость системы может оцениваться разными способами.

Анализ устойчивости по графику переходного процесса.

Наиболее наглядным для анализа устойчивости является график переходного процесса в системе. В соответствии с приведенным выше определением устойчивости, необходимо исследовать переходный процесс, возникающий после подачи на систему исчезающего возмущения (рис.4.2). В качестве такого возмущения можно использовать импульсное воздействие (на рис.4.2 стрелка вверх в начале координат). Причем это воздействие может, в принципе, прикладываться в произвольной точке системы. Будем подавать это воздействие на вход системы.

Кривая 2 на рис.4.2 соответствует переходному процессу в устойчивой системе, так как отклонение выходной величины от исходного (нулевого) значения с течением времени стремится к нулю. Иными словами переходный процесс представляет собой затухающие колебания. Кривая 1 на рис.4.2 соответствует переходному процессу в неустойчивой системе, так как амплитуда колебаний с течением времени нарастает.

Устойчивость системы может быть оценена и по графику переходного процесса при единичном ступенчатом воздействии (кривая 1 на рис.4.3). Этот график позволяет не только выявить, устойчива система или нет, но и определить показатели качества переходного процесса.

В устойчивой системе при приложении ступенчатого воздействия *выходная переменная системы стремится к новому установившемуся значению* (кривая 3 на рис. 4.3). ***В неустойчивой системе возникает расходящийся переходный процесс и выходная переменная теоретически бесконечно отклоняется от заданного значения.***

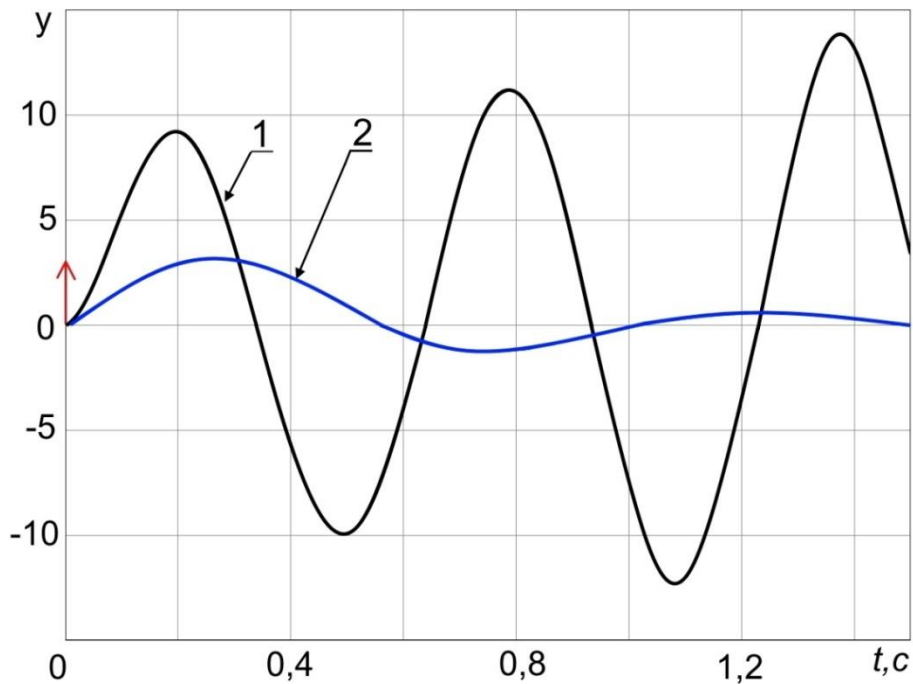


Рис. 4.2 – Графики переходного процесса для импульсного возмущения:
 1 - переходный процесс в неустойчивой системе; 2 - переходный процесс в устойчивой системе.

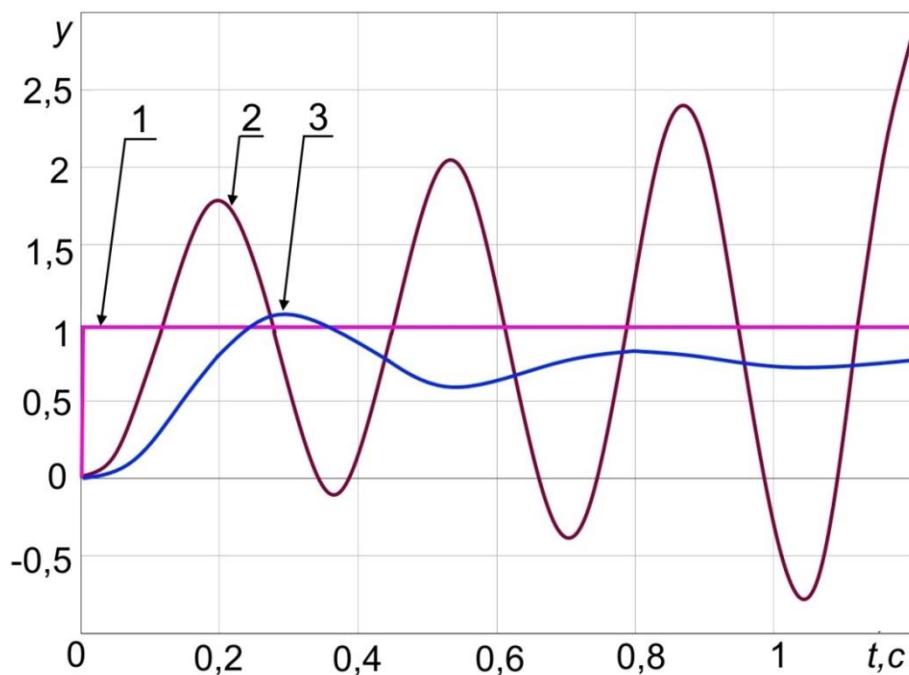


Рис. 4.3 - Графики переходного процесса для ступенчатого воздействия:
 1 – единичное ступенчатое воздействие; 2 - переходный процесс в неустойчивой системе; 3 - переходный процесс в устойчивой системе;

Для систем с отрицательной обратной связью в случае неустойчивости характерен колебательный расходящийся (с нарастанием амплитуды) процесс (кривая 2 на рис.4.3).

Если переходный процесс (рис.4.4) имеет вид незатухающих

колебаний (амплитуда колебаний остается постоянной), то считают, что система находится *на границе устойчивости*.

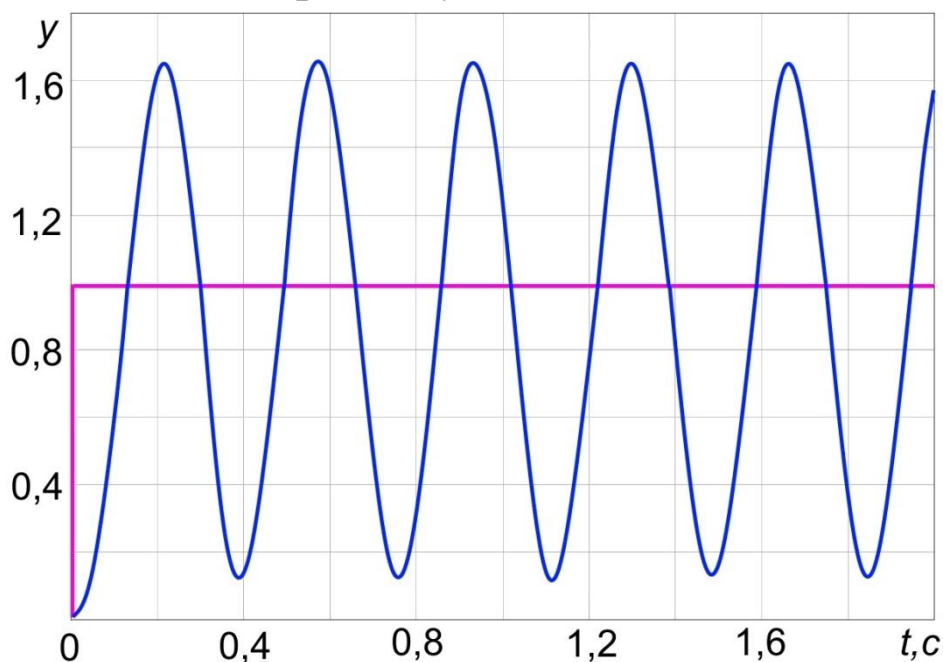


Рис. 4.4 – График незатухающего переходного процесса для единичного ступенчатого воздействия

Обратим внимание, что вид графика переходного процесса позволяет сделать однозначный вывод об устойчивости или неустойчивости системы, причем по соответствующим графикам можно оценивать устойчивость как *разомкнутой, так и замкнутой системы*. При «ручном» расчете построение графика, как правило, сопряжено с большим объемом вычислительной работы. В этой ситуации использование *критериев устойчивости* упрощает решение задачи анализа устойчивости. Кроме того, критерии устойчивости, особенно частотные, позволяют наметить пути обеспечения устойчивости.

При моделировании системы на ПК наряду с переходным процессом автоматически рассчитываются и другие характеристики, позволяющие сделать выводы об устойчивости или неустойчивости системы. Используя эти характеристики, можно дополнительно проанализировать устойчивость системы с использованием различных критериев устойчивости.

Анализ устойчивости по необходимым и достаточным условиям.

Необходимым и достаточным условием устойчивости линейной (линеаризованной) системы является отрицательность действительных частей всех корней ее характеристического уравнения.

Корни характеристического уравнения можно изобразить точками на комплексной плоскости, причем корни с отрицательной действительной частью будут лежать в левой полуплоскости. Тогда **условие устойчивости можно сформулировать и в другом виде: необходимым и достаточным условием устойчивости системы является расположение всех корней ее характеристического уравнения в левой комплексной полуплоскости.**

Таким образом, мнимая ось является границей устойчивости. Если хотя бы один корень лежит на мнимой оси, то система находится **на границе устойчивости.**

В качестве примера на рис.4.5 крестиками показано расположение корней характеристического уравнения системы (полюсов ПФ). Как следует из этого рисунка, корни вещественные отрицательные (расположены в левой полуплоскости на вещественной оси), следовательно, согласно необходимому и достаточному условию устойчивости, система устойчива.

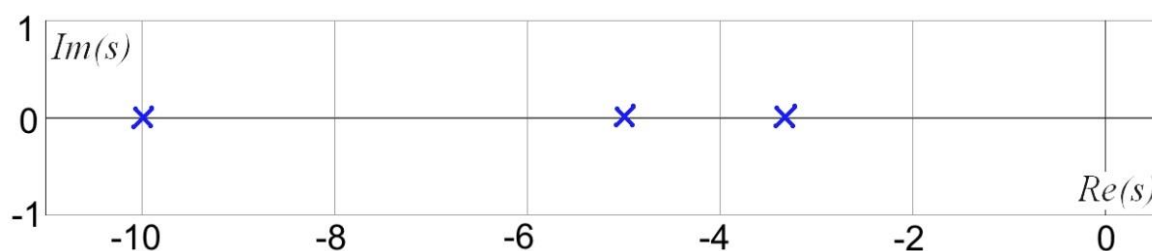


Рис. 4.5 – График расположения корней характеристического уравнения системы

Обратим внимание, что **по расположению корней можно судить об устойчивости как разомкнутой, так и замкнутой систем:** в первом случае нужно рассмотреть расположение корней характеристического уравнения **разомкнутой системы**, во втором – корней характеристического уравнения **замкнутой системы.**

3) Анализ устойчивости по виду АФХ системы.

Условия устойчивости по АФХ носят название критерия

Найквиста. Его можно сформулировать так: *если разомкнутая система устойчива, то для устойчивости замкнутой системы необходимо и достаточно, чтобы АФХ разомкнутой системы не охватывала точку с координатами $(-1, j0)$.*

Случай, когда АФХ разомкнутой системы проходит через указанную точку, соответствует ***границе устойчивости замкнутой системы.***

Подчеркнем, что полученные условия касаются устойчивости замкнутой системы, устойчивой в разомкнутом состоянии. В принципе система неустойчивая в разомкнутом состоянии может быть устойчива в замкнутом состоянии. Условия устойчивости для этого случая имеют несколько иной вид. На практике такие системы встречаются достаточно редко и здесь не рассматриваются.

Следует обратить внимание на следующее. ***Критерий Найквиста*** позволяет судить об устойчивости замкнутой системы по виду АФХ системы в разомкнутом состоянии. Следовательно, он применим только для анализа устойчивости ***замкнутых систем.***

На рис.4.6 показаны примеры АФХ разомкнутых систем. Для анализа необходимо показать на графике точку с координатами $(-1, j0)$, т.е. точку с координатой -1 на вещественной оси. Для первой системы график АФХ – кривая 1 на рис.4.6 – не охватывает точку с координатами $(-1, j0)$, следовательно, в соответствии с критерием Найквиста, ***замкнутая система будет устойчива.*** График АФХ второй системы – кривая 2 на рис. 4.6 – охватывает точку с координатами $(-1, j0)$, следовательно ***замкнутая система будет неустойчива.***

Анализ устойчивости по ЛАХ и ЛФХ.

Условия устойчивости по ЛАХ и ЛФХ являются следствием критерия Найквиста и позволяют проанализировать устойчивость замкнутой системы по частотным характеристикам разомкнутой системы.

Для систем, устойчивых в разомкнутом состоянии, условия устойчивости сводятся к следующему: замкнутая система будет

устойчива, если для разомкнутой системы при фазовом сдвиге -180° ЛАХ располагается ниже оси частот (ордината ЛАХ меньше 0).

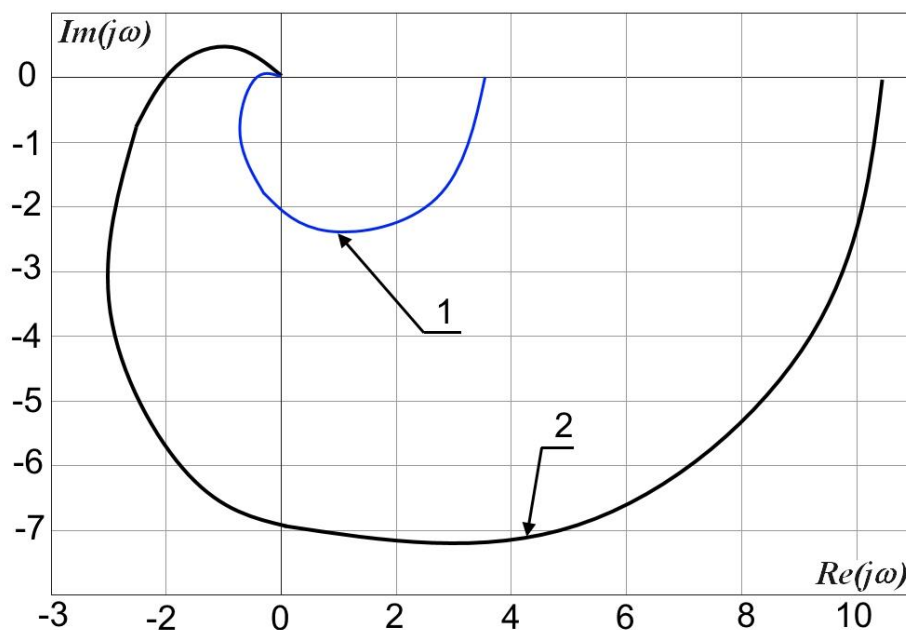


Рис. 4.6 – АФХ разомкнутых систем

На рис. 4.7 показаны ЛАХ и ЛФХ двух разомкнутых систем. Обе системы имеют одну и ту же ЛФХ. Для анализа определяем частоту, при которой ЛФХ достигает отметки -180° (выделена на графике).

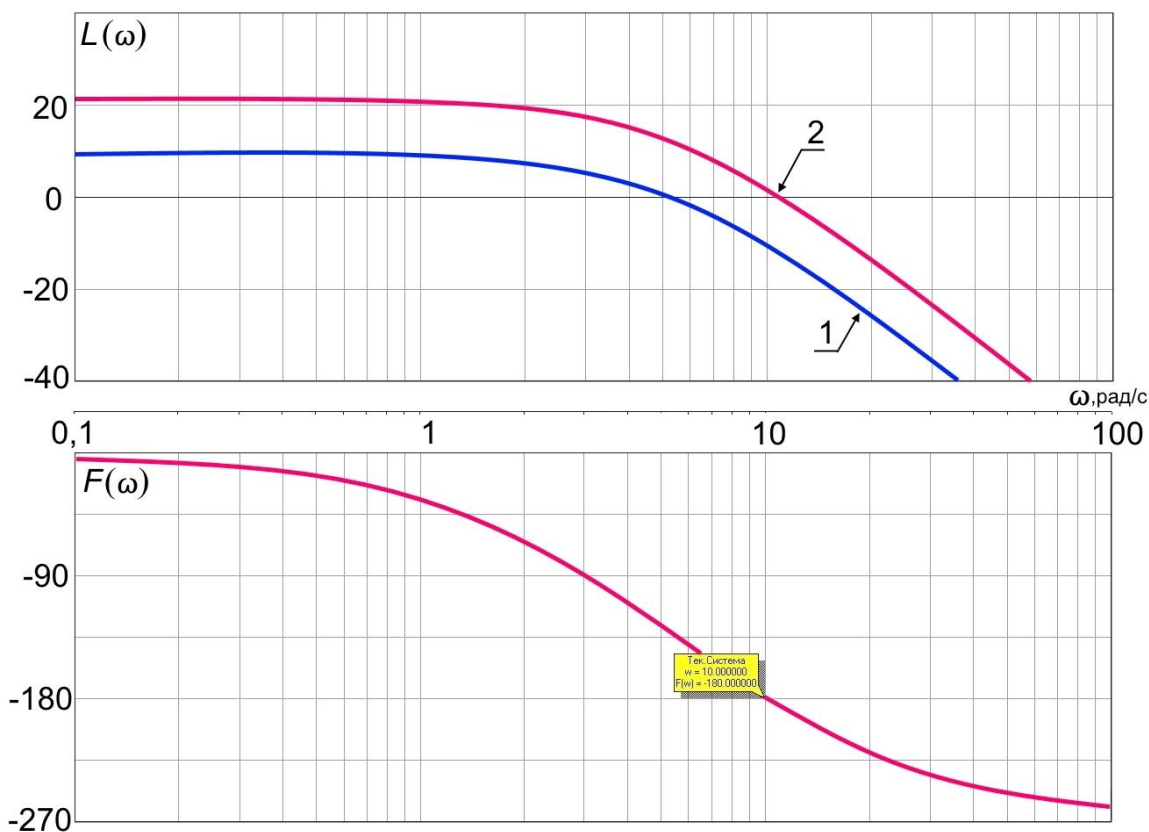


Рис. 4.7 - ЛАХ и ЛФХ двух разомкнутых систем

Для первой системы при фазовом сдвиге -180° ЛАХ – кривая 1 на

рис.4.7 – располагается ниже оси частот, следовательно, *замкнутая система будет устойчива*. Для второй системы при фазовом сдвиге -180° ЛАХ – кривая 2 на рис. 4.7 – располагается выше оси частот, следовательно, *замкнутая система будет неустойчива*.

В принципе, проведенный анализ уже достаточен для решения задачи оценки устойчивости разомкнутой и замкнутой систем. *Дополнительный анализ может быть выполнен по характеристикам замкнутой системы*. Такой анализ выполняется по переходной характеристике и расположению корней характеристического уравнения. При этом используются критерии, изложенные выше.

Задание № 4.1 и методические указания к его выполнению

Для замкнутой системы, алгоритмическая (структурная) схема которой показана на рис.4.1, а выражение для передаточной функции системы в разомкнутом состоянии $W_{PA3}(p)$ и численные значения параметров приведены в табл. 4.1, где k_i – коэффициенты усиления звеньев; $T_1 - T_3$ – постоянные времени, с; ξ – коэффициент затухания; p – оператор Лапласа, необходимо:

- провести исследование системы на устойчивость;
- исследовать замкнутую систему на устойчивость с помощью алгебраического критерия Гурвица и найти предельный коэффициент усиления разомкнутой системы;
- исследовать на устойчивость разомкнутую систему путем моделирования на ЭВМ;
- исследовать на устойчивость замкнутую систему путем моделирования на ЭВМ;
- сравнить результаты, полученные при исследовании устойчивости разомкнутой и замкнутой САУ с помощью различных критериев;
- исследовать характеристики замкнутой системы при предельном значении коэффициента усиления.

Исходные данные для расчетов

№	$W(p)$	k_1	k_2	k_3	T_1	T_2	T_3	
1	$W_1(p) = \frac{k_1}{(T_1 p + 1)}$;	20	3	2	1,0	0,50	0,04	
2		10	2	2	2,20	0,35	0,90	
3		10	5	2	3,50	0,45	0,15	
4		25	2	2	1,60	0,95	0,06	
5		5	4	2	0,50	0,70	1,20	
6		$W_2(p) = \frac{k_2}{(T_2 p + 1)}$;	15	3	2	0,90	2,10	1,50
7			10	2	4	0,30	0,40	0,50
8			20	1	3	0,40	0,50	0,60
9		$W_3(p) = \frac{k_3}{(T_3 p + 1)}$.	30	2	4	0,20	0,30	0,40
10			50	2	1	0,90	1,10	1,20
11			60	3	2	0,7	0,5	0,4
11	25		4	1	0,06	0,20	0,5	
12	$W_1(p) = k_1$;	22	2	2	0,80	0,60	0,6	
13		20	3	4	0,35	0,12	0,4	
14		6	5	3	1,80	0,55	0,6	
15		$W_2(p) = \frac{k_2}{(T_1 p + 1)}$;	11	2	2	0,40	0,14	0,5
16			15	4	2	2,10	0,34	0,6
17		$W_3(p) = \frac{k_3}{(T_2^2 p^2 + 2\zeta T_2 p + 1)}$	10	6	5	0,40	0,36	0,5
18			20	5	1	0,50	0,24	0,4
19			30	3	2	0,30	0,15	0,5
20			50	2	1	1,10	0,80	0,6
21			45	1	7	0,33	0,53	0,14
22			33	8	2	0,95	0,6	0,72

Пример 4.1. Поясним методику и последовательность расчетов на примере следующие значений параметров:

$$k_1 = 10; k_2 = 5; k_3 = 1; k_{OC} = 1; T_1 = 0,1 \text{ с}; T_2 = 0,1 \text{ с}; T_3 = 0,1 \text{ с}.$$

Исследование устойчивости замкнутой системы с помощью алгебраического критерия Гурвица. Определение предельного коэффициента усиления разомкнутой системы.

Передаточная функция разомкнутой системы определяется как произведение ПФ отдельных звеньев

$$W_{PAZ}(p) = \frac{k_1 \cdot k_2 \cdot k_3}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)} = \frac{k_{PAZ}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)},$$

где коэффициент усиления разомкнутой системы

$$k_{PAZ} = k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 = 10 \cdot 5 \cdot 1 = 50.$$

Записываем выражение для передаточной функции замкнутой системы

$$W_{3AM}(p) = \frac{W_{PA3}(p)}{1 + W_{PA3}(p) \cdot W_{OC}(p)},$$

где $W_{OC}(p) = k_{OC} = 1$ – передаточная функция звена в цепи обратной связи.

Подставляя в него выражение для $W_{PA3}(p)$, после преобразований получим:

$$W_{3AM}(p) = \frac{k_{PA3}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1) + k_{PA3}}.$$

Приравнявая знаменатель к нулю, найдем характеристическое уравнение замкнутой системы, которое после преобразований приводится к виду

$$a_0 p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3 = 0,$$

где $a_0 = T_1 T_2 T_3 = 0,1 \cdot 0,1 \cdot 0,1 = 10^{-3};$

$$a_1 = T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3 = 0,1 \cdot 0,1 + 0,1 \cdot 0,1 + 0,1 \cdot 0,1 = 3 \cdot 10^{-2};$$

$$a_2 = T_1 + T_2 + T_3 = 0,1 + 0,1 + 0,1 = 3 \cdot 10^{-1};$$

$$a_3 = 1 + k_{PA3} = 1 + 50 = 51.$$

Из коэффициентов характеристического уравнения 3-го порядка составляем матрицу

$$\begin{vmatrix} a_1 & a_3 & 0 \\ a_0 & a_2 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix}.$$

Находим определители

$$\begin{aligned} \Delta_1 &= a_1 > 0; & \Delta_2 &= \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} = a_1 \cdot a_2 - a_0 \cdot a_3 = \\ & & &= 3 \cdot 10^{-2} \cdot 3 \cdot 10^{-1} - 10^{-3} \cdot 51 = 9 \cdot 10^{-3} - 51 \cdot 10^{-3} < 0. \end{aligned}$$

Рассчитывать третий определитель нет необходимости, так как его можно записать в виде

$$\Delta_3 = a_3 \Delta_2,$$

следовательно, его знак зависит от знака Δ_2 .

Таким образом, можно сделать вывод: условия устойчивости не

выполняются – замкнутая система неустойчива.

Выражение для Δ_2 с учетом формулы для a_3 можно записать в виде

$$\Delta_2 = a_1 a_2 - a_0 (1 + k_{PA3}).$$

Из этого выражения следует, что при уменьшении k_{PA3} второй определитель, а следовательно и третий, могут стать равными нулю – в этом случае система будет находиться на границе устойчивости, а при дальнейшем уменьшении k_{PA3} определители станут больше 0 – система станет устойчивой.

Значение коэффициента усиления разомкнутой системы, при котором замкнутая система находится на границе устойчивости, называют **предельным значением**. Обозначим его $k_{ПР}$. Очевидно, что для нахождения $k_{ПР}$ нужно для рассматриваемой системы приравнять второй определитель к нулю:

$$a_1 a_2 - a_0 (1 + k_{ПР}) = 0,$$

откуда

$$k_{ПР} = \frac{a_1 a_2}{a_0} - 1.$$

Для рассматриваемого примера получим

$$k_{ПР} = \frac{3 \cdot 10^{-2} \cdot 3 \cdot 10^{-1}}{10^{-3}} - 1 = 8.$$

Исследование на устойчивость разомкнутой системы путем моделирования на ПК.

Модель системы (рис.4.8) в соответствии с алгоритмической схемой можно представить в виде трех последовательно включенных звеньев. В блоках 1, 2, 3 следует задать передаточные функции $W_1(p)$, $W_2(p)$, $W_3(p)$. Для проведения связей следует воспользоваться пунктом меню «**Редактирование**». Вход следует назначить на звено 1, выход – на звено 3.

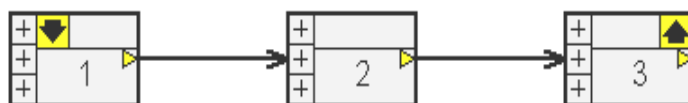


Рис. 4.8 – Модель разомкнутой системы

Далее, перейдя к пунктам «Расчеты», «Характеристики», необходимо с учетом сведений, изложенных в предыдущем пункте, исследовать:

– переходный процесс в разомкнутой системе при импульсном и ступенчатом воздействиях. На основании вида переходных процессов сделать вывод об устойчивости / неустойчивости разомкнутой системы;

– расположение корней характеристического уравнения разомкнутой системы; по расположению корней сделать вывод об устойчивости / неустойчивости разомкнутой системы;

– АФХ системы в разомкнутом состоянии; по виду АФХ на основании критерия Найквиста дать заключение об устойчивости / неустойчивости замкнутой системы;

– ЛАХ и ЛФХ системы в разомкнутом состоянии; по их виду дать заключение об устойчивости / неустойчивости замкнутой системы.

Исследование на устойчивость замкнутой системы путем моделирования на ПК.

Чтобы получить модель замкнутой системы, необходимо дополнить модель разомкнутой системы цепью отрицательной обратной связи (рис. 4.9). Обратите внимание, что сигнал обратной связи подается на «минусовой» вход первого звена. За счет этого связь оказывается отрицательной.

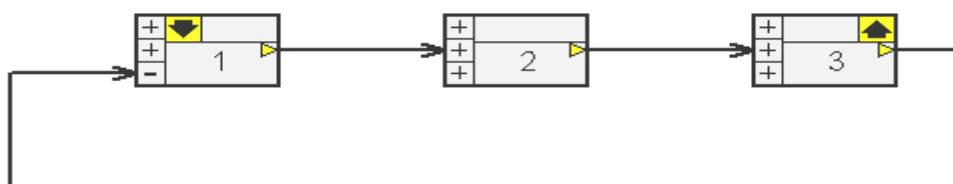


Рис. 4.9 – Модель замкнутой системы

Далее, перейдя к пунктам «Расчеты», «Характеристики», необходимо с учетом сведений, изложенных выше, исследовать:

– переходные процессы в замкнутой системе при импульсном и ступенчатом воздействиях. На основании вида переходных процессов сделать вывод об устойчивости / неустойчивости замкнутой системы;

– расположение корней характеристического уравнения замкнутой системы; по расположению корней сделать вывод об устойчивости / неустойчивости замкнутой системы.

Исследование характеристик замкнутой системы при предельном значении коэффициента усиления.

Чтобы система имела коэффициент усиления, равный предельному, нужно выбрать коэффициент усиления одного из звеньев, например первого, из условия

$$k_1 = \frac{k_{ПР}}{k_2 \cdot k_3} = \frac{8}{5 \cdot 1} = 1,6 ,$$

и задать его в блоке 1.

Далее необходимо проанализировать:

– переходный процесс в системе (ожидаемый вид переходного процесса показан на рис.4.4) и сделать вывод об устойчивости замкнутой системы;

– расположение корней характеристического уравнения системы и сделать вывод о ее устойчивости.

Исследование характеристик замкнутой системы при значении коэффициента усиления разомкнутой системы $k_{раз}=0,5 \cdot k_{пр}$.

Чтобы система имела коэффициент усиления равный $0,5 \cdot k_{ПР}$, нужно выбрать коэффициент усиления одного из звеньев, например первого, из условия

$$k_1 = \frac{0,5 \cdot k_{ПР}}{k_2 \cdot k_3} = \frac{0,5 \cdot 8}{5 \cdot 1} = 0,8 ,$$

и задать его в блоке 1.

Далее необходимо проанализировать:

– переходный процесс в системе и сделать вывод об устойчивости замкнутой системы;

– расположение корней характеристического уравнения системы и сделать вывод о ее устойчивости.

Вопросы для самопроверки

1. Что понимают под устойчивостью системы? Начертите графики переходных процессов в устойчивой и неустойчивой САУ.
2. В чем заключается необходимое и достаточное условие устойчивости САУ?
3. Как получить характеристическое уравнение замкнутой системы?
4. Как можно судить об устойчивости системы по расположению корней характеристического уравнения на комплексной плоскости?
5. Как определяют по виду АФХ, устойчива САУ или нет? Пояснить на графиках.
6. Начертите АФХ разомкнутой системы, соответствующую устойчивой замкнутой системе.
7. Начертите АФХ разомкнутой системы, соответствующую неустойчивой замкнутой системе.
8. Что понимают под переходным процессом в системе? Каким воздействием вызван переходный процесс?
9. Начертите график переходного процесса в неустойчивой системе.
10. Начертите график переходного процесса в устойчивой системе.
11. Что используется в качестве исходных данных при исследовании системы с помощью критерия Гурвица?
12. В чем заключаются условия устойчивости по Гурвицу?
13. Что понимают под предельным коэффициентом усиления системы?
14. Как влияет изменение коэффициента усиления разомкнутой системы на ее устойчивость?
15. Как по виду ЛАХ и ЛФХ можно судить об устойчивости системы?

4.2 Динамические характеристики одноконтурной САУ с типовыми регуляторами

Алгоритмическая схема одноконтурной САУ приведена на рис. 4.10.

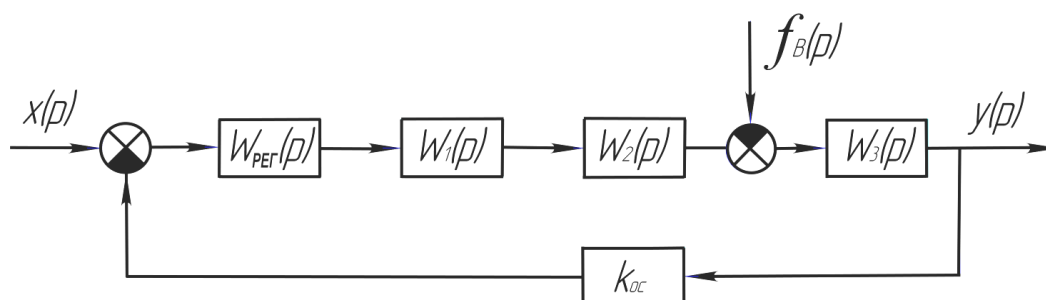


Рис. 4.10 - Алгоритмическая схема одноконтурной САУ

Исходная система содержит звенья с передаточными функциями

$$W_1(p) = \frac{k_1}{T_1 p + 1}; \quad W_2(p) = \frac{k_2}{T_2 p + 1}; \quad W_3(p) = \frac{k_3}{T_3 p + 1},$$

а также датчик обратной связи с коэффициентом передачи k_{OC} . На систему действует возмущающее воздействие, приложенное на входе звена с передаточной функцией $W_3(p)$.

Для обеспечения устойчивости и требуемых динамических качеств САУ включен регулятор с передаточной функцией $W_{РЕГ}(p)$.

Устойчивость является необходимым, но не достаточным условием нормального функционирования системы. Правильно спроектированная САУ должна также обеспечивать требуемое качество переходных процессов. Качество переходного процесса обычно оценивают *по переходной характеристике системы*. Для следящих систем и систем программного управления наибольший интерес представляет переходная характеристика *по управляющему воздействию* $y(t)$, показывающая изменение выходной величины при ступенчатом изменении задающего (управляющего) воздействия $x_{вх}(t)$ (рис.4.11).

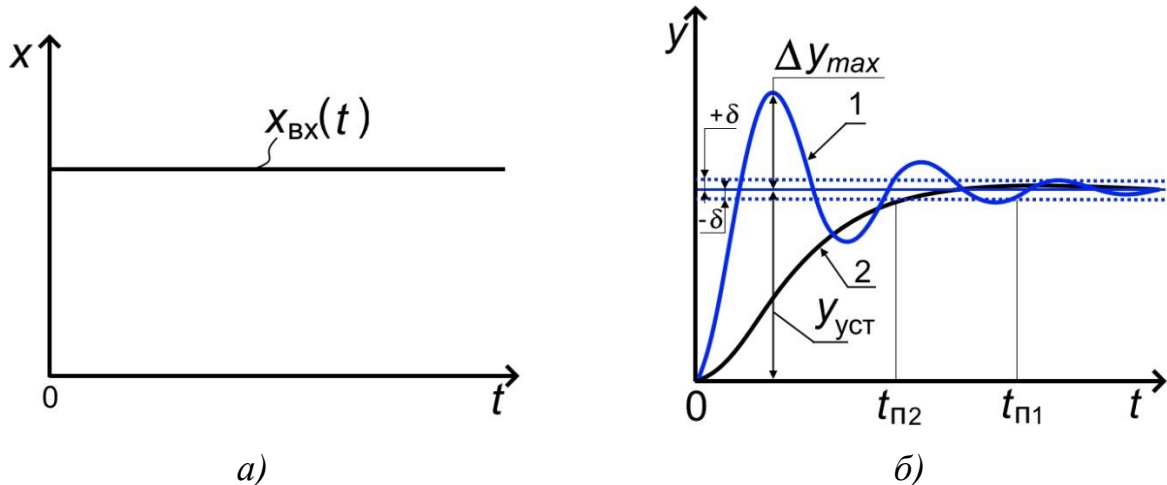


Рис. 4.11 – График переходных характеристик:

а) – единичное ступенчатое входное воздействие; б) – переходные характеристики по управляющему воздействию.

Основными показателями качества являются:

Время переходного процесса $t_{п.п}$ (время регулирования). За $t_{п.п}$ условно принимают время вхождения кривой $y(t)$ в зону допустимых отклонений $\pm\delta$. Величину зоны обычно берут равной 5 % (для высокоточных систем ± 2 %) от установившегося значения $y_{уст}$.

Перерегулирование, которое определяется по выражению

$$\sigma\% = \frac{\Delta y_{\max}}{y_{уст}} 100\%,$$

где Δy_{\max} – максимальное отклонение выходной величины в переходном процессе. На рис. 4.11 показаны два возможных графика переходного процесса. Кривая 1 соответствует колебательному переходному процессу, кривая 2 – аperiodическому.

Для систем стабилизации наибольший интерес представляет **переходная характеристика по возмущению** показывающая изменение $y(t)$ при ступенчатом изменении возмущения f_B . Основными показателями качества этого переходного процесса являются:

- **максимальное отклонение выходной величины** в переходном процессе (динамический «провал» или «выброс»);

- **установившееся отклонение выходной величины** – **статическая ошибка**.

Далее в работе изучаются свойства САУ при включении одного из типовых регуляторов:

– **пропорционального (П-регулятора)**. Его свойства описываются коэффициентом передачи

$$W_{РЕГ}^П(p) = k_{РЕГ}; \quad (4.3)$$

– **пропорционально-интегрального (ПИ-регулятора)**, он имеет передаточную функцию

$$W_{РЕГ}^{ПИ}(p) = \frac{T_{1РЕГ} p + 1}{T_{И.РЕГ} p}; \quad (4.4)$$

– **пропорционально-интегрально-дифференциального (ПИД-регулятора)**, с передаточной функцией

$$W_{РЕГ}^{ПИД}(p) = \frac{(T_{1РЕГ} p + 1)(T_{2РЕГ} p + 1)}{T_{И.РЕГ} p}, \quad (4.5)$$

где $T_{1РЕГ}$, $T_{2РЕГ}$ – постоянные времени форсирующих звеньев;

$T_{И.РЕГ}$ – постоянная времени интегрирующего звена.

САУ с П-регулятором

Возможности улучшения динамических характеристик системы при использовании П-регулятора весьма ограничены. Действительно, как показано в п.4.1, неустойчивую систему можно сделать устойчивой за счет уменьшения коэффициента усиления разомкнутой системы до значений, меньших предельного коэффициента усиления $k_{ПР}$. Напомним, что под $k_{ПР}$ понимается коэффициент усиления, при котором замкнутая система находится на границе устойчивости.

Исходная система (без регулятора) имеет коэффициент усиления в разомкнутом состоянии

$$k_{ИСХ} = k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \cdot k_{ОС}. \quad (4.6)$$

После включения П-регулятора коэффициент усиления разомкнутой системы будет

$$k_{РАЗ} = k_{РЕГ} \cdot k_{ИСХ}, \quad (4.7)$$

и для обеспечения устойчивости САУ значение $k_{РАЗ}$ должно быть меньше предельного

$$k_{РЕГ} \cdot k_{ИСХ} < k_{ПР}.$$

Если, например, принять

$$k_{РАЗ} = k_{ПР} / C,$$

где $C = 5 \div 15$, то коэффициент передачи регулятора должен быть

$$k_{РЕГ} = k_{ПР} / C \cdot k_{ИСХ}. \quad (4.8)$$

Причем при $C = 5 \div 10$ переходный процесс в системе при скачке задающего сигнала, как правило, имеет колебательный характер, большое перерегулирование, и время переходного процесса оказывается достаточно большим (процесс долго входит в зону допустимых отклонений). Для уменьшения перерегулирования можно попытаться сделать коэффициент усиления регулятора еще меньше (увеличить значение C), но при этом интенсивность изменения выходной величины уменьшается, и существенного снижения времени переходного процесса добиться сложно. Кроме

того, нужно учитывать, что статическая ошибка замкнутой системы определяется по выражению

$$\Delta u_{ЗАМ} = \frac{\Delta u_{РАЗ}}{1 + k_{РАЗ}}, \quad (4.9)$$

где $\Delta u_{РАЗ}$ – статическая ошибка разомкнутой системы.

Следовательно, уменьшение $k_{РЕГ}$ и, соответственно, снижение коэффициента усиления разомкнутой системы приводят к возрастанию статической ошибки замкнутой системы. Иными словами, качество стабилизации выходной величины в замкнутой системе ухудшается.

САУ с ПИ-регулятором

Возможности улучшения качества регулирования при использовании такого регулятора существенно выше, чем при использовании П-регулятора.

Во-первых, такой регулятор содержит интегрирующее звено (сомножитель $T_{И.РЕГ} p$ в знаменателе). Коэффициент передачи такого звена стремится к бесконечности, а статическая ошибка в соответствии с выражением (4.9) стремится к нулю.

Во-вторых, наличие форсирующего сомножителя ($T_{IРЕГ}p+1$) в числителе передаточной функции позволяет скомпенсировать одну постоянную времени исходной системы. Наиболее неблагоприятное влияние на длительность переходного процесса оказывают «большие» постоянные времени. Поэтому компенсировать необходимо наибольшую из постоянных времени исходной системы. Для этого необходимо принять

$$T_{IРЕГ} = T_{БОЛЬШАЯ}, \quad (4.10)$$

где $T_{БОЛЬШАЯ}$ – наибольшая из постоянных времени T_1, T_2, T_3 .

Для обеспечения необходимого запаса устойчивости системы значение постоянной времени интегрирующего звена регулятора следует принимать согласно выражению (4.11).

$$T_{И.РЕГ} = b \cdot k_{ИСХ} \cdot T_{СРЕДНЯЯ}, \quad (4.11)$$

где $T_{\text{СРЕДНЯЯ}}$ – средняя по величине из постоянных времени T_1, T_2, T_3 . Значение коэффициента b рекомендуется принимать $b = 2 \div 5$, причем чем больше значение b , тем меньше колебательность переходного процесса.

САУ с ПИД-регулятором

Использование такого регулятора дает дополнительные возможности улучшения качества регулирования.

Во-первых, такой регулятор, так же, как ПИ-регулятор, содержит интегрирующее звено (сомножитель $T_{\text{И.РЕГ}}$ в знаменателе). Статическая ошибка в системе с ПИД-регулятором стремится к нулю.

Во-вторых, ПИД-регулятор содержит два форсирующих сомножителя – $(T_{1\text{РЕГ}}p+1)$ и $(T_{2\text{РЕГ}}p+1)$ в числителе передаточной функции (4.5) регулятора, что позволяет скомпенсировать две постоянных времени исходной системы. Компенсации подлежат большая и средняя постоянные времени, а некомпенсированной остается наименьшая постоянная времени $T_{\text{МЕНЬШАЯ}}$. Для этого нужно принять

$$T_{1.\text{РЕГ}} = T_{\text{БОЛЬШАЯ}}, T_{2.\text{РЕГ}} = T_{\text{СРЕДНЯЯ}}. \quad (4.12)$$

Постоянную времени интегрирующего звена следует рассчитать по выражению

$$T_{\text{И.РЕГ}} = 2 \cdot k_{\text{ИСХ}} \cdot T_{\text{МЕНЬШАЯ}}. \quad (4.13)$$

При таком выборе параметров ПИД-регулятора система будет настроена на так называемый *модульный (технический) оптимум*. Переходный процесс при скачке задающего сигнала будет иметь перерегулирование 4,3 %. В результате кривая переходного процесса будет уже на первом колебании входить в 5%-ную зону допустимых отклонений, и время переходного процесса будет близким к минимальному.

Задание № 4.2 и методические указания к его выполнению

Исследования качества переходных процессов проводятся с использованием программы CLASSiC-3.01. Численные значения параметров исследуемой системы приведены в таблице 4.2. Требуется провести следующие исследования.

Моделирование исходной разомкнутой систем.

Исследовать переходные процессы по управляющему воздействию и по возмущению, определить показатели качества переходных процессов и статическую ошибку системы.

Таблица 4.2

Численные значения параметров исследуемой системы

№	k_1	k_2	k_3	k_{OC}	T_1	T_2	T_3
1	5	5	1,1	0,10	0,02	0,50	0,24
2	7	2	3,2	0,15	0,03	0,35	0,90
3	4	3	0,5	0,30	0,04	0,45	0,15
4	7	4	1,0	0,25	0,03	0,95	0,65
5	8	2	0,5	0,12	0,05	0,70	1,20
6	3	6	0,6	0,20	0,06	2,10	1,50
7	8	7	0,4	0,25	0,03	0,40	0,70
8	4	3	0,7	0,35	0,02	0,50	0,80
9	5	1	0,8	0,40	0,05	0,30	0,50
10	7	2	0,6	0,25	0,06	1,10	2,50
11	6	1	0,9	0,10	0,04	0,65	1,00

Исследование показателей качества системы с П-регулятором:

– рассчитать предельный коэффициент усиления разомкнутой системы и выбрать коэффициент усиления регулятора по выражению (4.8). (Методика расчета предельного коэффициента усиления разомкнутой системы приведена в п.1 примера 4.1);

– набрать модель замкнутой системы с П-регулятором;

– исследовать переходные процессы по управляющему воздействию и по возмущению, определить показатели качества переходных процессов и статическую ошибку системы;

– подобрать коэффициент усиления регулятора так, чтобы время переходного процесса было минимальным.

Исследование показателей качества системы с ПИ-регулятором:

– рассчитать параметры ПИ-регулятора;

– набрать модель замкнутой системы с ПИ-регулятором;

– исследовать переходные процессы по управляющему воздействию и по возмущению, определить показатели качества

переходных процессов и статическую ошибку системы;

– подобрать постоянную интегрирования регулятора так, чтобы время переходного процесса было минимальным.

Исследование показателей качества системы с ПИД-регулятором.

– рассчитать параметры ПИД-регулятора;
– набрать модель замкнутой системы с ПИД-регулятором;
– исследовать переходные процессы по управляющему воздействию и по возмущению, определить показатели качества переходных процессов и статическую ошибку системы.

Анализ показателей качества регулирования, достигаемые в разомкнутой системе и системах с различными типами регуляторов.

Пример №4.2. Примем в качестве расчетных следующие значения параметров:

$$k_1 = 5; k_2 = 2; k_3 = 0,5; k_{OC} = 0,1; T_1 = 0,01 \text{ с}; T_2 = 0,2 \text{ с}; T_3 = 0,4 \text{ с}.$$

Исследование разомкнутой системы.

Модель разомкнутой системы приведена на рис. 4.12. В блоках 1, 2, 3 заданы передаточные функции $W_1(p)$, $W_2(p)$, $W_3(p)$. Так как в программе CLASSiC вместо символа p используется символ s , а вместо десятичной запятой используется точка, заданные в этих блоках выражения имеют вид

$$W_1(s) = \frac{5}{1 + 0.01s}; W_2(s) = \frac{2}{1 + 0.2s}; W_3(s) = \frac{0.5}{1 + 0.4s}.$$

В разомкнутой системе датчик обратной связи не используется, и соответствующий ему блок не задан. Возмущающее воздействие подается с блока 5 на отрицательный вход блока 3.

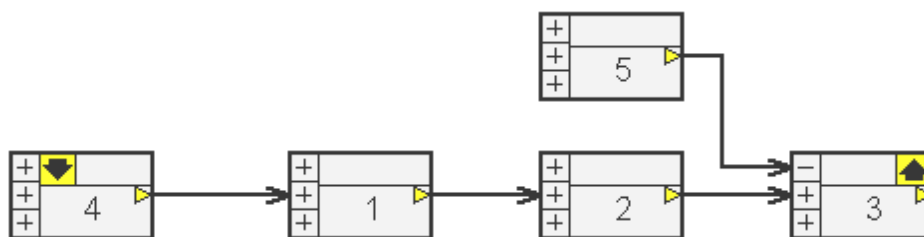


Рис. 4.12 - Модель разомкнутой системы

С помощью блоков 4 и 5 задается желаемая величина входного воздействия.

Для удобства сравнения графиков переходных процессов будем задавать входное воздействие так, чтобы ему в установившемся режиме соответствовало единичное изменение выходной величины. Для этого зададим коэффициент передачи четвертого и пятого блоков равными соответственно:

$$k_4 = \frac{1}{k_1 \cdot k_2 \cdot k_3} = \frac{1}{5 \cdot 2 \cdot 0,5} = \frac{1}{5}; \quad k_5 = \frac{1}{k_3} = \frac{1}{0,5} = 2.$$

Для исследования переходного процесса по управляющему воздействию вход назначен на звено 4, выход – на звено 3. Далее переходим к пунктам меню «**Расчеты**», «**Характеристики**».

Переходный процесс по управляющему воздействию в разомкнутой системе показан на рис. 4.13.

Как следует из графика, переходный процесс апериодический (перерегулирование равно 0); стремится к установившемуся значению, равному единице; время регулирования равно 1,5 с.

Для исследования переходного процесса по возмущению входное воздействие нужно перенести на блок 5. График этого процесса показан на рис. 4.14.

Отметим, что график переходного процесса по возмущению снимается для **отклонения** выходной величины от исходного значения.

Из графика следует, что отклонение выходной величины после появления возмущения по абсолютной величине увеличивается, и установившееся отклонение по модулю равно $\Delta y = 1$.

Исследование показателей качества системы с П-регулятором.

Модель замкнутой системы приведена на рис.4.15. Здесь дополнительно включены блок 6 с коэффициентом передачи $k_{OC} = 0,1$ и блок 7 с коэффициентом передачи $k_{РЕГ} = 12,91$. Причем сигнал с выхода блока 6 подается на отрицательный вход блока 7.

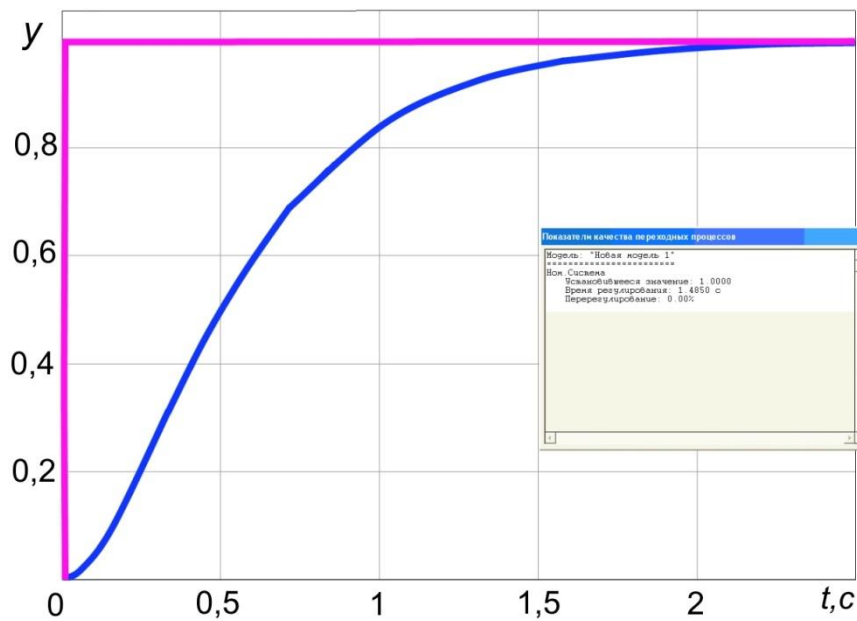


Рис. 4.13 - Переходный процесс по управляющему воздействию в разомкнутой системе

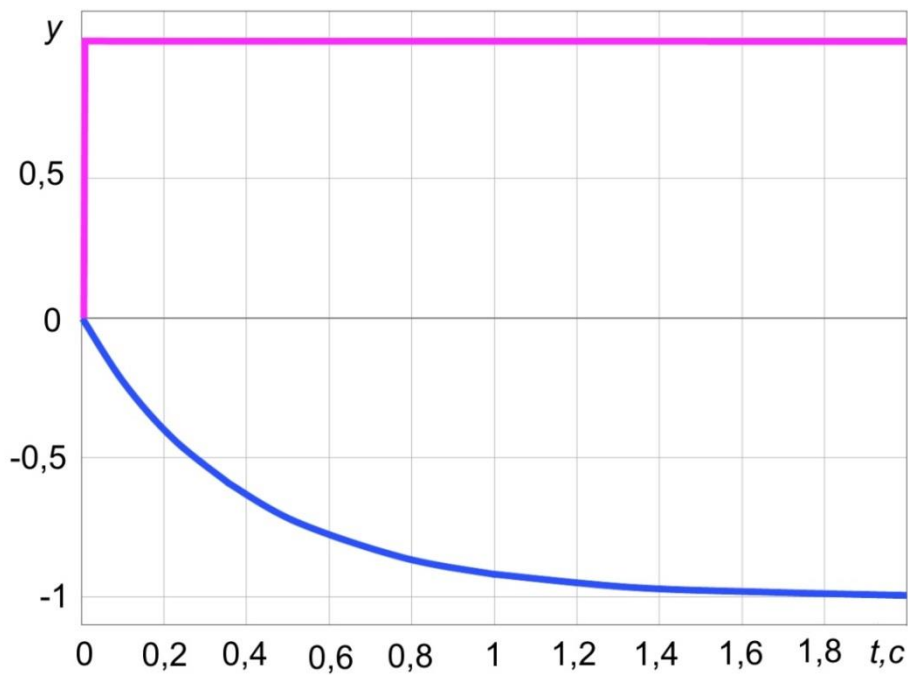


Рис. 4.14 - Переходный процесс по управляющему воздействию в разомкнутой системе

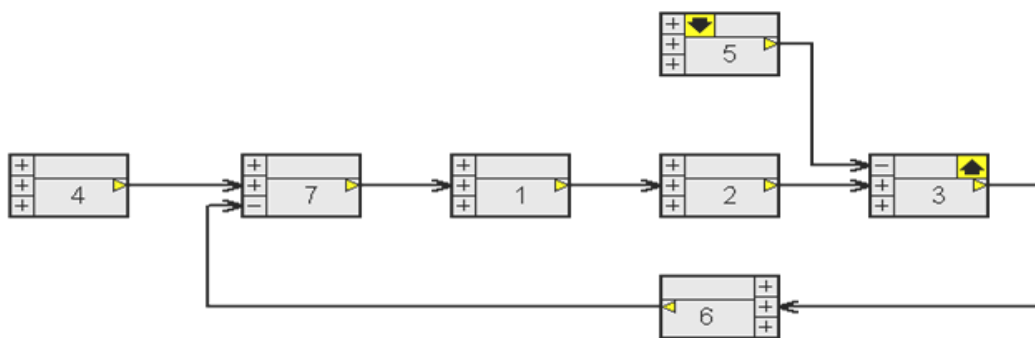


Рис. 4.15 - Модель замкнутой системы

Коэффициент передачи блока 4 выбираем по выражению

$$k_4 = \frac{1}{k_{3AM}} = \frac{1}{8.66},$$

где коэффициент передачи замкнутой системы

$$k_{3AM} = \frac{k_{РЕГ} \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot k_3}{1 + k_{РЕГ} \cdot k_{ИСХ}} = \frac{12,91 \cdot 5 \cdot 2 \cdot 0,5}{1 + 12,91 \cdot 0,5} = 8,66.$$

По методике, приведенной в задании №4.1, рассчитан предельный коэффициент усиления разомкнутой системы. Его значение равно $k_{ПР} = 64,57$. Выбираем коэффициент усиления регулятора по выражению (4.8), приняв $C = 1$.

$$k'_{РЕГ} = \frac{k_{ПР}}{C \cdot k_{ИСХ}} = \frac{64,57}{1 \cdot 0,5} = 129,1,$$

где $k_{ИСХ} = k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \cdot k_{ОС} = 5 \cdot 2 \cdot 0,5 \cdot 0,1 = 0,5$.

При этом система будет находиться на границе устойчивости. В этом случае график переходного процесса представляет собой незатухающие колебания постоянной амплитуды, а 2 корня характеристического уравнения находятся на мнимой оси.

Далее выбираем коэффициент усиления регулятора по выражению (4.8), приняв $C = 10$.

$$k_{РЕГ} = \frac{k_{ПР}}{C \cdot k_{ИСХ}} = \frac{64,57}{10 \cdot 0,5} = 12,91.$$

Чтобы получить переходный процесс по управляющему воздействию, назначаем вход на блок 4. Соответствующий график приведен на рис. 4.16.

Переходный процесс в замкнутой системе с П-регулятором имеет значительное перерегулирование 31 % (для большинства систем желательно иметь перерегулирование не более 20-25 %). Время регулирования составляет 0,84 с, что меньше, чем в разомкнутой системе. Чтобы получить переходный процесс по возмущению, переносим вход на блок 5.

По графику переходного процесса по возмущению (рис. 4.17) видно, что максимальное отклонение выходной величины

(динамический провал) по абсолютной величине составляет $\Delta u_{\max} = 0,26$, а установившееся отклонение (статическая ошибка) $\Delta u = 0,13$. То есть, в замкнутой системе статическая ошибка значительно меньше, чем в разомкнутой (в разомкнутой она принята за единицу).

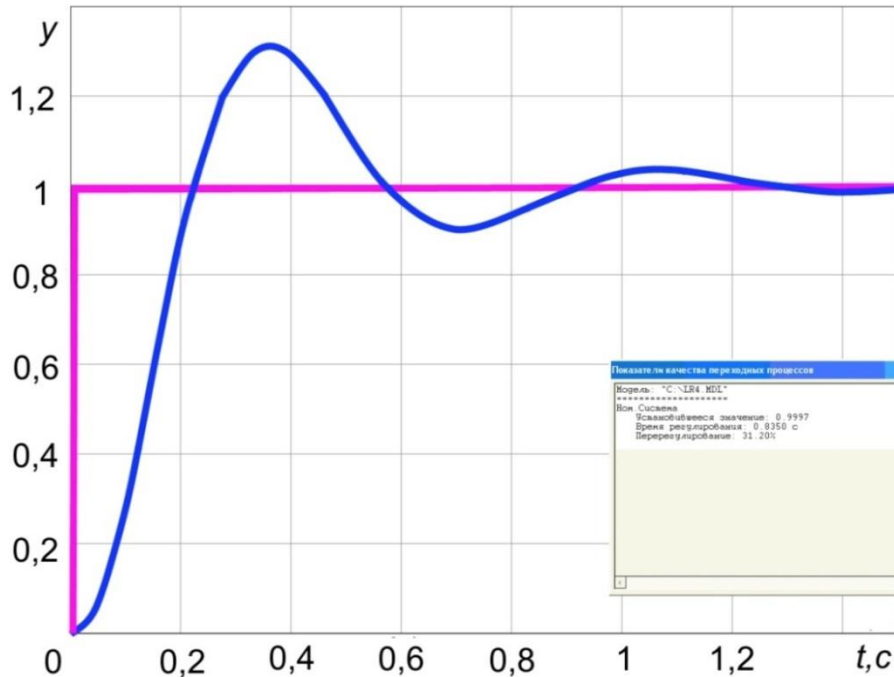


Рис. 4.16 - Переходный процесс по управляющему воздействию в замкнутой системе с П-регулятором

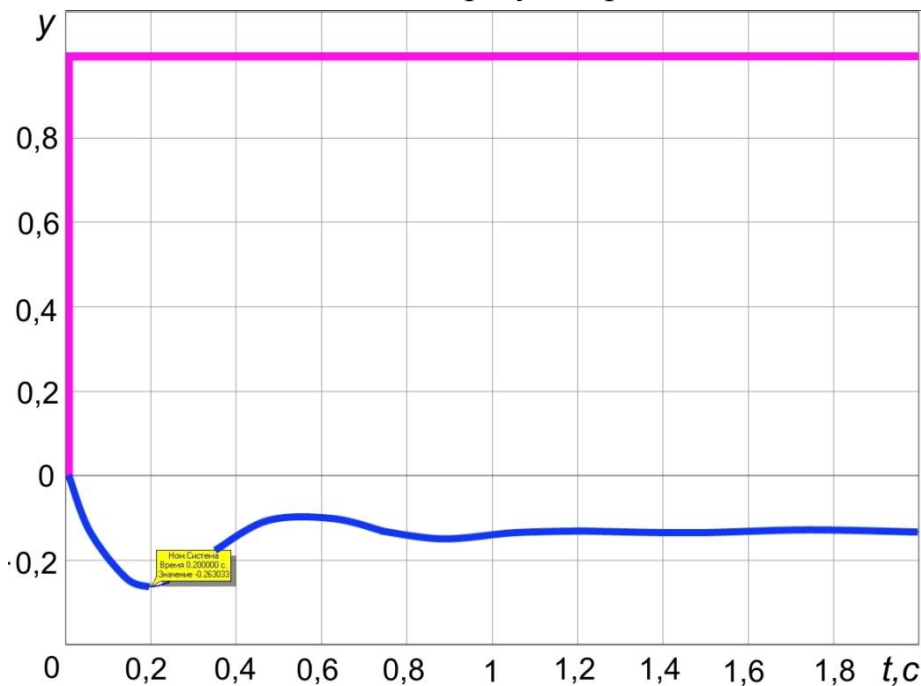


Рис. 4.17 - График переходного процесса по возмущению в системе с П-регулятором

Отметим, что при исследовании переходного процесса по возмущению

и оценке показателей качества программа иногда воспринимает его как переходный процесс по управлению и выдает показатели качества именно для такого процесса. В этом случае для определения максимального динамического провала следует указать курсором точку минимума кривой и щелкнуть левой кнопкой мыши. В результате, как показано на рис. 4.17, будет указано значение максимального динамического провала. Аналогично можно найти установившееся отклонение выходной величины (статическую ошибку).

В принципе, можно добиться снижения перерегулирования за счет снижения коэффициента передачи регулятора, но это, как пояснялось ранее, приводит к возрастанию статической ошибки.

Исследование показателей качества системы с ПИ-регулятором.

По методике, изложенной в п.4.2, выбираем параметры ПИ-регулятора. Наибольшей из постоянных времени исходной системы является постоянная времени $T_3 = 0,4$ с. По формуле (4.17) принимаем

$$T_{1REG} = T_3 = 0,4 \text{ с.}$$

Средней постоянной времени является постоянная $T_2 = 0,2$ с. Значение постоянной времени интегрирующего звена регулятора рассчитываем по выражению (4.18), приняв $b = 2$:

$$T_{И.РЕГ} = b \cdot k_{ИСХ} \cdot T_2 = 2 \cdot 0,5 \cdot 0,2 = 0,2 \text{ с.}$$

Модель системы остается прежней. Только в блоке 7 теперь задаем передаточную функцию ПИ-регулятора в виде

$$W_7(s) = \frac{1 + 0.4s}{0.2s}.$$

Коэффициент передачи блока 4 принимаем $k_4 = k_{OC} = 0,1$.

Переходный процесс по управляющему воздействию показан на рис. 4.18.

В системе с ПИ-регулятором, по сравнению с системой с П-регулятором, перерегулирование существенно уменьшилось. Однако, перерегулирование немного превышает 5 %, из-за этого сократить время переходного процесса не удалось.

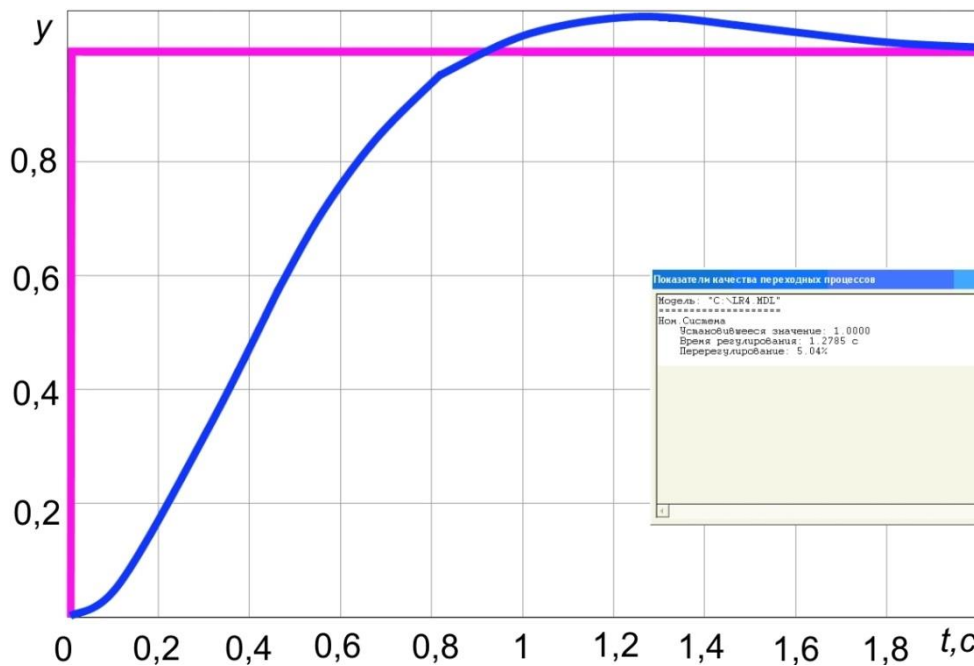


Рис. 4.18 – Графике переходный процесс по управляющему воздействию в системе с ПИ-регулятором

Для уменьшения времени переходного процесса можно задать большее значение коэффициента b , при этом кривая уже на первом колебании будет входить в зону допустимых отклонений и время регулирования сократится. Чтобы получить переходный процесс по возмущению, переносим вход на блок 5. График переходного процесса показан на рис. 4.19.

Из графика переходного процесса по возмущению (см. рис. 4.19) следует, что установившееся отклонение выходной величины в системе **равно нулю**, а максимальное динамическое отклонение составляет $\Delta y_{\max} = 0,49$.

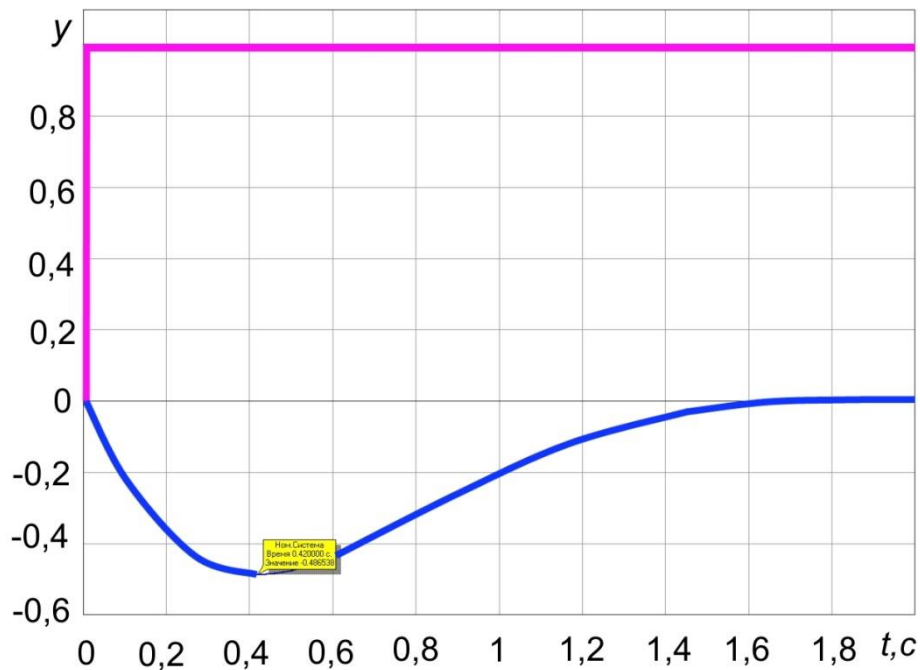


Рис. 4.19 - График переходного процесса по возмущению в системе с ПИД-регулятором

Исследование показателей качества системы с ПИД-регулятором.

По методике, изложенной в п.4.2, выбираем параметры ПИД-регулятора.

Компенсации подлежат большая и средняя постоянные времени, а некомпенсированной остается наименьшая постоянная времени $T_{\text{МЕНЬШАЯ}} = T_1$. Для этого нужно принять

$$T_{1\text{РЕГ}} = T_{\text{БОЛЬШАЯ}} = T_3 = 0,4 \text{ с}, \quad T_{2\text{РЕГ}} = T_{\text{СРЕДНЯЯ}} = T_2 = 0,2 \text{ с}. \quad (4.14)$$

Постоянную времени интегрирующего звена следует рассчитать по выражению

$$T_{\text{И.РЕГ}} = 2 \cdot k_{\text{ИСХ}} \cdot T_{\text{МЕНЬШАЯ}} = 2 \cdot 0,5 \cdot 0,01 = 0,01 \text{ с}.$$

Передаточная функция ПИД-регулятора имеет вид

$$W_{\text{РЕГ}}^{\text{ПИД}}(p) = \frac{(T_{1\text{РЕГ}} p + 1)(T_{2\text{РЕГ}} p + 1)}{T_{\text{И.РЕГ}} p}. \quad (4.15)$$

Чтобы задать ее в блоке 7, раскроем скобки в числителе и заменим символ p на s :

$$W_{\text{РЕГ}}^{\text{ПИД}}(s) = \frac{(1 + 0,4s)(1 + 0,2s)}{0,01s} = \frac{1 + 0,6s + 0,08s^2}{0,01s}.$$

Аналогично получим переходные процессы. Переходный процесс по управляющему воздействию показан на рис. 4.20.

Как следует из полученных данных, перерегулирование, как и должно быть при стандартной настройке на модульный оптимум, составляет 4,3 %. В системе с ПИД-регулятором по сравнению с системой с ПИ-регулятором время переходного процесса существенно уменьшилось и составило 0,04 с.

Из графика переходного процесса по возмущению (рис.4.21) следует, что установившееся отклонение выходной величины в системе равно нулю, а максимальное динамическое отклонение составляет $\Delta u_{max} = 0,05$. То есть примерно в 10 раз меньше, чем в системе с ПИ-регулятором.

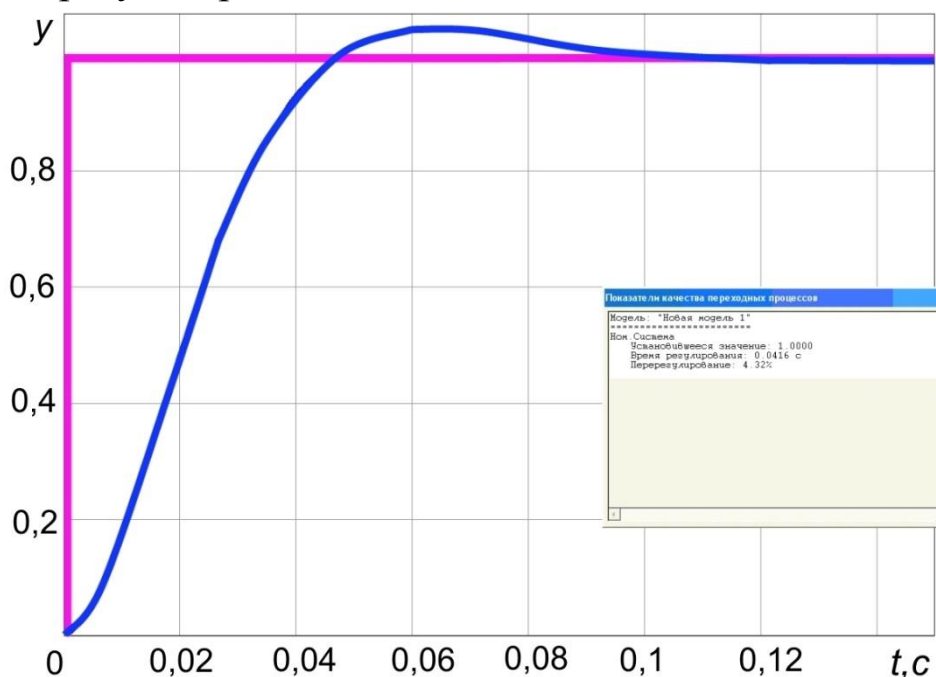


Рис. 4.20 - График переходного процесса по управляющему воздействию в системе с ПИД-регулятором

Из графика переходного процесса по возмущению (рис.4.21) следует, что установившееся отклонение выходной величины в системе равно нулю, а максимальное динамическое отклонение составляет $\Delta u_{max} = 0,05$. То есть примерно в 10 раз меньше, чем в системе с ПИ-регулятором.

Для наглядного сравнения систем представим результаты исследования в виде таблица 4.3.

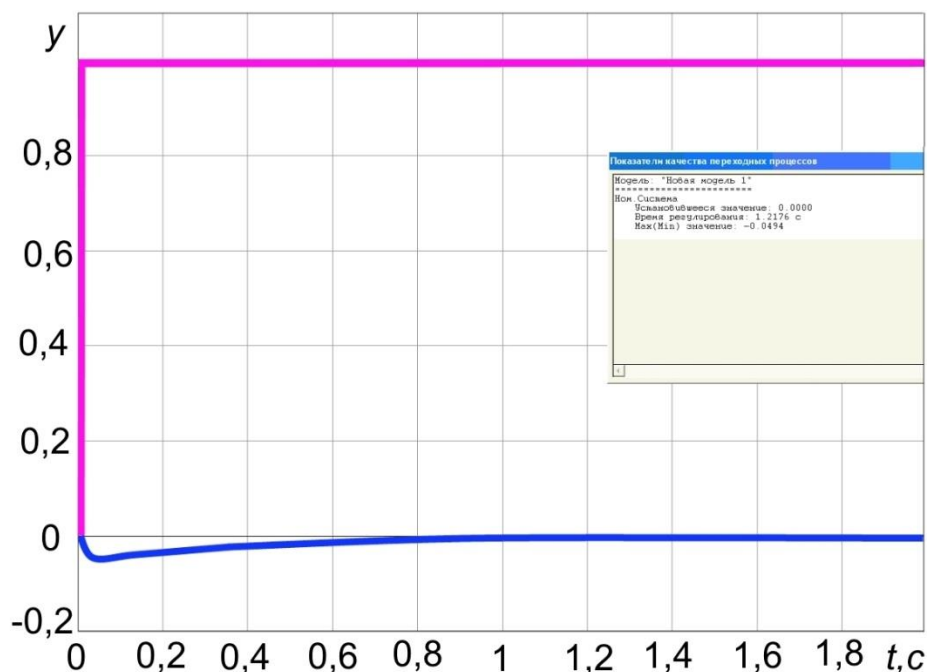


Рис. 4.21 – График переходного процесса по возмущению в системе с ПИД-регулятором

Из полученных данных следует, что наихудшие результаты дает использование разомкнутой системы.

Сравнивая системы с П-регулятором и ПИ-регулятором, можно отметить, что первая обеспечивает меньшее время переходного процесса и меньший динамический провал, но в то же время в системе с П-регулятором слишком большое перерегулирование, и ей присуща значительная статическая ошибка.

Безусловное преимущество по всем показателям качества имеет система с ПИД-регулятором.

Таблица 4.3

Показатели САУ с различными типами регуляторов

Тип системы	Время переходного процесса, $t_{п.п}$, с	Перерегулирование, σ , %	Динамический провал, Δu_{max} , о.е.	Статическая ошибка, Δu , %
Разомкнутая	1,48	0	1,00	100
Замкнутая с П-регулятором	0,84	31	0,26	13
Замкнутая с ПИ-регулятором	1,28	5	0,49	0
Замкнутая с ПИД-регулятором	0,04	4,3	0,50	0

Вопросы для самопроверки

1. Какими показателями характеризуется переходный процесс по управляющему воздействию?
2. Какими основными показателями характеризуется переходный процесс по возмущающему воздействию?
3. Поясните, как выбираются параметры П-регулятора.
4. Для чего нужна интегральная составляющая в передаточной функции регулятора?
5. Как выбираются параметры ПИ-регулятора?
6. Напишите выражение для передаточной функции ПИ-регулятора.
7. Как выбираются параметры ПИД-регулятора?
8. Напишите выражение для передаточной функции ПИД-регулятора.
9. Чему равна величина перерегулирования в системе, настроенной на модульный оптимум?

4.3 Динамические характеристики системы подчиненного регулирования со статическим объектом

В современных системах автоматического управления широко используется принцип подчиненного регулирования координат. Согласно терминологии, сложившейся в теории регулирования, будем называть корректирующее устройство регулятором, а нескорректированную систему – объектом управления или исходной системой.

Схема двухконтурной системы подчиненного регулирования (СПР) приведена на рис. 4.22.

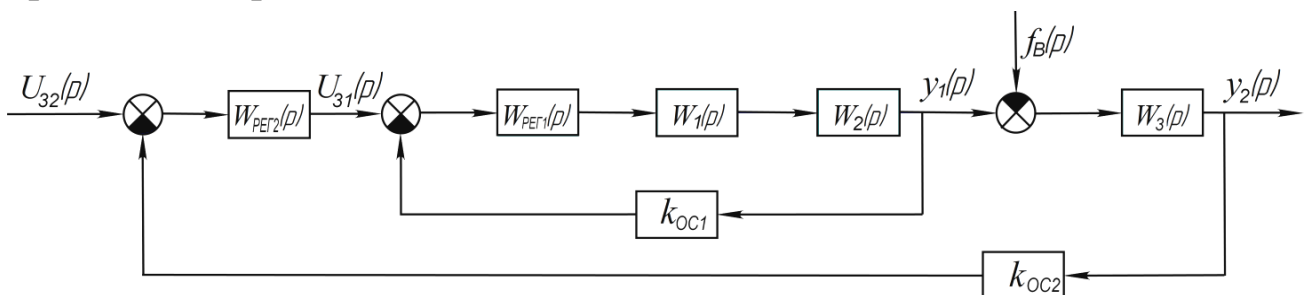


Рис. 4.22 - Схема двухконтурной системы подчиненного регулирования

Для построения СПР исходную систему разбивают на звенья с передаточными функциями (ПФ) $W_1(p)$, $W_2(p)$, $W_3(p)$ так, чтобы каждое звено содержало не более одной, максимум двух, существенных постоянных времени, которые принято называть «большими».

«Большие» постоянные времени значительно ухудшают динамические характеристики системы и их влияние должно быть скомпенсировано введением соответствующих регуляторов.

Предположим, что в исходной системе звено с ПФ

$$W_1(p) = \frac{k_1}{T_1 p + 1}$$

имеет «малую» постоянную времени $T_1 = T_{\mu 1}$ («малую» постоянную принято обозначать с индексом μ), а звенья с ПФ

$$W_2(p) = \frac{k_2}{T_2 p + 1}; \quad W_3(p) = \frac{k_3}{T_3 p + 1}$$

содержат «большие» постоянные T_2, T_3 .

Для управления переменной y_1 в систему вводят датчик с коэффициентом передачи k_{OC1} и регулятор с ПФ $W_{РЕГ1}(p)$ и создают внутренний контур регулирования. Аналогично, для управления переменной y_2 используют датчик с коэффициентом передачи k_{OC2} и регулятор с ПФ $W_{РЕГ2}(p)$. При этом контур управления переменной y_2 оказывается внешним по отношению к контуру регулирования y_1 . Если исходная система содержит большее количество звеньев, то далее аналогично формируют дополнительные контуры регулирования.

Как следует из приведенной схемы, задающим сигналом U_{z1} для внутреннего контура является выходной сигнал регулятора внешнего контура, то есть задача регулирования переменной y_1 *подчинена* задаче управления переменной y_2 . С этим связано название систем.

При выборе регуляторов используют так называемые стандартные настройки контуров системы. Для обеспечения высокого быстродействия системы (контура) при отработке задающего воздействия применяют настройку *на технический (ТО) оптимум* (другое название *модульный оптимум* - МО). В этом случае передаточная функция разомкнутой системы (контура) после введения регулятора должна иметь вид

$$W_{TO}(p) = \frac{1}{2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)}. \quad (4.16)$$

Переходный процесс по управляющему воздействию в системе, настроенной по условиям ТО, имеет перерегулирование $\sigma_1 = 4,3\%$, то есть кривая переходного процесса уже на первом колебании входит в 5 %-ю зону допустимых отклонений. За счет этого обеспечивается близкое к минимальному время регулирования $t_{пу} = 4,1 \cdot T_\mu$.

Выбор регуляторов в системе начинают с внутреннего контура. Передаточная функция разомкнутого внутреннего контура в исходном состоянии (до введения регулятора) имеет вид

$$W_{ИСХ1}(p) = W_1(p) \cdot W_2(p) \cdot k_{ОС1} \cdot \quad (4.17)$$

После введения регулятора передаточная функция разомкнутого внутреннего контура должна совпадать с выражением (4.16):

$$W_{РЕГ1}(p) \cdot W_{ИСХ1}(p) = W_{ТО}(p),$$

откуда требуемая передаточная функция регулятора

$$W_{РЕГ1}(p) = \frac{W_{ТО}(p)}{W_{ИСХ1}(p)}. \quad (4.18)$$

Подставив в последнее соотношение выражения (4.16) и (4.17), получим

$$W_{РЕГ1}(p) = \frac{T_2 p + 1}{T_{И1} p}, \quad (4.19)$$

где постоянная времени интегрирующего преобразования регулятора

$$T_{И1} = 2T_\mu \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot k_{ОС1}. \quad (4.20)$$

Выражение (4.18) соответствует передаточной функции ПИ-регулятора. Причем, постоянную времени в числителе передаточной функции регулятора необходимо принять равной «большой» постоянной времени T_2 , а постоянную времени в знаменателе рассчитать по выражению (4.20).

Далее переходят к выбору регулятора внешнего контура. Передаточная функция этого контура в разомкнутом исходном состоянии (до введения второго регулятора) имеет вид

$$W_{ИСХ2}(p) = W_{ЗАМ}(p) \cdot W_3(p) \cdot k_{ОС2}, \quad (4.21)$$

где передаточная функция внутреннего замкнутого контура

$$W_{ЗАМ}(p) = \frac{1/k_{OC1}}{2T_{\mu1}^2 p^2 + 2T_{\mu1} p + 1}.$$

Поскольку $2T_{\mu1}^2$ – малая величина, ею пренебрегают и принимают

$$W_{ЗАМ}(p) \approx \frac{1/k_{OC1}}{2T_{\mu1} p + 1}. \quad (4.22)$$

Как следует из последнего выражения, для внешнего контура в качестве некомпенсируемой постоянной времени T_{μ} приходится принимать $T_{\mu} = T_{\mu2} = 2T_{\mu1}$. Поэтому выражение (4.16) для внешнего контура принимает вид

$$W'_{ТО}(p) = \frac{1}{2T_{\mu2} p (T_{\mu2} p + 1)}. \quad (4.23)$$

После введения регулятора передаточная функция разомкнутого внешнего контура должна совпадать с выражением (4.23):

$$W_{РЕГ2}(p) \cdot W_{ИСХ2}(p) = W'_{ТО}(p). \quad (4.24)$$

Откуда требуемая передаточная функция регулятора

$$W_{РЕГ2}(p) = \frac{W'_{ТО}(p)}{W_{ИСХ2}(p)}. \quad (4.25)$$

Подставив в последнее соотношение выражения (4.21) и (4.23), получим

$$W_{РЕГ2}(p) = \frac{T_3 p + 1}{T_{И2} p}, \quad (4.26)$$

где постоянная времени интегрирующего преобразования регулятора

$$T_{И2} = 2T_{\mu2} \cdot k_3 \cdot k_{OC2} \cdot \frac{1}{k_{OC1}} = 4T_{\mu1} \cdot k_3 \cdot k_{OC2} \cdot \frac{1}{k_{OC1}}. \quad (4.27)$$

Выражение (4.26) соответствует передаточной функции ПИ-регулятора. Причем постоянную времени в числителе передаточной функции регулятора необходимо принять равной «большой» постоянной времени T_3 , а постоянную времени в знаменателе рассчитать по выражению (4.27).

Задание № 4.3 и методические указания к его выполнению

Численные значения параметров исследуемой системы приведены в табл. 4.4 (номер варианта задается преподавателем). Исследования качества переходных процессов проводятся с использованием программы CLASSiC-3.01.

Таблица 4.4

Исходные данные для расчета

№	k_1	k_2	k_3	T_1	T_2	T_3
1	5	5	1,1	0,02	0,50	0,24
2	7	2	3,2	0,03	0,35	0,90
3	4	3	0,5	0,04	0,45	0,15
4	7	4	1,0	0,03	0,95	0,65
5	8	2	0,5	0,05	0,70	1,20
6	3	6	0,6	0,06	2,10	1,50
7	8	7	0,4	0,03	0,40	0,70
8	4	3	0,7	0,02	0,50	0,80
9	5	1	0,8	0,05	0,30	0,50
10	7	2	0,6	0,06	1,10	2,50
11	6	1	0,9	0,04	0,65	1,00

Примечание: Для всех вариантов принять $k_{OC1} = k_{OC2} = 1$.

Требуется выбрать регулятор внутреннего контура из условий настройки на технический оптимум; набрать модель замкнутого контура и исследовать переходный процесс по управляющему воздействию.

Выбрать регулятор внешнего контура из условий настройки на технический оптимум; набрать модель СПР и исследовать переходные процессы по управляющему и возмущающему воздействиям.

Пример 4.3. Примем в качестве расчетных следующие значения параметров: $k_1 = 4$; $k_2 = 0,5$; $k_3 = 0,8$; $k_{OC1} = k_{OC2} = 1$; $T_1 = 0,01$ с; $T_2 = 0,2$ с; $T_3 = 0,5$ с.

Выбор регулятора и исследование характеристик внутреннего контура СПР.

Модель внутреннего контура приведена на рис. 4.23.

Здесь блок 1 соответствует регулятору, блок 2 – передаточной функции $W_1(p)$, блок 3 – передаточной функции $W_2(p)$, блок 4 – коэффициенту передачи k_{OC1} . Передаточная функция регулятора и его параметры выбраны в соответствии с выражениями (4.18), (4.19)

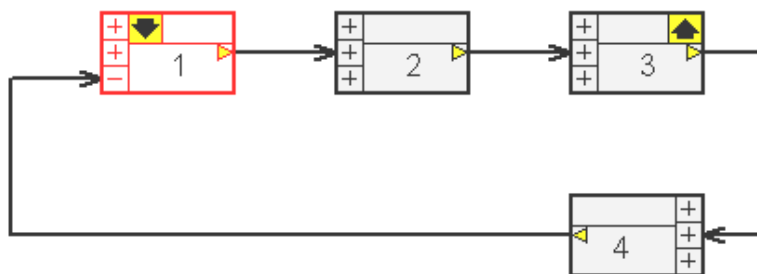


Рис. 4.23 – Модель внутреннего контура

$$W_{РЕГ1}(p) = \frac{T_2 p + 1}{T_{И1} p},$$

где $T_2 = 0,2 \text{ с}$; $T_{И1} = 2T_{\mu1} \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot k_{oc1} = 2 \cdot 0,01 \cdot 4 \cdot 0,5 \cdot 1 = 0,04 \text{ с}$.

Напоминание. При наборе параметров блоков следует учитывать, что в программе *CLASSiC* вместо символа p используется символ s , а вместо десятичной запятой используется точка.

Для исследования переходного процесса по управляющему воздействию вход назначен на блок 1, выход – на блок 3. Далее переходим к пункту меню «Расчеты», «Характеристики». Переходный процесс по управляющему воздействию показан на рис. 4.24.

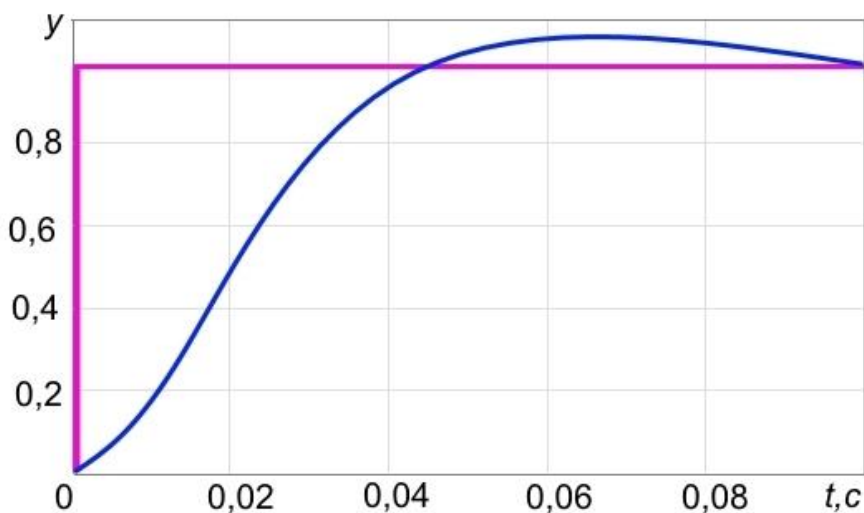


Рис. 4.24 - Переходный процесс по управляющему воздействию во внутреннем контуре

Как следует из графика на рис.4.24, переходный процесс имеет стандартное значение перерегулирования 4,3 %; стремится к установившемуся значению, равному единице; время регулирования равно 0,0416 с.

Исследование характеристик внешнего контура СПР

Далее переходим к исследованию модели двухконтурной системы (рис. 4.25). Здесь дополнительно введены блоки: 8 – регулятор внешнего контура; 5 – звено с передаточной функцией $W_3(p)$, 6 – блок для задания величины возмущающего воздействия; 7 – звено с коэффициентом передачи k_{OC2} .

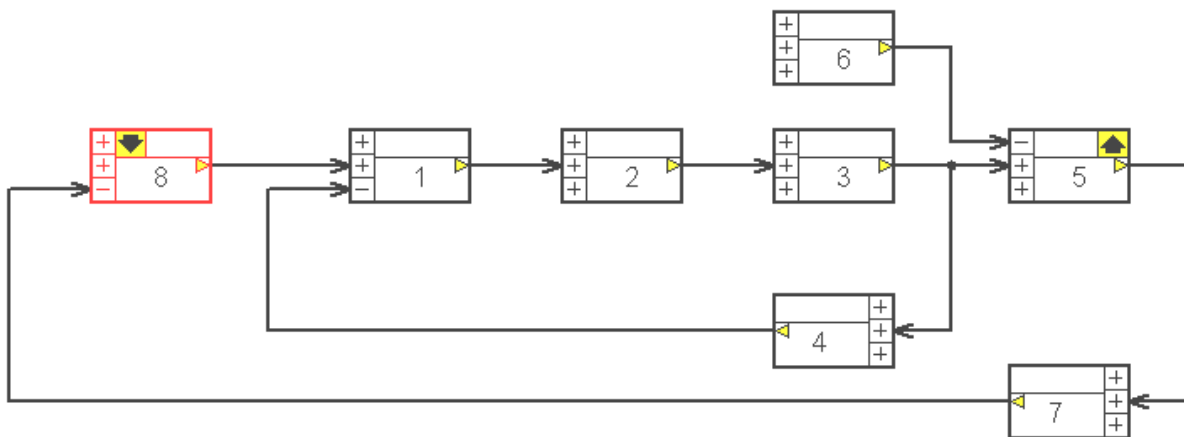


Рис. 4.25 - Модель двухконтурной системы

Передаточная функция регулятора и его параметры выбраны в соответствии с выражениями (4.25), (4.26)

$$W_{REG2}(p) = \frac{T_3 p + 1}{T_{И2} p},$$

где $T_3 = 0,5$ с;

$$\begin{aligned} T_{И2} &= 2T_{\mu2} \cdot k_3 \cdot k_{OC2} \cdot \frac{1}{k_{OC1}} = \\ &= 4T_{\mu1} \cdot k_3 \cdot k_{OC2} \cdot \frac{1}{k_{OC1}} = 4 \cdot 0,01 \cdot 0,8 \cdot 1/1 = 0,032 \text{ с}. \end{aligned}$$

Для исследования переходного процесса по управляющему воздействию вход назначен на блок 8, выход – на блок 5. Далее переходим к пункту меню «**Расчеты**», «**Характеристики**».

Переходный процесс по управляющему воздействию показан на рис. 4.26. Показатели качества переходного процесса: время регулирования 0,12 с; перерегулирование 8,14 %.

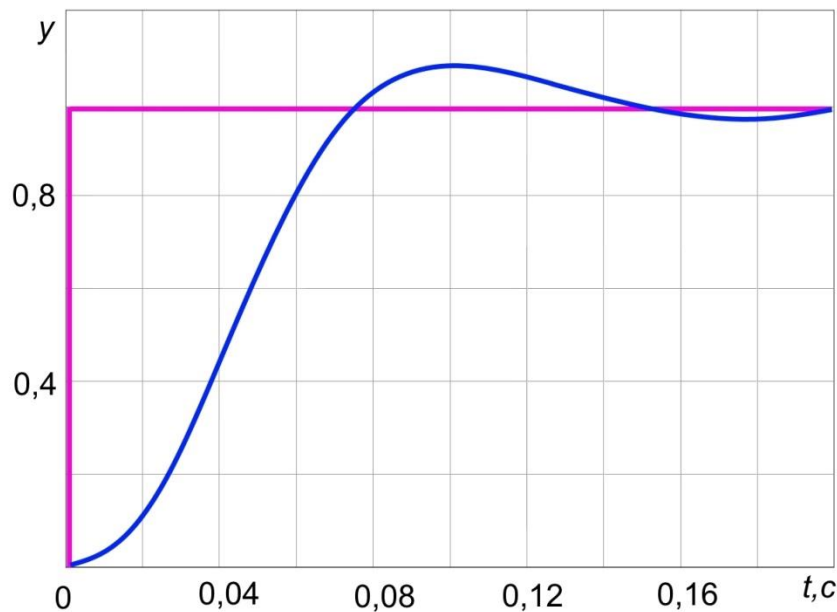


Рис. 4.26 - Переходный процесс по управляющему воздействию

Как следует из графика (см. рис. 4.26), перерегулирование во внешнем контуре отличается от стандартного значения 4,3 %. Это обусловлено тем, что при синтезе регулятора вместо точного выражения использовано приближенное соотношение (4.22).

Чтобы получить переходный процесс по возмущению, переносим вход на блок 6.

Коэффициент передачи блока 6 задаем равным $1/k_3 = 1/0,8$. При таком выборе возмущающего воздействия установившееся отклонение выходной величины в разомкнутой системе было бы равно 1. Напомним, что переходный процесс по возмущению снимается для отклонения выходной величины от исходного установившегося значения.

График переходного процесса по возмущению во внешнем контуре показан на рис. 4.27.

Из графика следует, что в замкнутой системе после динамического провала на $\Delta y_{max} = 0,078 = 7,8\%$ отклонение выходной величины стремится к нулю, т.е. выходная величина возвращается к исходному значению, и статическая ошибка равна нулю.

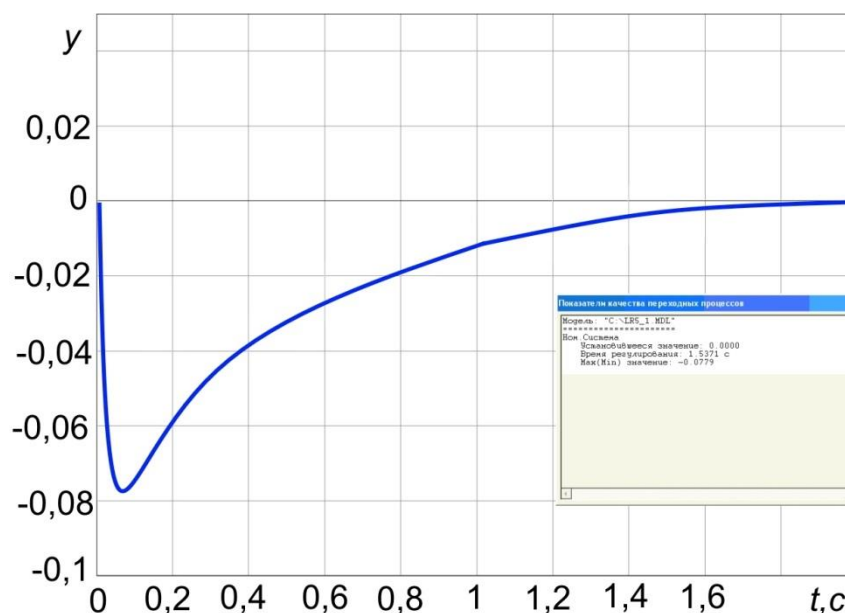


Рис. 4.27 - График переходного процесса по возмущению во внешнем контуре

Из графика следует, что в замкнутой системе после динамического провала на $\Delta u_{max} = 0,078 = 7,8\%$ отклонение выходной величины стремится к нулю, т.е. выходная величина возвращается к исходному значению, и статическая ошибка равна нулю.

ВЫВОДЫ. Из полученных данных следует, что в СПР со статическим объектом управления настройка внутреннего и внешнего контуров системы на технический оптимум обеспечивает высокое качество переходного процесса по управляющему воздействию: во внутреннем контуре перерегулирование составляет 4,3 %; время регулирования равно 0,041 с; во внешнем контуре перерегулирование составляет 8,1 %, время регулирования равно 0,12 с.

Настройка на модульный оптимум СПР со статическим объектом обеспечивает отработку возмущения с нулевой статической ошибкой.

Вопросы для самопроверки

1. С чем связано название «системы подчиненного регулирования»?
2. Напишите выражение для передаточной функции разомкнутого контура при настройке на модульный (технический) оптимум.
3. Какими стандартными показателями качества характеризуется переходный процесс по управляющему воздействию при настройке на модульный оптимум?
4. За счет чего при настройке на модульный оптимум достигается минимальное время регулирования?

5. Какие регуляторы используются во внутреннем и внешнем контуре при настройке на модульный оптимум?

6. Чему равна статическая ошибка СПР со статическим объектом управления?

4.4 Динамические характеристики системы подчиненного регулирования с астатическим объектом

Здесь, как и в предыдущем пункте 4.3, исследуется двухконтурная система подчиненного регулирования, структурная схема которой приведена на рис. 4.28. Отличие схемы заключается лишь в дополнительном звене на входе с передаточной функцией $W_{\phi}(p)$, назначение которого поясняется ниже. Кроме того, звено с передаточной функцией $W_3(p)$ является астатическим (интегрирующим).

Исходная система вновь разбита на звенья с передаточными функциями (ПФ) $W_1(p)$, $W_2(p)$, $W_3(p)$. В исходной системе звено с ПФ

$$W_1(p) = \frac{k_1}{T_1 p + 1}$$

имеет «малую» постоянную времени $T_1 = T_{\mu 1}$, звенья с ПФ

$$W_2(p) = \frac{k_2}{T_2 p + 1}; W_3(p) = \frac{k_3}{T_3 p}$$

содержат «большие» постоянные T_2 , T_3 . Причем в отличие от предыдущей работы здесь третье звено является *астатическим* (интегрирующим).

Для управления переменной y_1 в систему введен датчик с коэффициентом передачи k_{OC1} и регулятор с ПФ $W_{PEГ1}(p)$ и создан внутренний контур регулирования. Аналогично, для управления переменной y_2 использован датчик с коэффициентом передачи k_{OC2} и регулятор с ПФ $W_{PEГ2}(p)$.

При выборе регулятора внутреннего контура используется, как и в предыдущей работе, стандартная настройка *на технический оптимум*. Передаточная функция разомкнутого внутреннего контура после введения регулятора имеет вид

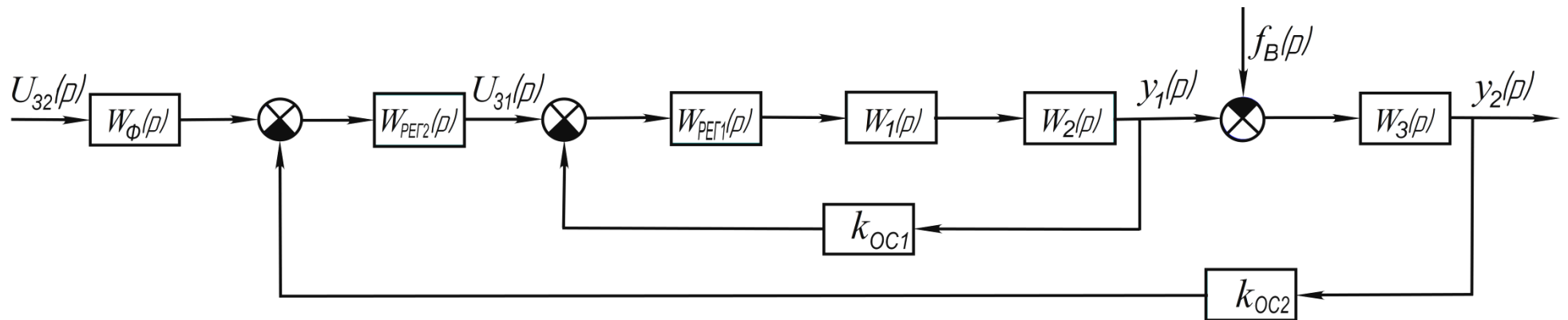


Рис. 4.28

$$W_{TO}(p) = \frac{1}{2T_{\mu 1}p(T_{\mu 1}p + 1)}. \quad (4.28)$$

По методике, изложенной п.4.3, выбран ПИ-регулятор внутреннего контура с передаточной функцией

$$W_{рег1}(p) = \frac{T_2p + 1}{T_{И1}p}, \quad (4.29)$$

где постоянная времени интегрирующего преобразования регулятора

$$T_{И1} = 2T_{\mu 1} \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot k_{OC1}, \quad (4.30)$$

а постоянная времени в числителе передаточной функции регулятора принята равной «большой» постоянной времени T_2 .

После введения регулятора передаточная функция внутреннего замкнутого контура, как показано в п.4.3, имеет вид

$$W_{ЗАМ}(p) \approx \frac{1/k_{OC1}}{2T_{\mu 1}p + 1}. \quad (4.31)$$

Для дальнейших расчетов преобразуем алгоритмическую схему системы к виду, показанному на рис.4.29. На этой схеме динамические свойства внутреннего замкнутого контура отражены одним звеном с передаточной функцией $W_{ЗАМ}(p)$.

Далее переходим к выбору регулятора внешнего контура. Внешний контур может настраиваться на **технический - ТО** или на **симметричный (СО) оптимум**.

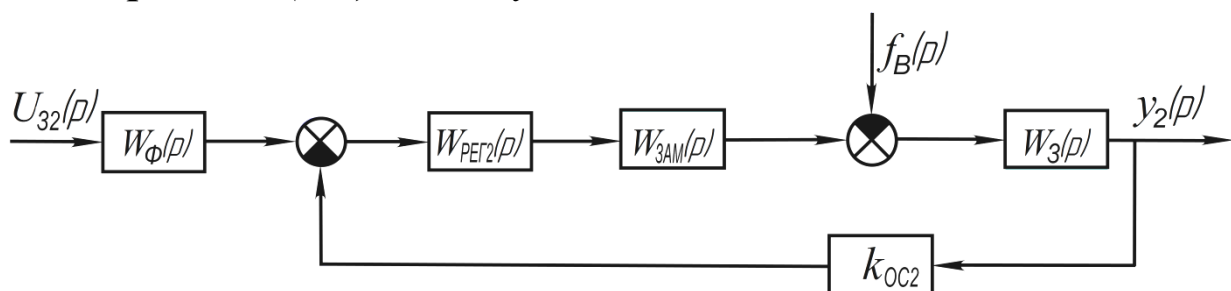


Рис. 4.29 – Преобразованная алгоритмическая схема

Для выбора регулятора используется рассмотренная в предыдущем задании методика.

Находится передаточная функция разомкнутого внешнего контура

$$W_{РЕГ2}(p) \cdot W_{ИСХ2}(p), \quad (4.32)$$

где

$$W_{ИСХ2}(p) = W_{ЗАМ}(p) \cdot W_3(p) \cdot k_{ОС2}. \quad (4.33)$$

Причем для внешнего контура, как следует из (4.31), в качестве некомпенсируемой постоянной времени приходится принимать

$$T_{\mu 2} = 2T_{\mu 1}.$$

Передаточная функция (4.28) для внешнего контура при *настройке на ТО* имеет вид

$$W'_{ТО}(p) = \frac{1}{2T_{\mu 2}p(T_{\mu 2}p + 1)}. \quad (4.34)$$

Приравняв выражения (4.32) и (4.34), найдем требуемую передаточную функцию регулятора

$$W_{РЕГ2}(p) = \frac{W'_{ТО}(p)}{W_{ИСХ2}(p)}. \quad (4.35)$$

Подставив в последнее соотношение выражения (4.33) и (4.34), получим

$$W_{РЕГ2}(p) = \frac{T_3 k_{ОС1}}{2T_{\mu 2} k_3 k_{ОС2}} = k_{РЕГ2}. \quad (4.36)$$

Таким образом, при настройке на ТО регулятор внешнего контура оказывается пропорциональным. Настройка, как показано выше, обеспечивает близкое к предельному быстродействие при отработке задающего воздействия. Однако при настройке на ТО не удастся подавить возмущение, действующее на входе интегрирующего звена. Иными словами, система будет иметь статическую ошибку.

Настройка внешнего контура на симметричный оптимум (СО).

Для сведения статической ошибки к нулю в системах с астатическим объектом используют стандартную настройку на СО. В этом случае передаточная функция контура в разомкнутом состоянии должна иметь вид

$$W_{СО}(p) = \frac{4T_{\mu 2}p + 1}{8T_{\mu 2}^2 p (T_{\mu 2}p + 1)}. \quad (4.37)$$

Передаточная функция регулятора ищется по выражению, аналогичному (4.35), в котором в числителе используется передаточная функция (4.37):

$$W_{РЕГ2}(p) = \frac{W_{CO}(p)}{W_{ИСХ2}(p)}.$$

После подстановки в него соответствующих соотношений и преобразований получим

$$W_{РЕГ2}(p) = \frac{4T_{\mu2}p + 1}{T_{И2}p}. \quad (4.38)$$

Выражение (4.38) соответствует передаточной функции ПИ-регулятора. Причем, постоянную времени в числителе передаточной функции регулятора необходимо принять равной $4T_{\mu2}$, а постоянную времени в знаменателе рассчитать по выражению

$$T_{И2} = \frac{8 \cdot T_{\mu2}^2 \cdot k_3 \cdot k_{OC2}}{k_{OC1} \cdot T_3}. \quad (4.39)$$

Настройка на симметричный оптимум дает переходный процесс по управляющему воздействию со значительным перерегулированием – 43,5 %; время переходного процесса зависит только от $T_{\mu2}$ и составляет $14,8T_{\mu2}$. То есть показатели качества переходного процесса при такой настройке хуже, чем при настройке на модульный оптимум. Но использование интегрального регулятора позволяет свести к нулю статическую ошибку системы. Кроме того, перерегулирование в системе может быть снижено до 8 % установкой на входе системы сглаживающего фильтра с передаточной функцией

$$W_{\phi}(p) = \frac{1}{4T_{\mu2}p + 1}. \quad (4.40)$$

Задание № 4.4 и методические указания к его выполнению

Исследование переходных процессов проводится с использованием программы *CLASSiC-3.01*.

Используя результаты предыдущей работы, определить передаточную функцию внутреннего замкнутого контура. Выбрать

регулятор внешнего контура из условий настройки на ТО; набрать модель СПР и исследовать переходные процессы по управляющему и возмущающему воздействиям.

Выбрать регулятор внешнего контура из условий настройки на СО; набрать модель СПР и исследовать переходные процессы по управляющему и возмущающему воздействиям.

Пример 4.4. Примем в качестве расчетных следующие значения параметров: $k_1 = 4$; $k_2 = 0,5$; $k_3 = 0,8$; $k_{OC1} = k_{OC2} = 1$; $T_1 = 0,01$ с; $T_2 = 0,2$ с; $T_3 = 0,3$ с.

Исследование характеристик СПР при настройке внешнего контура на технический оптимум.

Выбор регулятора внутреннего контура **ничем не отличается от выполненного в задании №4.3.** В результате введения этого регулятора передаточная функция внутреннего замкнутого контура по выражению (4.31) будет

$$W_{ЗАМ}(p) \approx \frac{1/k_{OC1}}{2T_{\mu 1}p + 1} = \frac{1}{2 \cdot 0,01p + 1} = \frac{1}{0,02p + 1}. \quad (4.41)$$

Заменим при дальнейшем исследовании замкнутый внутренний контур эквивалентной передаточной функцией (4.41).

Алгоритмическая схема системы для исследования динамических характеристик внешнего контура показана на рис.4.30.

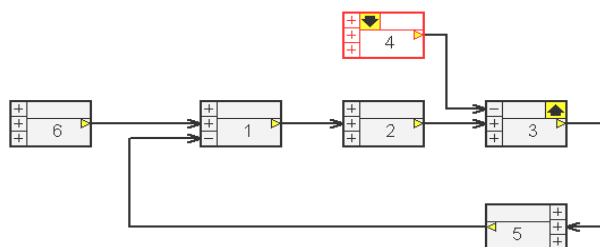


Рис. 4.30 - Алгоритмическая схема системы для исследования динамических характеристик внешнего контура

В блоке 1 задается передаточная функция регулятора внешнего контура; в блоке 2 – передаточная функция по выражению (4.41); в блоке 3 – передаточная функция по выражению $W_3(p) = \frac{k_3}{T_3 p} = \frac{0,8}{0,3 p}$;

в блоке 5 – коэффициент передачи $k_{OC2} = 1$; в блоке 4 – коэффициент передачи по возмущению $1/k_3 = 1/0,8$.

По выражению (4.36) рассчитывается коэффициент передачи П-регулятора

$$k_{РЕГ2} = \frac{T_3 \cdot k_{OC1}}{2T_{\mu2} \cdot k_3 \cdot k_{OC2}} = \frac{0,3 \cdot 1}{2 \cdot 0,02 \cdot 0,8 \cdot 1} = 9,38.$$

Полученное значение $k_{РЕГ2}$ задается в блоке 1. Блок 6 на этом этапе исследования не используется, для определенности задаем его коэффициент передачи равным 1.

Для исследования переходного процесса по управляющему воздействию задаем вход на блок 1, выход на блок 3. Переходя к пунктам меню «Расчеты», «Характеристики», получаем график, приведенный на рис.4.31.

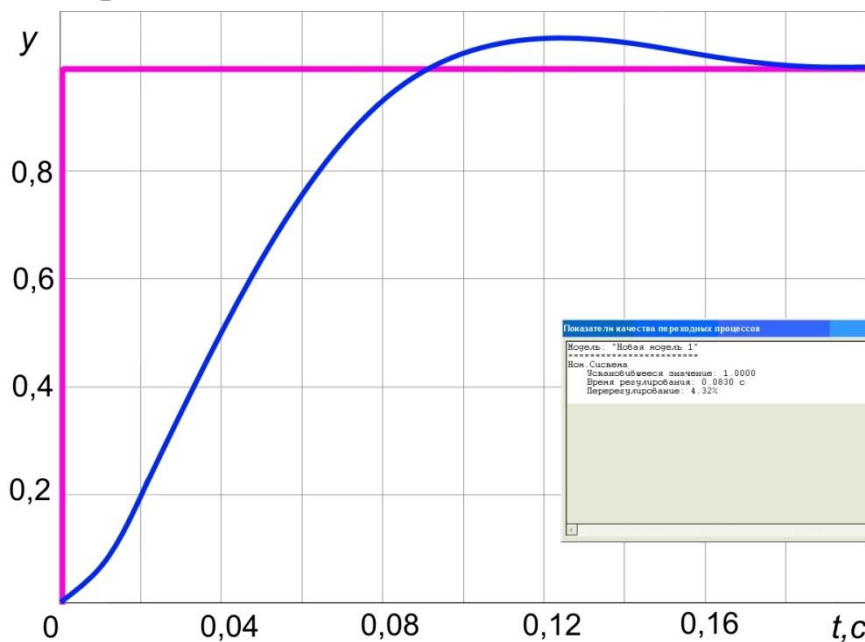


Рис. 4.31 – График переходного процесса по управляющему воздействию при настройке внешнего контура на ТО

Как и ожидалось (см. п.4.3), перерегулирование составляет 4,3 %, время регулирования $t_{ПУ} = 4,1 \cdot T_{\mu2} = 4,1 \cdot 0,02 \approx 0,082с$.

Для исследования переходного процесса по возмущению переносим вход на блок 4. График переходного процесса для отклонений показан на рис.4.32

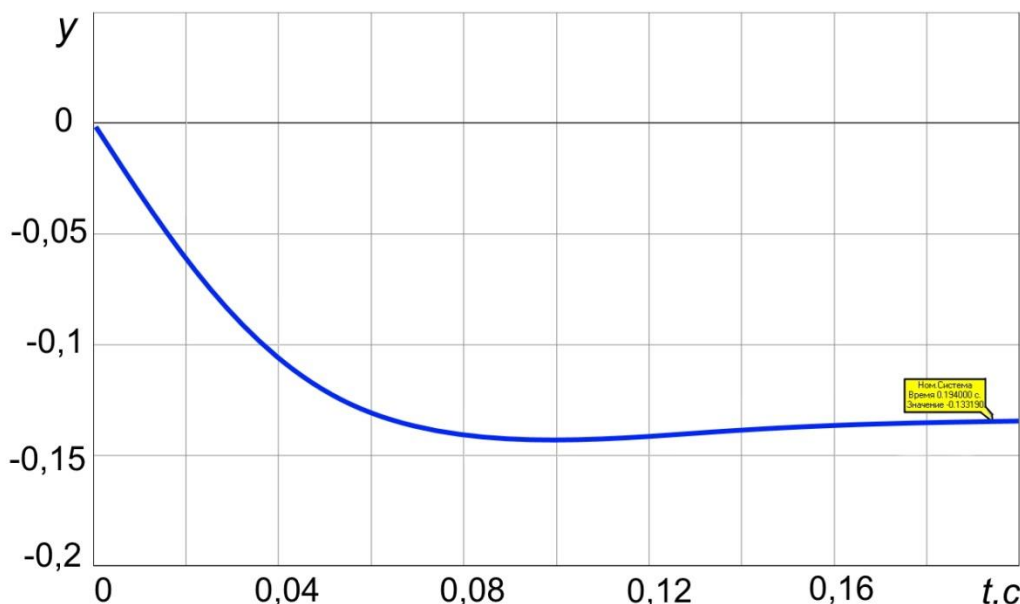


Рис. 4.32 – График переходного процесса по возмущению при настройке внешнего контура на ТО

Из графика следует, что динамический провал регулируемой величины составляет $\Delta y_{\max} = 0,14$, а установившееся отклонение по модулю (статическая ошибка) $\Delta y = 0,13$.

Исследование характеристик СПР при настройке внешнего контура на симметричный оптимум.

Алгоритмическая схема системы для исследования динамических характеристик внешнего контура остается неизменной.

По выражению (4.39) рассчитываем постоянную времени в знаменателе передаточной функции регулятора

$$T_{И2} = \frac{8 \cdot T_{\mu 2}^2 \cdot k_3 \cdot k_{OC2}}{k_{OC1} \cdot T_3} = \frac{8 \cdot (0,02)^2 \cdot 0,8 \cdot 1}{1 \cdot 0,3} = 0,0085 \text{ с.}$$

Находим значение $4T_{\mu 2} = 4 \cdot 0,02 = 0,08 \text{ с.}$

В соответствии с выражением (4.37) в блоке 1 задаем передаточную функцию регулятора для настройки на СО

$$W_{PEГ2}(p) = \frac{4T_{\mu 2}p + 1}{T_{И2}p} = \frac{0,08p + 1}{0,0085p}.$$

Для исследования переходного процесса по управляющему воздействию задаем вход на блок 6. Переходя к пунктам меню «Расчеты», «Характеристики», получаем график, приведенный на рис. 4.33.

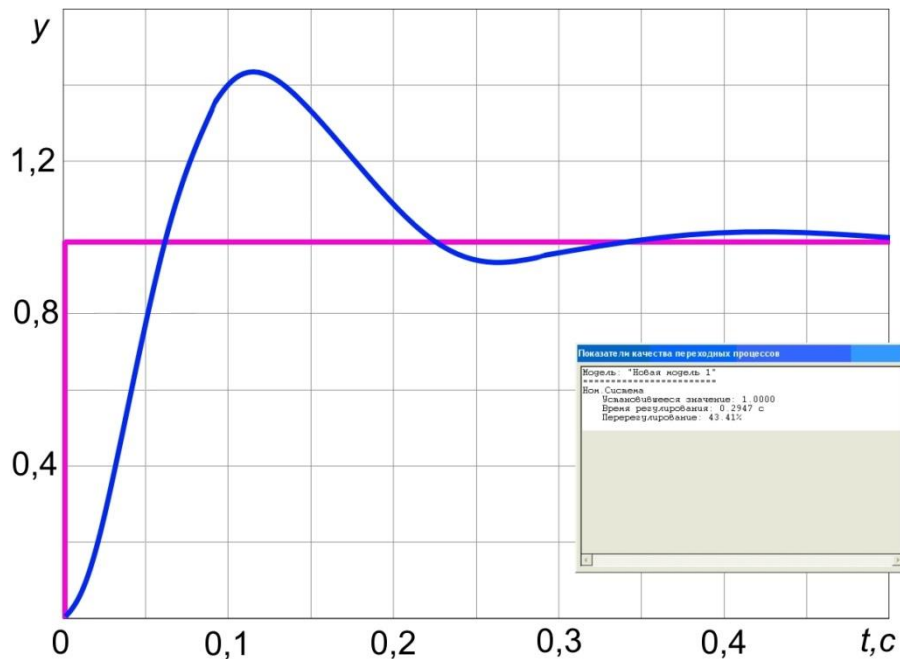


Рис. 4.33 - Переходный процесс по управляющему воздействию при настройке внешнего контура на CO, без фильтра на входе

Как и следовало ожидать (см. п.4.4), перерегулирование составляет около 43 %, время регулирования

$$14,8 \cdot T_{\mu 2} = 14,8 \cdot 0,02 = 0,29 \text{ с.}$$

Для исследования переходного процесса по управляющему воздействию с фильтром рассчитываем значения, входящие в передаточную функцию (4.39)

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{4T_{\mu 2}p + 1} = \frac{1}{4 \cdot 0,02p + 1} = \frac{1}{0,08p + 1},$$

и задаем их в блоке 6.

График исследуемого процесса показан на рис. 4.34. Он, как и ожидалось, имеет перерегулирование около 8 %; время регулирования при этом также уменьшилось и составило 0,24 с.

Для исследования переходного процесса по возмущению переносим вход на блок 4. График переходного процесса для отклонений показан на рис. 4.35.

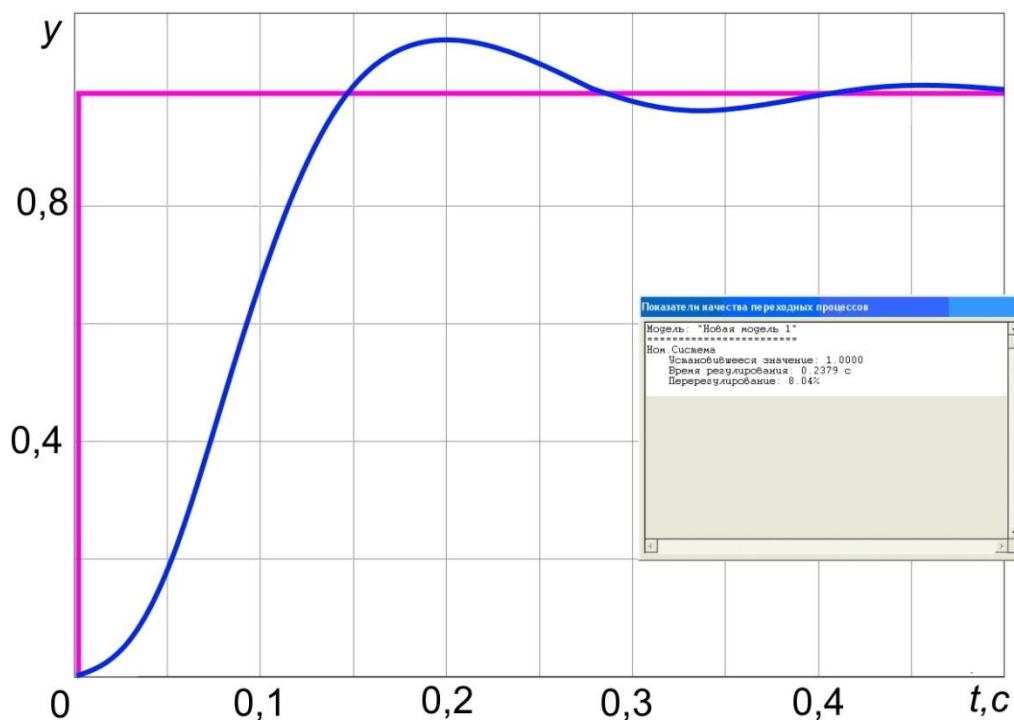


Рис. 4.34 – Переходный процесс по управляющему воздействию при настройке внешнего контура на СО, с фильтром на входе

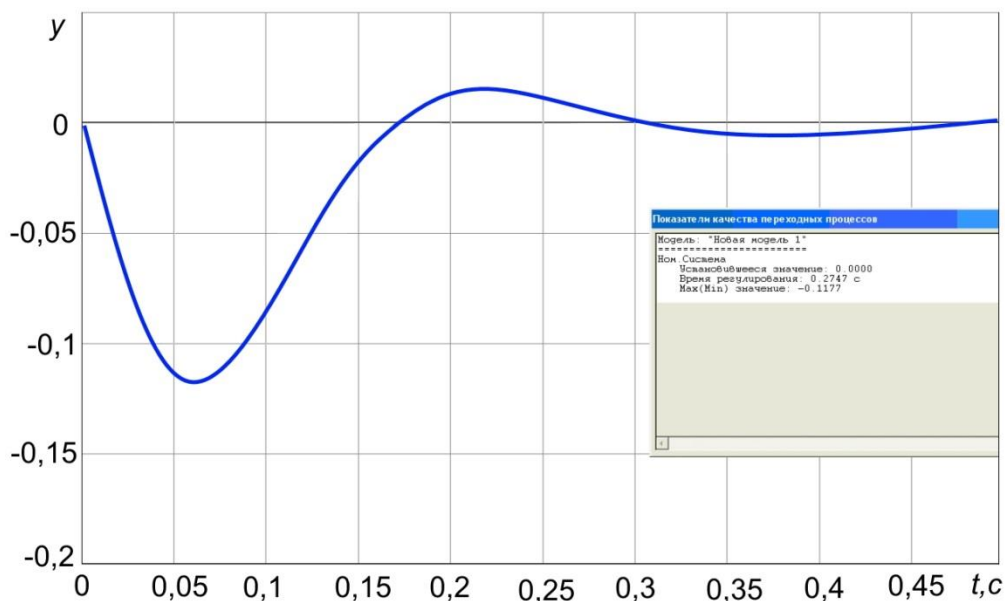


Рис. 4.35 - Переходный процесс по возмущению во внешнем контуре при настройке на СО

Из графика следует, что динамический провал регулируемой величины составляет $\Delta y_{\max} = 0,12$, а установившееся отклонение (статическая ошибка) равно нулю.

ВЫВОДЫ. Из полученных данных следует, что в СПР с астатическим объектом управления настройка внешнего контура системы на технический оптимум обеспечивает высокое качество

переходного процесса по управляющему воздействию: время регулирования составляет 0,082 с, перерегулирование – 4,3 %. Но система имеет существенную статическую ошибку.

Для сведения к нулю статической ошибки следует настраивать внешний контур на симметричный оптимум. При такой настройке показатели качества регулирования по управляющему воздействию существенно ухудшаются: время регулирования – 0,29 с, перерегулирование – 43 %. Введение сглаживающего фильтра на входе системы позволяет снизить перерегулирование до 8 %, время регулирования при этом составляет 0,24 с.

Вопросы для самопроверки

1. Напишите выражение для передаточной функции разомкнутого контура при настройке на технический оптимум.
2. Какими стандартными показателями качества характеризуется переходный процесс по управляющему воздействию при настройке на технический оптимум?
3. Напишите выражение для передаточной функции разомкнутого контура при настройке на симметричный оптимум.
4. Какими стандартными показателями качества характеризуется переходный процесс по управляющему воздействию при настройке на симметричный оптимум? За счет чего можно уменьшить перерегулирование при такой настройке системы?
5. Какие недостатки имеет система с астатическим объектом, настроенная на технический оптимум?
6. С какой целью для системы с астатическим объектом используют настройку на симметричный оптимум?
7. Какие регуляторы используются во внутреннем и внешнем контуре при настройке на технический оптимум?
8. Какие регуляторы используются во внутреннем и внешнем контуре при настройке на симметричный оптимум?

5. СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ КООРДИНАТАМИ ДПТ

5.1 Одноконтурные системы управления ДПТ НВ

Материал этого раздела рекомендуется в качестве курсовой работы, где рассматривается замкнутая система автоматизированного электропривода. Требуется исследовать устойчивость системы, рассчитать переходные процессы при использовании различных типов регуляторов (корректирующих звеньев), выбрать лучший вариант реализации схемы; провести расчет динамических показателей системы автоматического управления.

Задание № 5.1 и методические указания к их выполнению

Исследуемая САУ представляет собой систему регулирования частоты вращения двигателя M постоянного тока независимого возбуждения (рис.5.1).

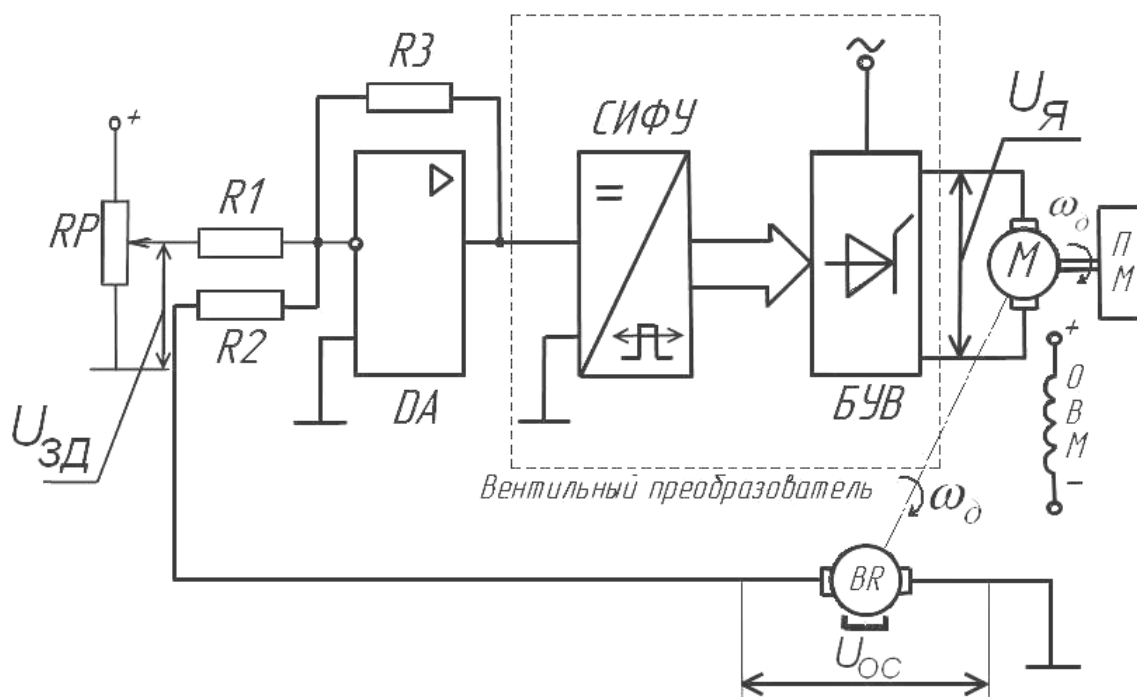


Рис. 5.1 – Схема замкнутой системы электропривода

Регулирование частоты осуществляется изменением напряжения на якоре. В качестве управляемого преобразователя для питания якоря двигателя используется вентильный (тиристорный) преобразователь, включающий систему импульсно-фазового управления (СИФУ) и блок вентиляв (БУВ).

Система выполнена в виде замкнутой системы с отрицательной обратной связью по частоте вращения ω_d двигателя. В качестве датчика обратной связи используется тахогенератор BR .

Сигнал задания, снимаемый с задатчика частоты вращения – потенциометра RP , сравнивается с сигналом обратной связи на инвертирующем входе операционного усилителя DA , на котором выполнен пропорциональный (П) регулятор.

Исходные данные для расчета приведены в табл. 5.1, где использованы следующие обозначения: $T_{ВП}$ – постоянная времени вентильного преобразователя; $T_{\mathcal{O}}$ – электромагнитная постоянная времени якорной цепи; T_M – электромеханическая постоянная времени двигателя; k_V – коэффициент усиления П-регулятора; $k_{ВП}$ – коэффициент усиления вентильного преобразователя; k_D – коэффициент передачи двигателя; k_{BR} – коэффициент передачи тахогенератора; R_J – сопротивление якорной цепи «преобразователь – двигатель», $I_{НОМ}$ – номинальный ток двигателя.

Исследование САУ с ДПТ с НВ по динамическим характеристикам включает следующие пункты:

1) Описание динамических свойств отдельных элементов САУ в форме передаточных функций и разработка структурной схемы системы.

2) Анализ устойчивости системы с использованием необходимого и достаточного условия устойчивости и алгебраического критерия Гурвица. Определение предельного коэффициента усиления разомкнутой системы.

3) Исследование характеристик исходной системы в разомкнутом состоянии:

- разработка модели системы в исходном разомкнутом состоянии;
- построение и анализ графиков переходного процесса по управляющему воздействию в разомкнутой системе;

Исходные данные для расчета

№ варианта	Параметры управляемого преобразователя		Параметры двигателя					Параметры усилителя и датчика ОС	
	$k_{ВП}$	$T_{ВП}, с$	$k_D,$ $\frac{рад}{В \cdot с}$	$T_{Э},$ с	$T_M,$ с	$R_{Я},$ Ом	$I_{НОМ},$ А	$k_{ВР},$ $\frac{В \cdot с}{рад}$	k_y
1	22	0,0035	2,5	0,04	0,20	0,6	8	2,5	30
2	25	0,0035	1,8	0,03	0,18	0,1	28	2,1	45
3	30	0,0035	1,5	0,02	0,12	0,2	20	2,4	20
4	40	0,0070	1,2	0,08	0,32	0,1	40	1,9	90
5	45	0,0070	1,0	0,06	0,32	0,6	18	1,6	60
6	28	0,0070	2,4	0,05	0,29	1,4	8	1,9	70
7	30	0,0035	1,8	0,06	0,40	1,7	6	1,3	90
8	32	0,0035	1,6	0,03	0,22	0,8	22	1,2	50
9	44	0,0070	1,4	0,04	0,21	0,4	25	2,4	80
10	15	0,0035	1,7	0,03	0,20	0,3	30	2,5	65
11	18	0,0070	1,5	0,04	0,35	0,2	50	1,8	85
12	20	0,0035	2,0	0,03	0,24	0,6	25	1,6	95
13	15	0,0035	1,0	0,06	0,30	0,6	8	2,0	60
14	13	0,0035	1,2	0,07	0,30	0,1	28	1,2	50
15	16	0,0035	1,5	0,08	0,40	0,1	40	1,5	80
16	23	0,0070	2,0	0,05	0,25	1,4	8	1,8	85
17	28	0,0070	2,2	0,06	0,30	0,8	22	1,9	40
18	19	0,0070	1,5	0,08	0,35	0,4	25	2,0	55
19	20	0,0070	1,1	0,05	0,25	1,4	8	2,2	45
20	35	0,0070	1,7	0,08	0,40	1,0	10	2,5	40

- построение и анализ графиков переходного процесса по возмущающему воздействию в разомкнутой системе;
- анализ графиков расположения корней характеристического уравнения разомкнутой системы;
- анализ устойчивости замкнутой САУ по АФХ системы в разомкнутом состоянии.

- анализировать устойчивость замкнутой системы по ЛАХ и ЛФХ системы в разомкнутом состоянии.

4) Исследование характеристик исходной системы в замкнутом состоянии:

- разработка модели исходной системы в замкнутом состоянии;
- построение и анализ графиков переходного процесса по управляющему воздействию в замкнутой системе;
- анализировать графика расположения корней характеристического уравнения замкнутой системы.

5) Исследование характеристик замкнутой скорректированной системы с П-регулятором:

- разработка модели замкнутой системы с П-регулятором;
- построение и анализ графиков переходного процесса по управляющему воздействию в замкнутой системе с П-регулятором;
- построение и анализ графиков переходного процесса по возмущающему воздействию в замкнутой системе с выбранным П-регулятором;
- анализ графиков расположения корней характеристического уравнения замкнутой системы с выбранным П-регулятором;
- построение и анализ ЛАХ и ЛФХ разомкнутой системы с выбранным П-регулятором ;
- исследование замкнутой САУ с П-регулятором при вариациях коэффициента усиления регулятора.

6) Исследование характеристик замкнутой скорректированной системы с ПИ-регулятором:

- расчет параметров ПИ-регулятора;
- построение и анализ графиков переходного процесса по управляющему воздействию в системе с ПИ-регулятором;
- построение и анализ графиков переходного процесса по возмущающему воздействию в системе с ПИ-регулятором;
- построение и анализ графиков ЛАХ и ЛФХ разомкнутой системы с выбранным ПИ-регулятором;
- исследование замкнутой САУ с ПИ-регулятором при

вариациях постоянной времени интегрирования регулятора.

7) Исследование характеристик замкнутой скорректированной системы с ПИД-регулятором:

- расчет параметры ПИД-регулятора;
- построение и анализ графиков переходного процесса по управляющему воздействию в системе с ПИД-регулятором;
- построение и анализ графиков переходного процесса по возмущающему воздействию в системе с ПИД-регулятором;
- построение и анализ графиков ЛАХ и ЛФХ разомкнутой системы с ПИД-регулятором.

8) Сравнительный анализ показателей качества регулирования при использовании различных регуляторов и выбор наилучшего варианта. Разработка лучшего варианта схемы проектируемой системы. Выводы пр работе.

Пример 5.1. расчета для исходных данных, приведенных в табл. 5.2.

Таблица 5.2

Исходные данные для примера

Параметры управляемого преобразователя		Параметры двигателя					Параметры усилителя и датчика О.С.	
$k_{ВП}$	$T_{ВП}, с$	$k_D, рад/с \cdot В$	$T_{Э}, с$	$T_M, с$	$R_{Я}, Ом$	$I_{ном}, А$	$k_{BR}, В \cdot с/рад$	k_Y
25	0,0035	1,8	0,03	0,18	0,1	28	2,1	45

1) Описание динамических свойств отдельных элементов САУ и разработка структурной схемы системы.

Рассмотрим динамические свойства элементов системы [1].

Свойства П-регулятора описываются коэффициентом усиления $k_Y = 45$.

Свойства вентильного преобразователя (ВП) описываются передаточной функцией (ПФ) апериодического звена

$$W_{ВП}(p) = \frac{k_{ВП}}{T_{ВП} \cdot p + 1} = \frac{25}{0,0035p + 1},$$

где $k_{ВП} = 25$; $T_{ВП} = 0,0035$ с.

Динамические свойства ДПТ независимого возбуждения по управляющему воздействию описываются ПФ

$$W_D(p) = \frac{\omega_D(p)}{U_Y(p)} = \frac{k_D}{T_M \cdot T_{\mathcal{E}} \cdot p^2 + T_M \cdot p + 1},$$

U_Y – напряжение на якоре; $k_D = 1,8$ рад/с · В; $T_{\mathcal{E}} = 0,03$ с;

где

$$T_M = 0,018 \text{ с.}$$

Приведем передаточную функцию $W_D(p)$ к типовому виду. Поскольку выполняется условие $T_M \geq 4T_{\mathcal{E}}$, то ее можно представить в виде ПФ апериодического звена второго порядка

$$W_D(p) = \frac{k_D}{(T_1 p + 1) \cdot (T_2 p + 1)}.$$

Решая квадратное уравнение

$$T_M \cdot T_{\mathcal{E}} \cdot p^2 + T_M \cdot p + 1 = 0,$$

находим его корни

$$p_{1,2} = \frac{-T_M \pm \sqrt{T_M^2 - 4 \cdot T_M \cdot T_{\mathcal{E}}}}{2 \cdot T_M \cdot T_{\mathcal{E}}};$$

$$p_1 = \frac{-T_M + \sqrt{T_M^2 - 4 \cdot T_M \cdot T_{\mathcal{E}}}}{2 \cdot T_M \cdot T_{\mathcal{E}}} = \frac{-0,18 + \sqrt{0,18^2 - 4 \cdot 0,18 \cdot 0,03}}{2 \cdot 0,18 \cdot 0,03} = -7,04;$$

$$p_2 = \frac{-T_M - \sqrt{T_M^2 - 4 \cdot T_M \cdot T_{\mathcal{E}}}}{2 \cdot T_M \cdot T_{\mathcal{E}}} = \frac{-0,18 - \sqrt{0,18^2 - 4 \cdot 0,18 \cdot 0,03}}{2 \cdot 0,18 \cdot 0,03} = -26,287.$$

Далее вычисляем значения новых постоянных T_1 и T_2

$$T_1 = -\frac{1}{p_1} = -\frac{1}{-7,04} = 0,142 \text{ с}; \quad T_2 = -\frac{1}{p_2} = -\frac{1}{-26,287} = 0,038 \text{ с.}$$

Для удобства последующего набора модели двигателя представим полученную передаточную функцию в виде двух звеньев

$$W_D(p) = W_{D1}(p) \cdot W_{D2}(p) = \frac{k_D}{T_1 p + 1} \cdot \frac{1}{T_2 p + 1}.$$

ПФ двигателя по возмущающему воздействию в виде изменения статического тока I_C , пропорционального моменту на валу, имеет вид

$$W_{ДВ}(p) = \frac{\omega_D(p)}{I_C(p)} = W_{Д3}(p) \cdot W_{Д4}(p) = \frac{k_{ДВ}}{T_1 p + 1} \cdot \frac{T_3 p + 1}{T_2 p + 1},$$

где коэффициент передачи двигателя по возмущению

$$k_{ДВ} = k_D \cdot R_{Я} = 1,8 \cdot 0,1 = 0,18 \frac{\text{рад/с}}{\text{А}}.$$

Тахогенератор в системах электропривода рассматривается как пропорциональное звено, и его свойства описываются коэффициентом передачи

$$k_{BR} = 2,1 \frac{\text{В}}{\text{рад/с}}.$$

С учетом изложенного выше, структурная схема системы может быть представлена в виде, показанном на рис.5.2.

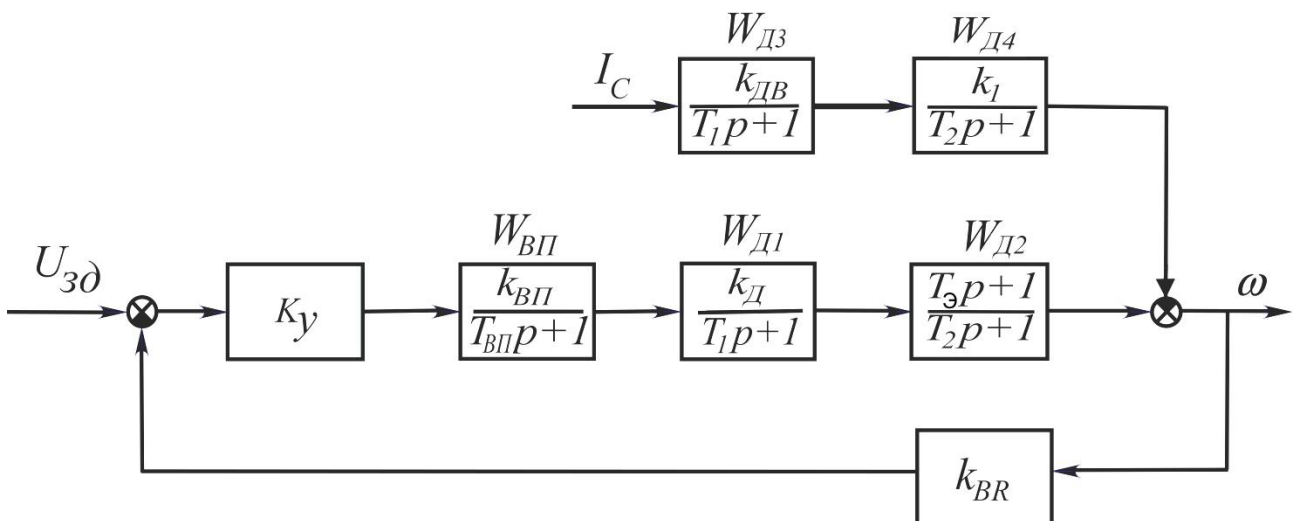


Рис. 5.2 – Структурная схема замкнутой системы

2) Анализ устойчивости системы с использованием необходимого и достаточного условия устойчивости и алгебраического критерия Гурвица. Определение предельного коэффициента усиления системы.

Найдем ПФ системы в разомкнутом состоянии. Все звенья системы в разомкнутом состоянии включены последовательно, поэтому передаточная функция будет равна произведению ПФ отдельных звеньев

$$W_{PA3}(p) = k_Y \cdot \frac{k_{BП}}{T_{BП}p + 1} \cdot \frac{k_D}{(T_1p + 1)(T_2p + 1)} \cdot k_{BR} =$$

$$= \frac{4252,5}{(0,0035p + 1)(0,142p + 1)(0,038p + 1)},$$

где коэффициент усиления разомкнутой системы

$$k_{PA3} = k_Y \cdot k_{BП} \cdot k_D \cdot k_{BR} = 45 \cdot 25 \cdot 1,8 \cdot 2,1 = 4252,5.$$

Обозначим знаменатель ПФ разомкнутой системы $B(p)$, и приравняем его к нулю

$$B(p) = (T_1p + 1)(T_2p + 1)(T_{BП}p + 1) = 0,$$

далее найдем корни характеристического уравнения разомкнутой системы:

$$p_1 = -\frac{1}{T_1} = -\frac{1}{0,142} = -7,042 ; \quad p_2 = -\frac{1}{T_2} = -\frac{1}{0,038} = -26,316 ;$$

$$p_3 = -\frac{1}{T_{BП}} = -\frac{1}{0,0035} = -285,717.$$

Согласно необходимому и достаточному условию для устойчивости САУ необходимо, чтобы вещественная часть всех корней характеристического уравнения была меньше нуля. В данном случае все корни вещественные отрицательные, следовательно, разомкнутая система устойчива.

Для исследования устойчивости замкнутой системы с помощью критерия Гурвица найдем ПФ замкнутой системы (см. раздел 4.2)

$$W_{ЗАМ}(p) = \frac{W_{PA3}(p)}{1 + W_{PA3}(p)} = \frac{\frac{k_{PA3}}{B(p)}}{1 + \frac{k_{PA3}}{B(p)}} = \frac{k_{PA3}}{B(p) + k_{PA3}}.$$

Характеристическое уравнение замкнутой системы $D(p)$ совпадает со знаменателем полученной ПФ:

$$D(p) = B(p) + k_{PA3} = (T_1p + 1)(T_2p + 1)(T_{BП}p + 1) + k_{PA3}.$$

Раскрыв скобки в выражении для $D(p)$, после преобразований приведем его к виду

$$a_0p^3 + a_1p^2 + a_2p + a_3 = 0,$$

$$\text{где } a_0 = T_1 T_2 T_{BII} = 0,142 \cdot 0,038 \cdot 0,0035 = 18,89 \cdot 10^{-6} \text{ с}^3;$$

$$a_1 = T_1 T_2 + T_1 T_{BII} + T_2 T_{BII} = \\ = 0,142 \cdot 0,038 + 0,142 \cdot 0,0035 + 0,038 \cdot 0,0035 = 0,00602 \text{ с}^2;$$

$$a_2 = T_1 + T_2 + T_{BII} = 0,142 + 0,038 + 0,0035 = 0,1835 \text{ с};$$

$$a_3 = 1 + k_{PA3} = 1 + 4252,5 = 4253,5 .$$

Из коэффициентов полученного характеристического уравнения 3-го порядка составляем квадратную матрицу

$$\begin{bmatrix} a_1 & a_3 & 0 \\ a_0 & a_2 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{bmatrix} .$$

Находим определители

$$\Delta_1 = a_1 > 0;$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} = a_1 a_2 - a_0 a_3 =$$

$$= 0,006026 \cdot 0,1835 - 18,29 \cdot 10^{-6} \cdot 4253,5 = -0,0792 < 0;$$

Численное значение третьего определителя можно не рассчитывать, так как его знак определяется знаком второго определителя

$$\Delta_3 = a_3 \Delta_2 < 0.$$

Согласно критерию Гурвица для устойчивости системы необходимо, чтобы коэффициент a_0 и все определители были больше нуля. Поскольку второй и третий определители меньше нуля, условия устойчивости не выполняются – замкнутая система неустойчива.

Таким образом, при заданном коэффициенте усиления П-регулятора замкнутая система будет неустойчива.

Найдем далее предельный коэффициент усиления k_{IP} (см. раздел 4.2). Это коэффициент усиления разомкнутой системы, при котором замкнутая система находится на границе устойчивости. Очевидно, что при уменьшении k_{PA3} второй определитель может стать равным нулю – в этом случае система будет находиться на границе устойчивости, а при дальнейшем уменьшении k_{PA3}

определитель станет больше 0 – система станет устойчивой. Приравняем второй определитель к нулю

$$\Delta_2 = a_1 \cdot a_2 - a_0 \cdot (1 + k_{ПП}) = 0$$

и найдем значение предельного коэффициента усиления

$$k_{ПП} = \frac{a_1 a_2}{a_0} - 1 = \frac{0,006026 \cdot 0,1835}{18,89 \cdot 10^{-6}} - 1 = 57,54.$$

3) Исследование характеристик исходной системы в разомкнутом состоянии

Разработка модели системы

Дальнейшие исследования выполняем с помощью программы CLASSiC.

Схема модели системы в разомкнутом состоянии приведена на рис. 5.3.

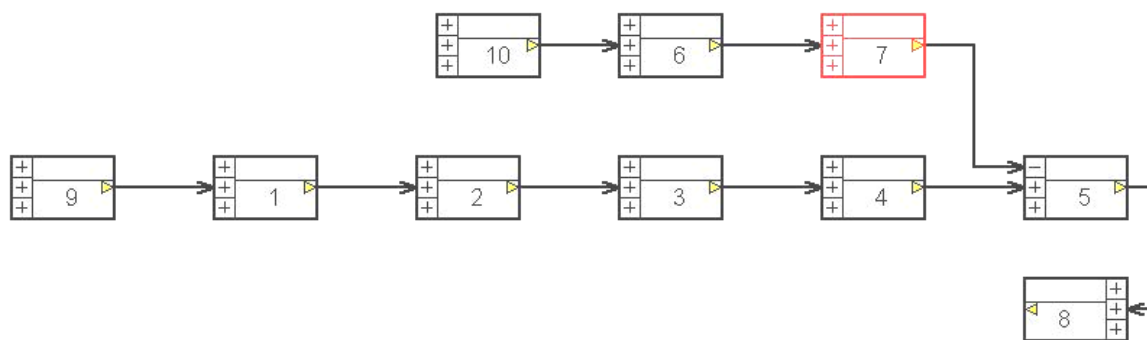


Рис.5.3 – Модель системы в разомкнутом состоянии

В блоке 1 задается коэффициент $k_U = 45$; в блоке 2 – ПФ вентильного преобразователя

$$W_{ВП}(p) = \frac{k_{ВП}}{T_{ВП} \cdot p + 1} = \frac{25}{0,0035p + 1};$$

в блоках 3 и 4 – ПФ двигателя по управляющему воздействию

$$W_{Д1}(p) = \frac{k_D}{T_1 p + 1} \text{ и } W_{Д2}(p) = \frac{1}{T_2 p + 1};$$

в блоках 6 и 7 – ПФ двигателя по возмущению

$$W_{Д3}(p) = \frac{k_{ДВ}}{T_1 p + 1} \text{ и } W_{Д4}(p) = \frac{1}{T_2 p + 1};$$

в блоке 8 – коэффициент передачи тахогенератора $k_{БР} = 2,1 \text{ В/рад/с}$.

Блок 5 служит для алгебраического суммирования сигналов (его коэффициент передачи задается равным 1), причем сигнал с выхода

блока 7 подается на отрицательный вход блока 5. Блоки 9 и 10 служат для выбора нужного значения задающего воздействия и возмущения.

Построение и анализ графика переходного процесса по управляющему воздействию в разомкнутой системе.

Чтобы получить переходный процесс для изменения частоты вращения, назначаем выход на блок 5, вход на блок 9. Коэффициент передачи блока 9 рассчитываем по выражению

$$k_9 = \frac{1}{k_y \cdot k_{ВП} \cdot k_D} = \frac{1}{45 \cdot 25 \cdot 1,8} = \frac{1}{2025}.$$

Такой выбор коэффициента передачи обеспечивает единичное изменение сигнала на выходе в установившемся режиме.

Для определенности коэффициент передачи блока 10 задаем пока равным 1.

Расчетный график переходного процесса приведен на рис. 5.4.

Как следует из графика, выходная переменная – частота вращения двигателя – стремится к установившемуся значению. Следовательно, разомкнутая система устойчива.

Показатели качества переходного процесса: время регулирования составляет 0,48 с; перерегулирование равно 0.

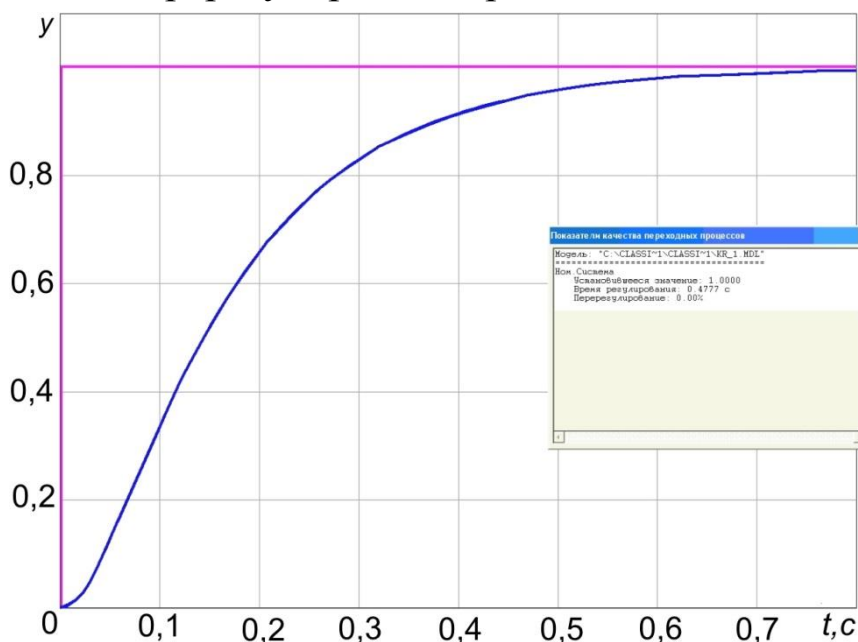


Рис. 5.4 - График переходного процесса по управляющему воздействию в разомкнутой системе

Построение и анализ графика переходного процесса по возмущению в разомкнутой системе

Для расчета переходного процесса необходимо перенести вход на блок 10. Предполагая, что ток якоря изменяется от 0 до номинального значения, коэффициент передачи блока 10 нужно задать равным номинальному току якоря: $k_{10} = I_{НОМ} = 28$. График переходного процесса приведен на рис.5.5.

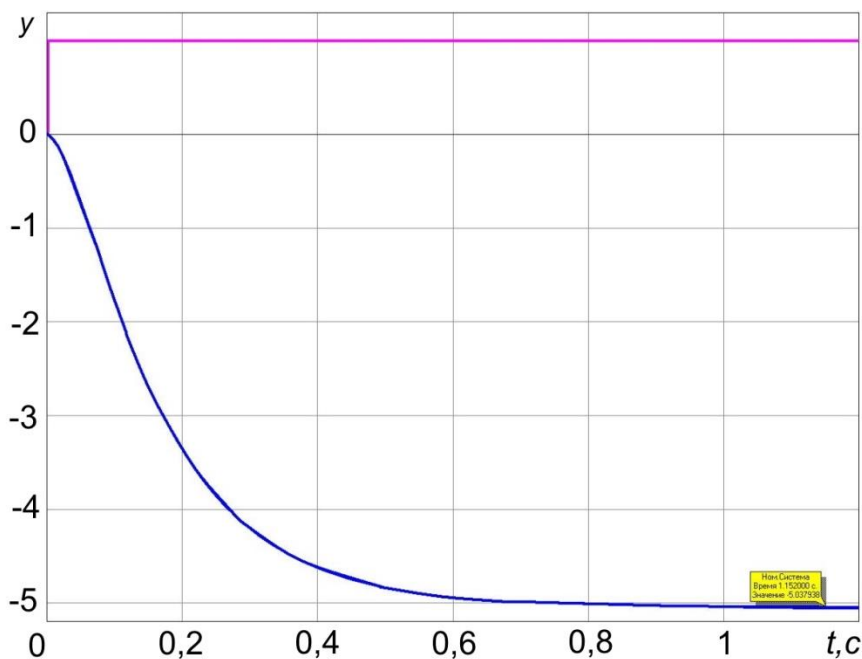


Рис. 5.5 – График переходного процесса по возмущению в разомкнутой системе

При скачке возмущения частота вращения двигателя снижается по аperiodическому закону. Установившееся отклонение частоты вращения (статическая ошибка) составляет $\Delta\omega_{РАЗ} = 5,04$ рад/с. Для проверки найдем величину статической ошибки аналитически

$$\Delta\omega_{РАЗ} = k_{ДВ} \cdot I_{НОМ} = 0,18 \cdot 28 = 5,04 \text{ рад/с.}$$

Расчетное значение совпадает с полученным при моделировании.

Анализ графика расположения корней характеристического уравнения разомкнутой системы

Для анализа графика расположения корней характеристического уравнения разомкнутой системы задаем вход на блок 1, выход – на блок 8. Расчетный график расположения корней характеристического уравнения (полюсов) разомкнутой системы приведен на рис.5.6.

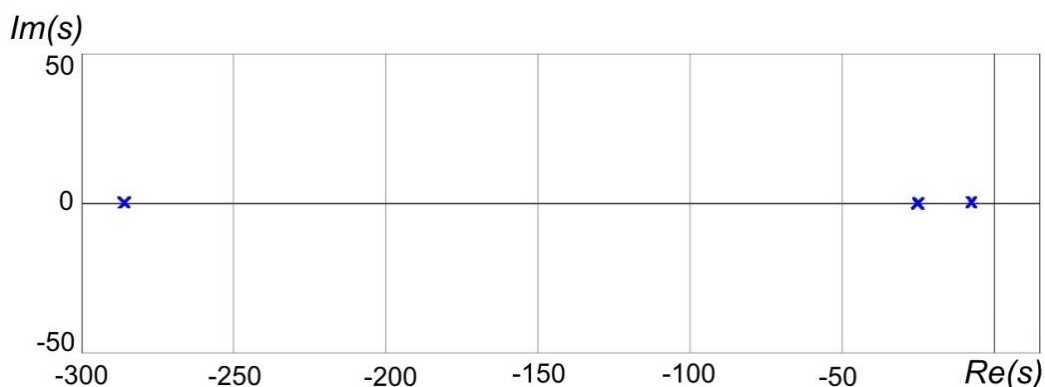


Рис.5.6 – График расположения корней характеристического уравнения разомкнутой системы

Необходимым и достаточным условием устойчивости линейной системы является отрицательность действительных частей всех корней ее характеристического уравнения (см. раздел 4.2).

Как следует из графика на рис.5.6, корни исследуемой системы – действительные отрицательные – расположены в левой полуплоскости, следовательно, в разомкнутом состоянии система устойчива.

Анализ устойчивости замкнутой САУ по АФХ системы разомкнутом состоянии

АФХ системы в разомкнутом состоянии представлена на рис.5.7. Согласно критерию Найквиста если разомкнутая система устойчива, то для устойчивости замкнутой системы необходимо и достаточно, чтобы АФХ разомкнутой системы не охватывала точку с координатами $(-1, j0)$. Как следует из графика на рис.5.7, АФХ разомкнутой системы охватывает точку с координатами $(-1, j0)$. Следовательно, замкнутая система будет неустойчива.

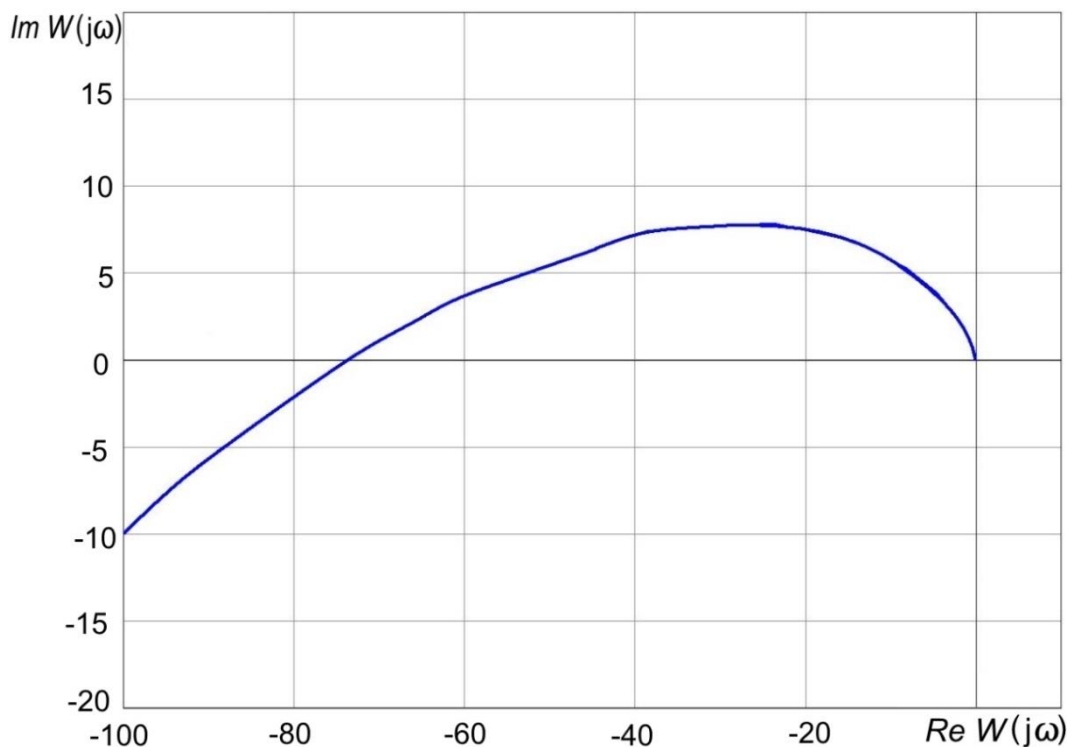


Рис. 5.7 – График АФХ системы в разомкнутом состоянии

Анализ устойчивости замкнутой системы по ЛАХ и ЛФХ системы в разомкнутом состоянии

На рис. 5.8. представлены графики ЛАХ и ЛФХ разомкнутой системы. На основании них проведем анализ устойчивости замкнутой системы (см. раздел 4.2).

Для систем, устойчивых в разомкнутом состоянии, условия устойчивости сводятся к следующему: замкнутая система будет устойчива, если для разомкнутой системы при фазовом сдвиге -180° ЛАХ располагается ниже оси частот (ордината ЛАХ меньше 0). Как следует из графиков, при фазовом сдвиге -180° ЛАХ располагается выше оси частот. Следовательно, замкнутая система будет неустойчива.

4) *Исследование характеристик исходной системы в замкнутом состоянии.*

Разработка модели исходной системы в замкнутом состоянии.

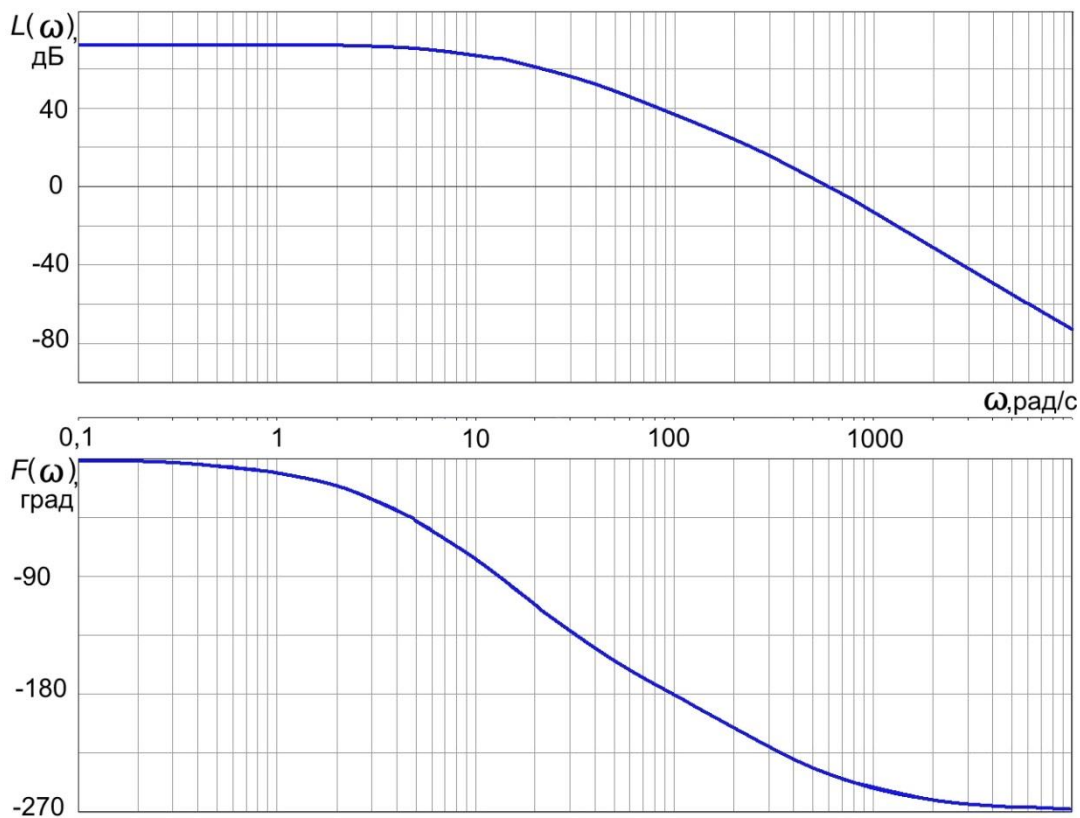


Рис. 5.8 – Графики ЛАХ и ЛФХ системы в разомкнутом состоянии

Чтобы получить модель замкнутой системы достаточно дополнить имеющуюся модель цепью обратной связи (рис.5.9).

Причем, сигнал с выхода блока 8 нужно подать на отрицательный вход усилителя – блок 1.

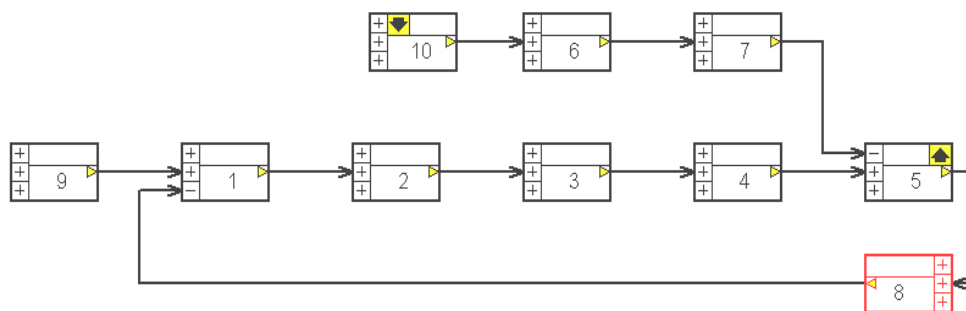


Рис. 5.9 – Модель для исследования замкнутой системы

Построение и анализ графика переходного процесса по управляющему воздействию в замкнутой системе

График переходного процесса по управляющему воздействию в замкнутой САУ приведен на рис.5.10. Переходный процесс имеет вид колебаний с нарастающей амплитудой, следовательно, замкнутая система неустойчива.

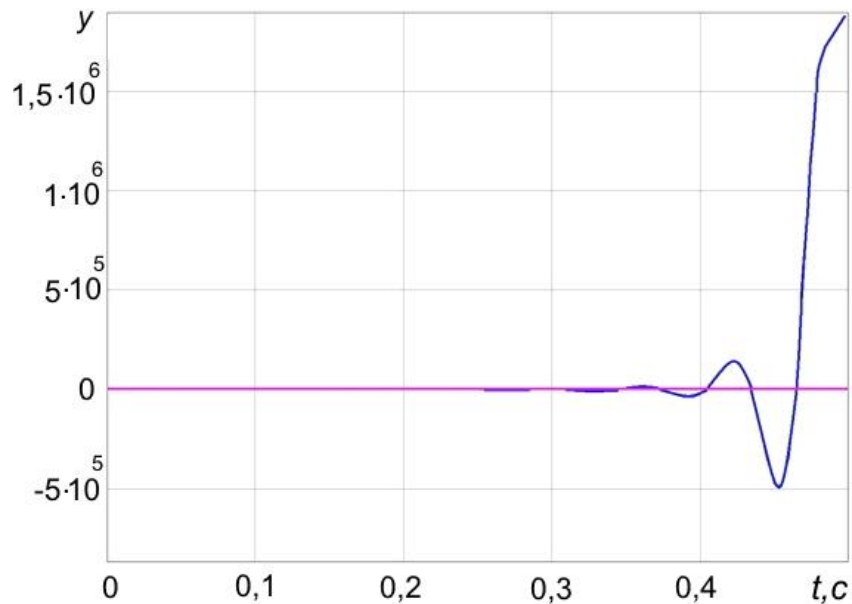


Рис.5.10 - График переходного процесса по управляющему воздействию в замкнутой САУ

Анализ графика расположения корней характеристического уравнения замкнутой системы

Расчетный график расположения корней характеристического уравнения (полюсов) передаточной функции разомкнутой системы приведен на рис.5.11.

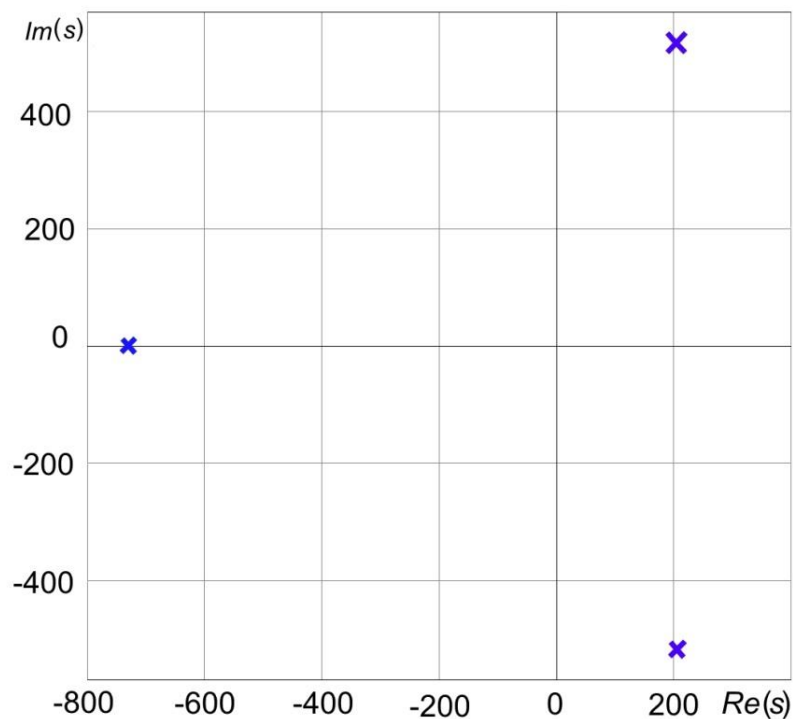


Рис. 5.11 - График расположения корней характеристического уравнения замкнутой системы

Из графика на рис.5.11 следует, что 2 корня характеристического уравнения замкнутой системы расположены в правой полуплоскости, следовательно, замкнутая система неустойчива.

Таким образом, исследование замкнутой системы по различным критериям свидетельствует о ее неустойчивости.

5) Исследование характеристик замкнутой скорректированной системы с П-регулятором.

Разработка модели замкнутой системы с П-регулятором.

Поскольку замкнутая система с заданным исходным значением коэффициента усиления П-регулятора оказалась неустойчивой, выберем коэффициент усиления регулятора так, чтобы система стала устойчивой. В соответствии с расчетами, выполненными ранее, предельное значение коэффициента усиления разомкнутой системы $k_{ПР} = 57,54$. Исходная система (без регулятора) имеет коэффициент усиления в разомкнутом состоянии

$$k_{ИСХ} = k_{ВП} \cdot k_{Д} \cdot k_{ВР} = 25 \cdot 1,8 \cdot 2,1 = 94,5.$$

После включения П-регулятора коэффициент усиления разомкнутой системы будет

$$k_{РАЗ} = k_{РЕГ} \cdot k_{ИСХ}.$$

Для обеспечения устойчивости САУ значение $k_{РАЗ}$ должно быть меньше предельного

$$k_{РЕГ} \cdot k_{ИСХ} < k_{ПР}.$$

Чтобы получить удовлетворительные показатели качества, коэффициент усиления разомкнутой системы должен быть в $C = 5 \dots 10$ раз меньше предельного (см. раздел 4.2). Принимаем $C = 5$. Тогда коэффициент передачи П-регулятора будет

$$k_{РЕГ} = \frac{k_{ПР}}{C \cdot k_{ИСХ}} = \frac{57,54}{5 \cdot 94,5} = 0,12.$$

Модель системы остается прежней, необходимо только в блоке 1 задать найденное значение коэффициента передачи П-регулятора.

Построение и анализ графика переходного процесса по управляющему воздействию в системе с П-регулятором

Чтобы получить переходный процесс для изменения частоты вращения, назначаем выход на блок 5, вход на блок 9. Коэффициент передачи блока 9 рассчитываем по выражению

$$k_9 = \frac{1}{k_{ЗАМ}} = \frac{1}{0,438},$$

где коэффициент передачи замкнутой системы

$$k_{ЗАМ} = \frac{k_{РЕГ} \cdot k_{ВП} \cdot k_{Д}}{1 + k_{РЕГ} \cdot k_{ИСХ}} = \frac{0,12 \cdot 25 \cdot 1,8}{1 + 0,12 \cdot 94,5} = 0,438.$$

Такой выбор коэффициента передачи обеспечивает единичное изменение сигнала на выходе в установившемся режиме.

График переходного процесса по управляющему воздействию в замкнутой САУ приведен на рис.5.12. Частота вращения двигателя стремится к установившемуся значению, следовательно, замкнутая система с П-регулятором устойчива.

Показатели качества переходного процесса: время регулирования 0,23 с; перерегулирование 40,8 %. Время регулирования по сравнению с разомкнутой системой уменьшилось почти в 2 раза, однако перерегулирование слишком велико.

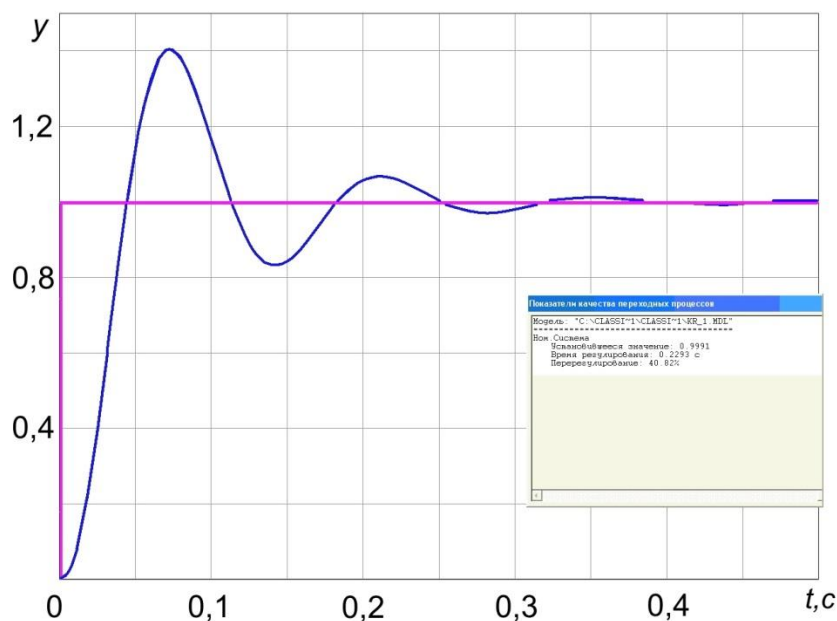


Рис. 5.12 - График переходного процесса по управляющему воздействию в замкнутой САУ с П-регулятором

Построение и анализ графика переходного процесса по возмущению в системе с П-регулятором

Для расчета переходного процесса по возмущению необходимо перенести вход на блок 10 (рис.5.13).

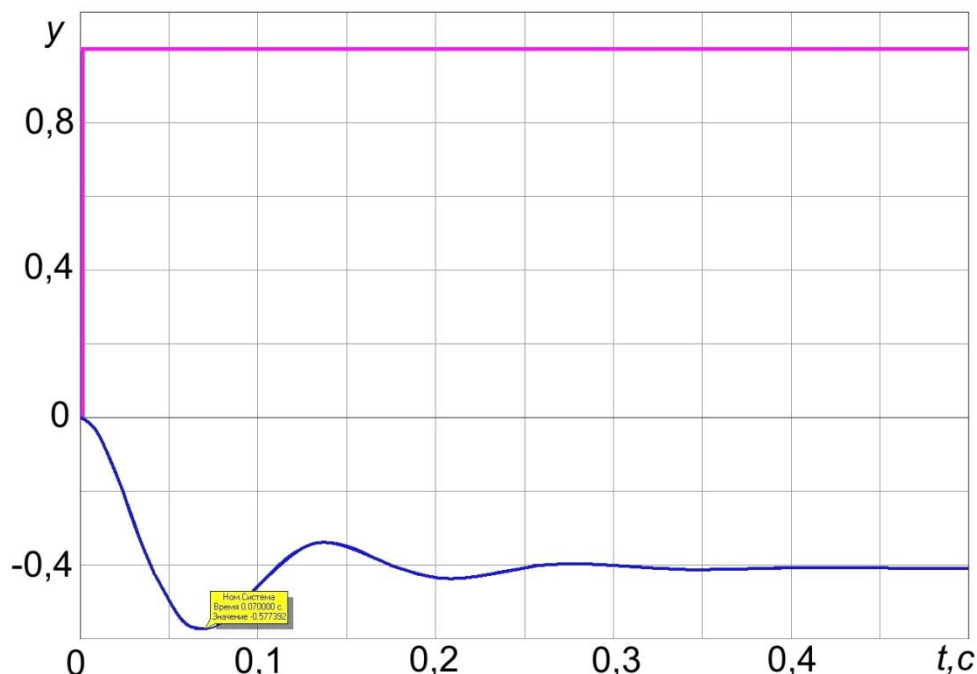


Рис.5.13 - График переходного процесса по возмущению в замкнутой САУ с П-регулятором

При скачке возмущения (момента на сопротивление механизма) максимальное снижение частоты вращения двигателя (динамический провал) составляет 0,58 рад/с. Установившееся отклонение частоты вращения (статическая ошибка) $\Delta\omega_{ЗАМ} = 0,4$ рад/с .

Для проверки найдем значение статической ошибки аналитически. Известно, что в замкнутой статической системе ошибка

$$\Delta\omega_{ЗАМ} = \frac{\Delta\omega_{РАЗ}}{1 + k_{РЕГ} \cdot k_{ИСХ}} = \frac{5,04}{1 + 0,12 \cdot 94,5} = 0,41 \text{ рад/с} .$$

Таким образом, результаты, полученные при моделировании, совпадают с расчетными.

Анализ графика расположения корней характеристического уравнения замкнутой системы с выбранным П-регулятором

Анализ графика (рис.5.14) расположения корней характеристического уравнения замкнутой системы с выбранным П-

регулятором позволяет сделать следующие выводы: вещественная часть корней отрицательна – корни лежат в левой полуплоскости. Следовательно, замкнутая система с выбранным П-регулятором устойчива.

Это лишь подтверждает вывод об устойчивости, сделанный ранее по виду переходного процесса. Таким образом, за счет снижения коэффициента усиления регулятора удалось исходную неустойчивую САУ сделать устойчивой.

Построение и анализ ЛАХ и ЛФХ разомкнутой системы с выбранным П-регулятором. Оценка запаса устойчивости по фазе и амплитуде

Исследование выполняется аналогично изложенному выше.

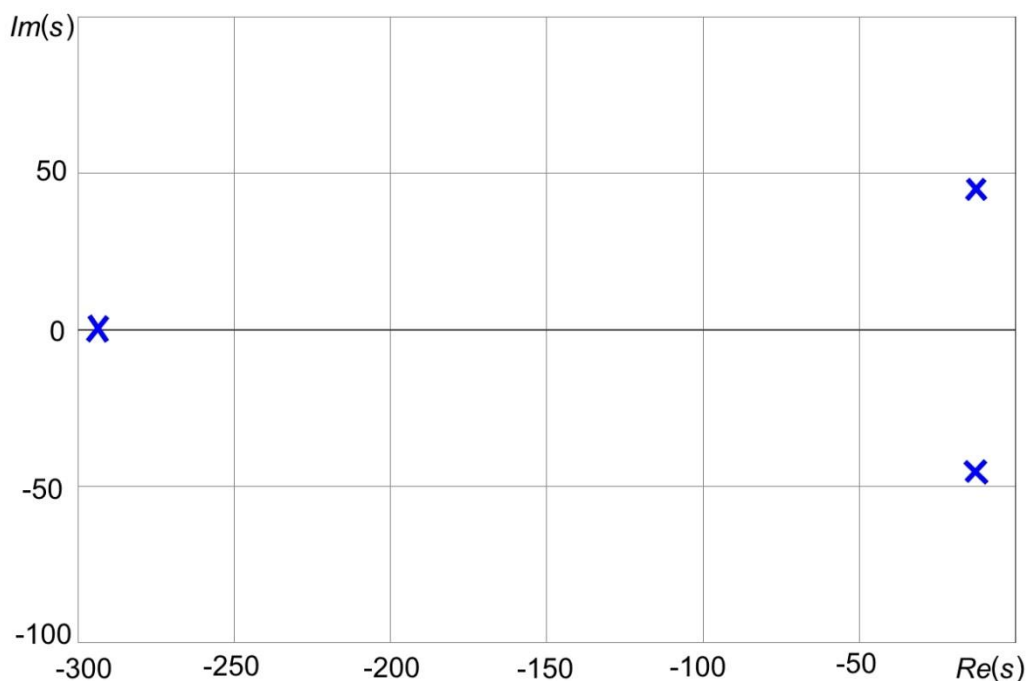


Рис.5.14 - Графика расположения корней характеристического уравнения замкнутой системы с П-регулятором

Следует обратить внимание, что для исследования надо разомкнуть систему – разорвать цепь обратной связи, назначить вход на блок 1, а выход – на блок 8.

Исследование замкнутой САУ с П-регулятором при вариациях коэффициента усиления регулятора

При выбранном выше значении $C = 5$ перерегулирование в системе слишком велико, как следствие, время переходного процесса также оказывается большим. Изменяя значение коэффициента C и, соответственно, коэффициента усиления регулятора, постройте зависимость времени переходного процесса от значения C . Найдите значение C и коэффициента усиления регулятора, при которых время переходного процесса будет минимальным. Проанализируйте график переходного процесса по возмущению при новом выбранном значении коэффициента усиления регулятора. Оцените, как при этом изменится статическая ошибка в замкнутой системе.

б) Исследование характеристик замкнутой скорректированной системы с ПИ-регулятором

Расчёт параметров ПИ-регулятора

По методике, изложенной выше (см. раздел 4.2), выбираем параметры ПИ-регулятора, имеющего ПФ

$$W_{PEГ}(p) = \frac{(T_{1PEГ} p + 1)}{T_{И.РЕГ} p}$$

Среди постоянных времени системы можно выделить «большую» $T_1 = 0,142$ с, «среднюю» $T_2 = 0,038$ с и «малую» $T_{ВП} = 0,0035$ с.

Принимаем постоянную времени в числителе регулятора равной наибольшей постоянной времени:

$$T_{1PEГ} = T_1 = 0,142 \text{ с.}$$

Средней постоянной времени является постоянная $T_2 = 0,038$ с. Значение постоянной времени интегрирующего звена регулятора рассчитываем, как изложено выше, приняв $b = 2$:

$$T_{И.РЕГ} = b \cdot k_{ИСХ} T_2 = 2 \cdot 94,5 \cdot 0,038 = 7,18 \text{ с.}$$

Построение и анализ графика переходного процесса по управляющему воздействию в системе с ПИ-регулятором

Модель системы остается прежней. Только в блоке 1 теперь задаем передаточную функцию ПИ-регулятора в виде

$$W_1 = \frac{1 + 0.142s}{7.18s}.$$

Коэффициент передачи блока 9 принимаем $k_9 = k_{BR} = 2,1$.

Переходный процесс по управляющему воздействию показан на рис.5.15. Как следует из полученных данных, перерегулирование составляет 5,7 %, время переходного процесса равно 0,26 с. В системе с ПИ-регулятором, по сравнению с системой с П-регулятором, перерегулирование существенно уменьшилось.

Построение и анализ графика переходного процесса по возмущению в системе с ПИ-регулятором

Для расчета переходного процесса необходимо перенести вход на блок 10.

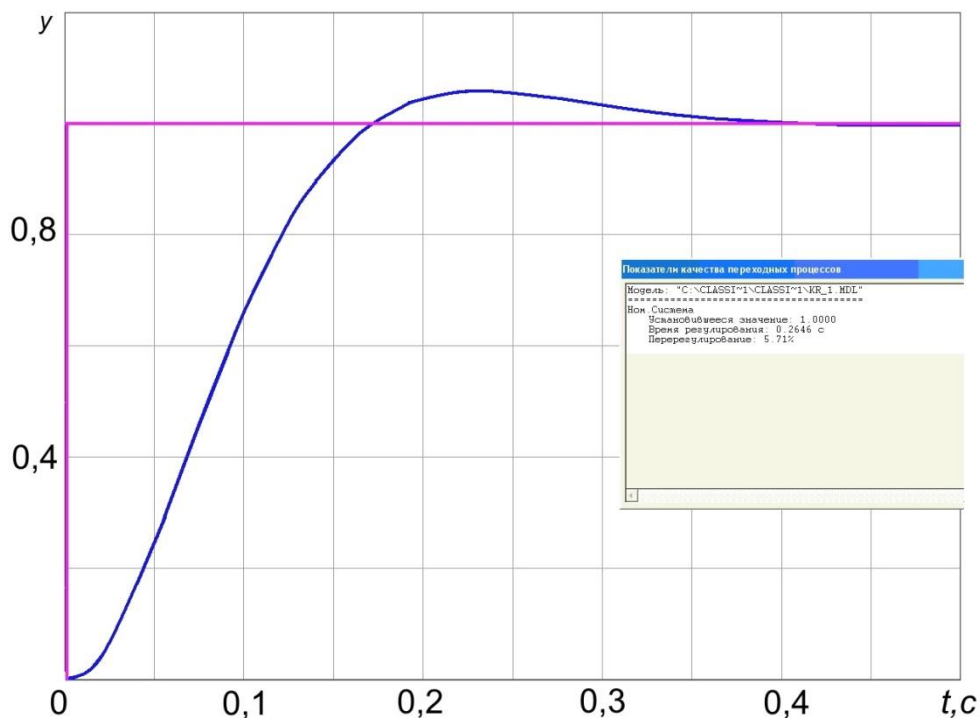


Рис.5.15 - Переходный процесс по управляющему воздействию в системе с ПИ-регулятором

График переходного процесса приведен на рис.5.16. При скачке возмущения частота вращения двигателя после динамического провала, равного 1,57 рад/с, стремится к исходному значению. Иными словами, статическая ошибка в системе равна 0.

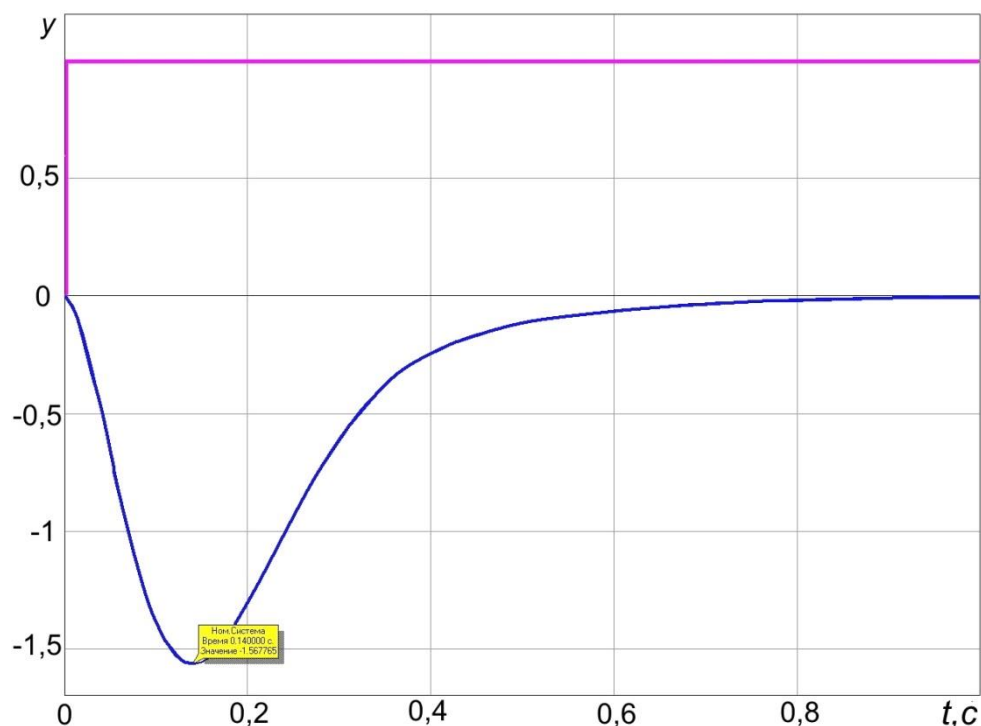


Рис.5.16 - График переходного процесса по возмущению в системе с ПИ-регулятором

Таким образом, за счет введения в систему ПИ-регулятора, содержащего интегральную составляющую, система становится астатической, и статическая ошибка сводится к нулю.

В замкнутой системе с выбранным ПИ-регулятором, за счет компенсации «большой» постоянной, время переходного процесса по управляющему воздействию удалось уменьшить по сравнению с системой с П-регулятором.

Кроме того, использование ПИ-регулятора позволило свести к нулю статическую ошибку в поддержании скорости.

Построение и анализ ЛАХ и ЛФХ разомкнутой системы с выбранным ПИ-регулятором

Исследование выполняется аналогично изложенному выше. Обратите внимание, что для исследования надо разомкнуть систему – разорвать цепь обратной связи, назначить вход на блок 1, а выход – на блок 8.

Исследование замкнутой САУ с ПИ-регулятором при вариациях постоянной времени интегрирования регулятора

Для рассчитанных выше параметров регулятора

перерегулирование немного превышает 5 %, за счет этого время переходного процесса увеличивается. Для уменьшения времени переходного процесса можно задать большее значение коэффициента b , при этом кривая уже на первом колебании будет входить в зону допустимых отклонений, и время регулирования сократится.

Изменяя значение коэффициента b , и, соответственно, значение $T_{И.РЕГ}$, рассчитайте и постройте зависимость времени регулирования от значения постоянной интегрирования регулятора. Найдите минимум этой зависимости.

7) Исследование характеристик замкнутой скорректированной системы с ПИД-регулятором

Расчет параметров ПИД-регулятора

По методике, изложенной выше (см. раздел 4.2), выбираем параметры ПИД-регулятора.

ПИД-регулятор имеет передаточную функцию

$$W_{РЕГ}(p) = \frac{(T_{1РЕГ}p + 1)(T_{2РЕГ}p + 1)}{T_{И.РЕГ}p}$$

С помощью этого регулятора можно скомпенсировать «большую» и «среднюю» постоянные времени исходной системы. Для этого нужно принять

$$T_{1РЕГ} = T_1 = 0,142 \text{ с} \quad \text{и} \quad T_{2РЕГ} = T_2 = 0,038 \text{ с}.$$

Значение постоянной времени интегрирующего звена регулятора рассчитываем по выражению

$$T_{И.РЕГ} = 2k_{ИСХ}T_{ВП} = 2 \cdot 94,5 \cdot 0,0035 = 0,718 \text{ с}.$$

Построение и анализ графика переходного процесса по управляющему воздействию в замкнутой системе с ПИД-регулятором

Для проведения исследования необходимо в блоке 1 задать передаточную функцию ПИД-регулятора. Предварительно следует раскрыть скобки в числителе передаточной функции регулятора и представить ее в виде

$$W_{PEГ}(p) = \frac{(T_{1PEГ} p + 1)(T_{2PEГ} p + 1)}{T_{И.PEГ} p} = \frac{T_{1PEГ} T_{2PEГ} p^2 + (T_{1PEГ} + T_{2PEГ}) p + 1}{T_{И.PEГ} p} =$$

$$= \frac{0,142 \cdot 0,038 p^2 + (0,142 + 0,038) p + 1}{0,718 p} = \frac{0,0054 p^2 + 0,18 p + 1}{0,718 p}.$$

Чтобы получить переходный процесс для изменения частоты вращения, назначаем выход на блок 5, вход – на блок 9. Коэффициент передачи блока 9 остается прежним $k_9 = k_{BR} = 2,1$.

Переходный процесс по управляющему воздействию показан на рис.5.17.

Как следует из полученных данных, перерегулирование совпадает со стандартным значением и составляет 4,3 %, время переходного процесса равно 0,014 с. В системе с ПИД-регулятором по сравнению с системой с П-регулятором за счет компенсации двух наибольших постоянных время регулирования существенно уменьшилось.

Построение и анализ графика переходного процесса по возмущающему воздействию в замкнутой системе с ПИД-регулятором

Для расчета переходного процесса необходимо перенести вход на блок 10. График переходного процесса приведен на рис.5.18. При скачке возмущения частота вращения двигателя после динамического провала, равного 0,15 рад/с, стремится к исходному значению. Иными словами, статическая ошибка в системе равна 0. Таким образом, за счет введения в систему ПИД-регулятора, содержащего интегральную составляющую, система становится астатической и статическая ошибка сводится к нулю.

Построение и анализ ЛАХ и ЛФХ разомкнутой системы с выбранным ПИД-регулятором

Исследование выполняется аналогично изложенному выше. Обратите внимание, что для исследования надо разомкнуть систему – разорвать цепь обратной связи, назначить вход на блок 1, а выход – на блок 8.

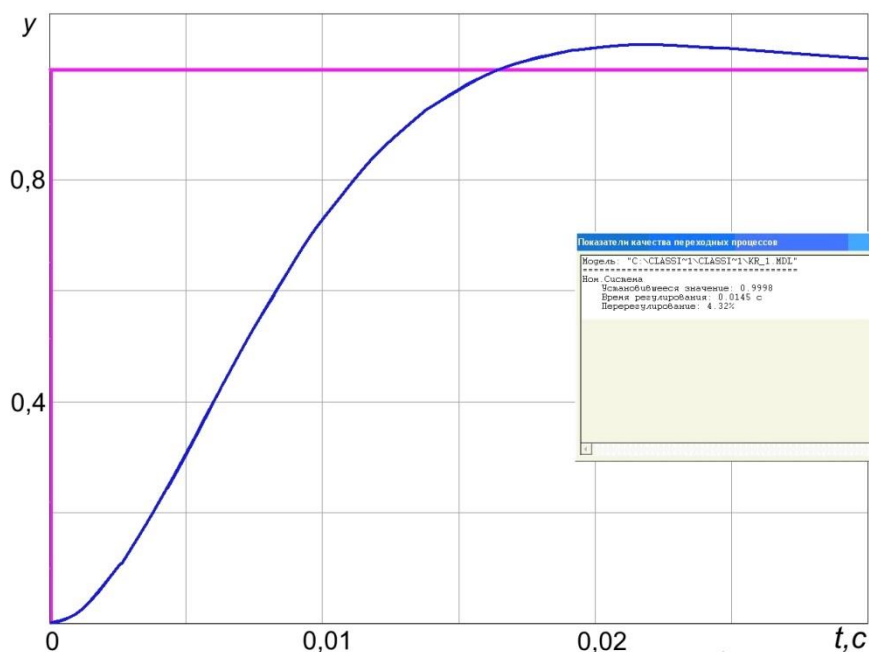


Рис.5.17 - Переходный процесс по управляющему воздействию в системе с ПИД-регулятором

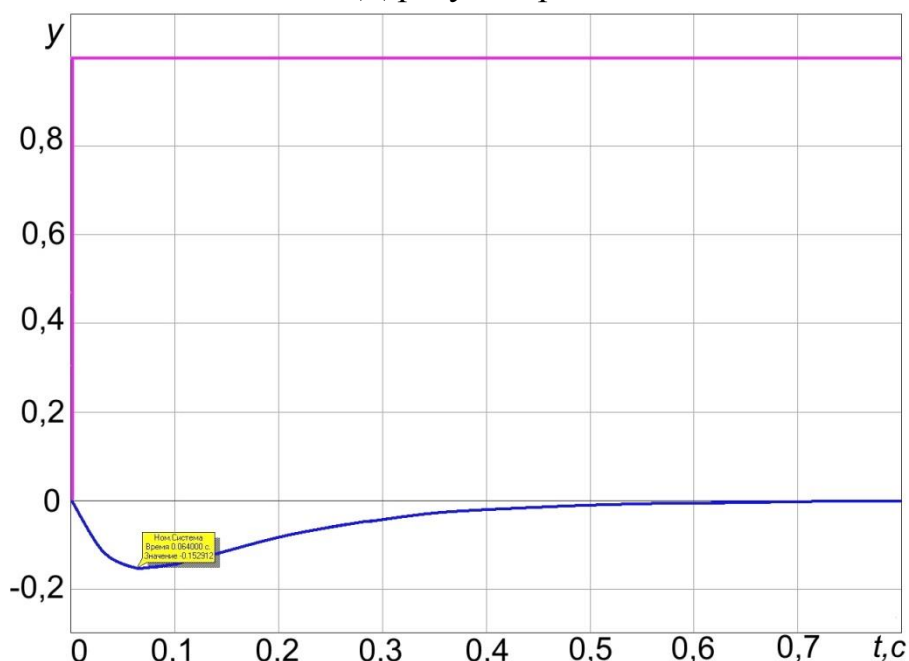


Рис.5.18 - Переходный процесс по возмущающему воздействию в системе с ПИД-регулятором

8) Сравнительный анализ показателей качества регулирования при использовании различных регуляторов и выбор наилучшего варианта. Разработка лучшего вариант схемы проектируемой системы. Выводы

Для наглядного сравнения показателей качества регулирования в рассмотренных вариантах САУ рекомендуется представить результаты исследования в виде табл. 5.3. Далее на основании

сравнения результатов следует сделать вывод о предпочтительном, по вашему мнению, варианте реализации САУ и привести функциональную схему системы с выбранным регулятором.

Таблица 5.3

Сравнение показателей качества регулирования при использовании различных регуляторов

Вариант выполнения системы	Время переходного процесса, $t_{пу}$, с	Перерегулирование, σ , %	Динамический провал, Δu_{max} , о.е.	Статическая ошибка, Δu , %
Разомкнутая				
Замкнутая с П-регулятором				
Замкнутая с ПИ-регулятором				
Замкнутая с ПИД регулятором				

5.2 Системы подчиненного регулирования координат ДПТ НВ

Современные электроприводы выполняются в виде систем подчиненного регулирования (СПР) координат. Функциональная схема однозонной системы подчиненного регулирования тока якоря и угловой скорости ДПТ НВ приведена на рис.5.19. В системе обеспечивается регулирование угловой скорости двигателя за счет изменения напряжения $U_{я}$ на якоре. Это напряжение регулируется с помощью управляемого выпрямителя, содержащего СИФУ и блок вентиля (БВ).

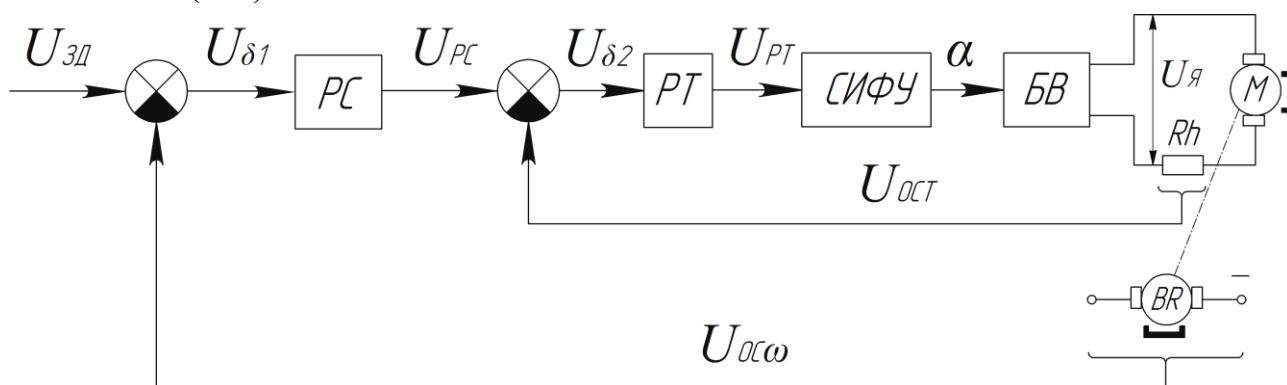


Рис. 5.19 - Функциональная схема однозонной системы подчиненного регулирования тока якоря и угловой скорости ДПТ НВ

Система содержит два замкнутых контура: внутренний токовый и внешний скоростной. Внутренний контур включает СИФУ, БВ,

датчик тока якоря (шунт Rh) и регулятор тока РТ. Внешний контур охватывает элементы внутреннего и дополнительно содержит якорь двигателя M , датчик скорости (тахогенератор BR) и регулятор скорости.

Внутренний контур выполнен в виде замкнутой системы с отрицательной обратной связью по току якоря. Входным (задающим) сигналом для этого контура является выходное напряжение U_{PC} регулятора скорости. На входе РТ осуществляется сравнение (вычитание) сигналов U_{PC} и сигнала U_{OCT} обратной связи по току якоря. Сигнал ошибки на входе РТ

$$U_{\delta 2} = U_{PC} - U_{OCT}. \quad (5.1)$$

При постоянном значении U_{PC} внутренний контур работает в режиме стабилизации тока якоря. Если, например, ток якоря начинает снижаться, то сигнал U_{OCT} также уменьшается, а сигнал ошибки $U_{\delta 2}$ увеличивается. При этом увеличивается напряжение на выходе РТ и, как следствие, возрастает напряжение на якоре двигателя – ток якоря начинает возрастать, стремясь к заданному значению.

Рассмотрим работу внешнего, скоростного контура. Сигнал на входе РС определяется соотношением

$$U_{\delta 1} = U_{зД} - U_{OC\omega}. \quad (5.2)$$

Если ω_{∂} по каким-либо причинам снижается, то напряжение $U_{OC\omega}$ тахогенератора также уменьшается, а сигнал ошибки $U_{\delta 1}$ увеличивается. Это приводит к возрастанию напряжения U_{PC} на выходе РС, то есть на вход токового контура начинает поступать больший сигнал задания. За счет работы внутреннего контура ток якоря увеличивается и, соответственно, ω_{∂} растет, стремясь к заданному значению.

Из приведенных рассуждений несложно заметить, что в этой схеме задача регулирования тока якоря *подчинена* задаче регулирования ω_{∂} . Отсюда следует название – «Система подчиненного регулирования».

Аналогично протекают процессы при управлении скоростью. Так, чтобы увеличить ω_{∂} , увеличивают напряжение задания $U_{зД}$. При

этом $U_{\delta 1}$ и U_{PT} увеличиваются, внутренний контур обеспечивает возрастание тока якоря, и двигатель разгоняется до заданного значения скорости.

Упрощенная принципиальная схема СПР тока якоря и угловой скорости ДПТ НВ для нереверсивного ЭП приведена на рис.5.20.

Для контуров используются типовые настройки на *технический оптимум (ТО)* и *симметричный оптимум (СО)*. Особенности этих настроек рассмотрены в разделе 4.3, 4.4.

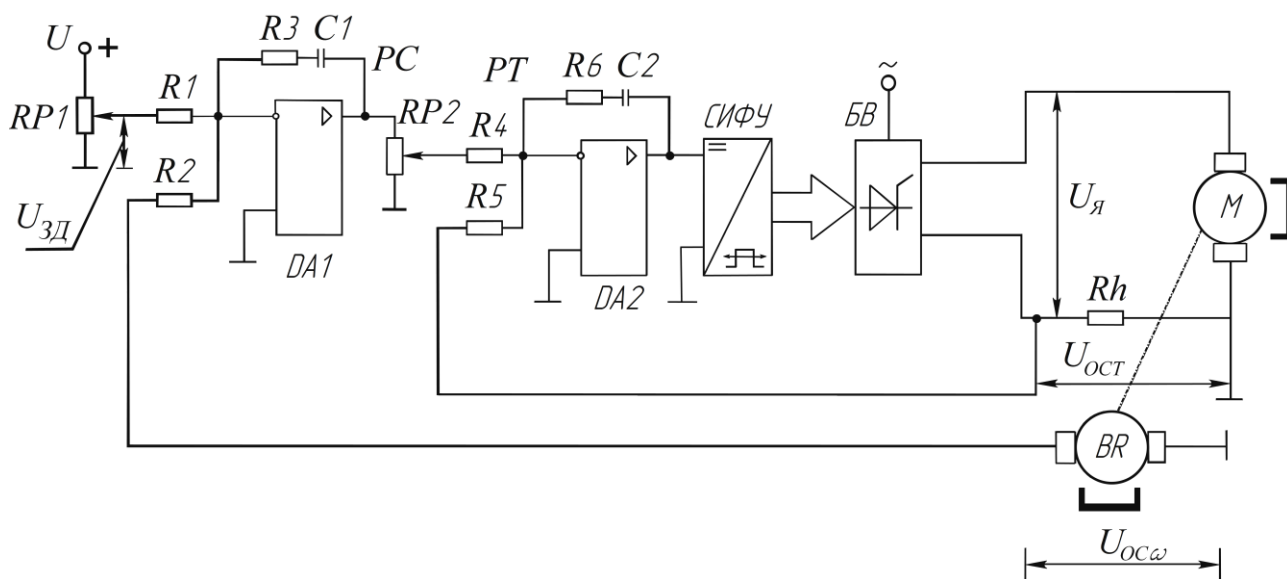


Рис.5.20 - Упрощенная принципиальная схема СПР тока якоря и угловой скорости ДПТ НВ для нереверсивного ЭП

Внутренний токовый контур настраивается на ТО, что позволяет получить максимальное быстродействие токового контура. Для этого используется ПИ-регулятор. В схеме он выполнен на операционном усилителе $DA2$. На вход PT через резисторы $R4$ и $R5$ поступает сигнал с выхода $PC - U_{PC}$ и с выхода датчика тока (шунт Rh) - $U_{ост}$.

Для внешнего скоростного контура используется настройка на ТО или СО. Соответственно используется пропорциональный или пропорционально-интегральный регулятор скорости (как показано схеме). PC выполнен на операционном усилителе $DA1$. На вход PC через $R1$ поступает сигнал $U_{зд}$ с датчика скорости (потенциометр $RP1$) и через $R2$ - сигнал отрицательной обратной связи $U_{ос\omega}$ по скорости, снимаемый с тахогенератора. Для настройки значения тока отсечки в схеме предусмотрен потенциометр $RP2$.

Задание № 5.2 и методические указания к его выполнению

Рассматривается СПР тока якоря и частоты вращения ДПТ. Необходимо провести синтез регулятора тока (РТ) и регулятора скорости (РС) и исследовать динамические свойства системы.

Исходные данные для расчета представлены в п.5.1.

Методика исследования СПР тока якоря и частоты вращения ДПТ включает в себя следующее:

- 1) Описание динамических свойств отдельных элементов САУ в форме передаточных функций и разработка алгоритмической схемы системы.
- 2) Синтез регулятора внутреннего токового контура системы (при синтезе использовать настройку токового контура на технический оптимум).
- 3) Набор модели токового контура. Построение и анализ графика переходного процесса по управляющему воздействию в замкнутом токовом контуре, определение показателей качества.
- 4) Синтез регулятора внешнего скоростного контура системы для варианта настройки на технический оптимум.
- 5) Набор модели СПР. Построение и анализ графика переходного процесса по управляющему воздействию в замкнутом скоростном контуре, определение показателей качества.
- 6) Построение и анализ переходного процесса по возмущающему воздействию в системе, настроенной на ТО, определение статической ошибки и максимального динамического «провала» скорости.
- 7) Синтез регулятора внешнего скоростного контура системы для варианта настройки на симметричный оптимум.
- 8) Редактирование модели системы с внешним скоростным контуром, настроенным на симметричный оптимум. Построение и анализ графика переходного процесса по управляющему воздействию в замкнутом скоростном контуре без фильтра и с фильтром, определение показателей качества.

9) Построение и анализ переходного процесса по возмущающему воздействию в системе, определение статической ошибки и максимального динамического «провала» скорости.

10) Сравнение показателей качества регулирования в СПР и в одноконтурной системе, рассчитанной в предыдущем задании. Выбор наилучшего варианта САУ. Разработка схемы спроектированной системы.

Методические рекомендации к выполнению Задания № 5.2.

1) Описание динамических свойств отдельных элементов САУ в форме передаточных функций и разработка алгоритмической схемы системы.

Описание динамических свойств отдельных звеньев системы выполнено в п.4.2. В отличие от неё при расчетах СПР применяют модель двигателя [1, 13], показанную на рис.5.21, где дополнительно к использованным в предыдущей работе обозначениям введены следующие: C_M , C_E – конструктивные постоянные двигателя; Φ – магнитный поток, M_c – момент статического сопротивления механизма; $K_{дв}$ – коэффициент передачи двигателя по управляющему воздействию, далее будем обозначать его K_d .

Отметим также, что при расчетах СПР наличием в структуре двигателя цепи обратной связи по противоЭДС пренебрегают.

2) Синтез регулятора внутреннего токового контура системы.

Алгоритмическая схема токового контура с учетом принятой модели системы приведена на рис.5.22. В нее входит первое звено динамической структуры ДПТ, вентильный преобразователь, регулятор тока и датчик обратной связи по току якоря с коэффициентом передачи $k_{ост}$. В учебных целях рекомендуется для всех вариантов принять $k_{ост} = 1$.

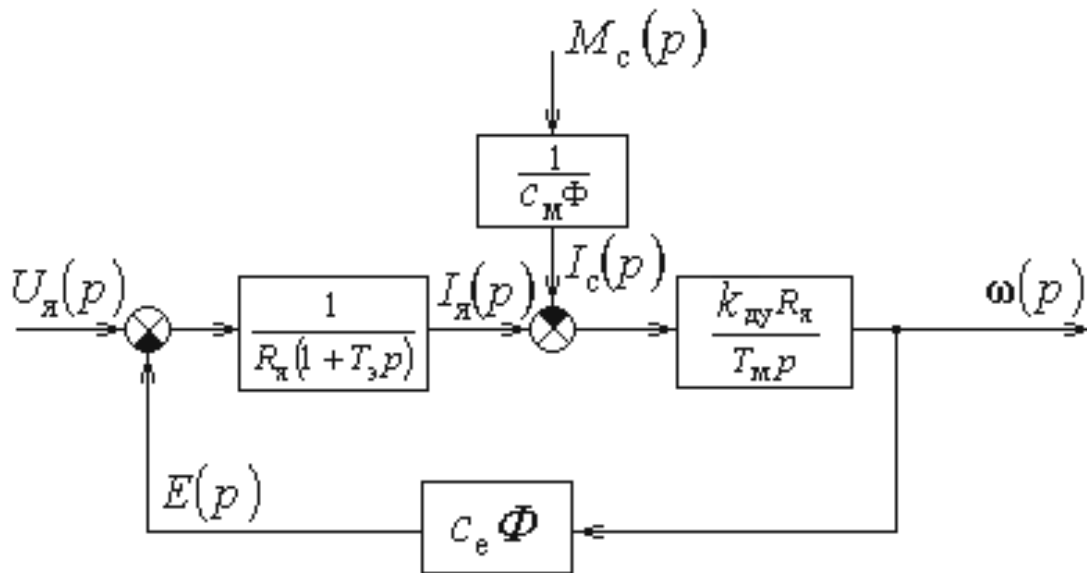


Рис.5.21 – Модель для исследования двигателя

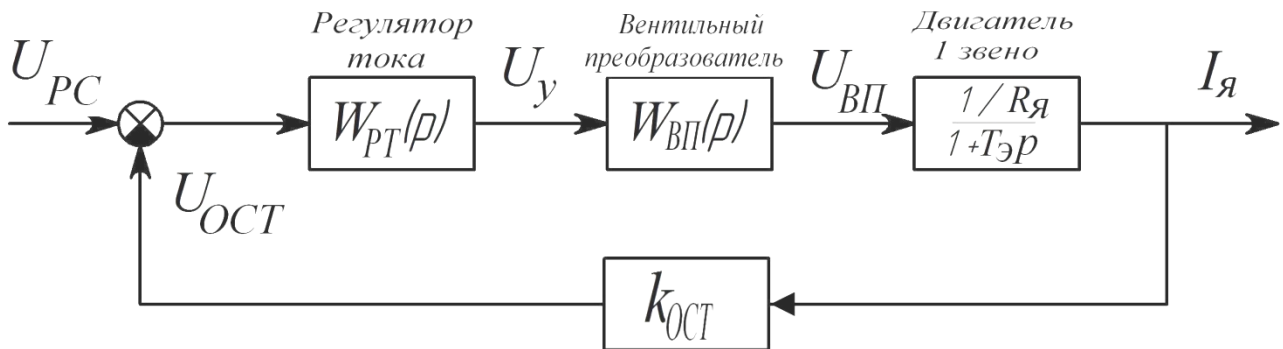


Рис.5.22 - Алгоритмическая схема токового контура

Передаточная функция (ПФ) разомкнутого токового контура без регулятора

$$W(p) = W_{ВП}(p) \cdot W_{Д1}(p) \cdot k_{ОСТ} = \frac{k_{ВП} \cdot 1/R_{Я}}{(1 + T_{ВП}p) \cdot (1 + T_{э}p)},$$

где $T_{\mu T} = T_{ВП}$ – малая постоянная времени токового контура

(постоянная времени вентильного преобразователя).

Желаемая передаточная функция контура при настройке на ТО (см. разделы 4.3, 4.4):

$$W^{ТО}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1)}.$$

По методике, изложенной выше, находится передаточная функция регулятора тока

$$W_{РТ}(p) = \frac{(T_{РЕГ1}p + 1)}{T_{И.РТ}p}.$$

Полученная передаточная функция регулятора тока соответствует типовому ПИ-регулятору, схема такого регулятора приведена в [1].

Постоянные времени РТ выбираются из соотношений

$$T_{РЕГ1} = T_{\mathcal{E}}; \quad T_{И.РТ} = \frac{2T_{\mu T} K_{ВП}}{R_{Я}}.$$

3) Набор модели токового контура. Построение и анализ графика переходного процесса по управляющему воздействию в замкнутом токовом контуре, определение показателей качества.

В соответствии с выполненными расчетами набирается модель токового контура, показанная на рис.5.23, и исследуется переходный процесс по управляющему воздействию.

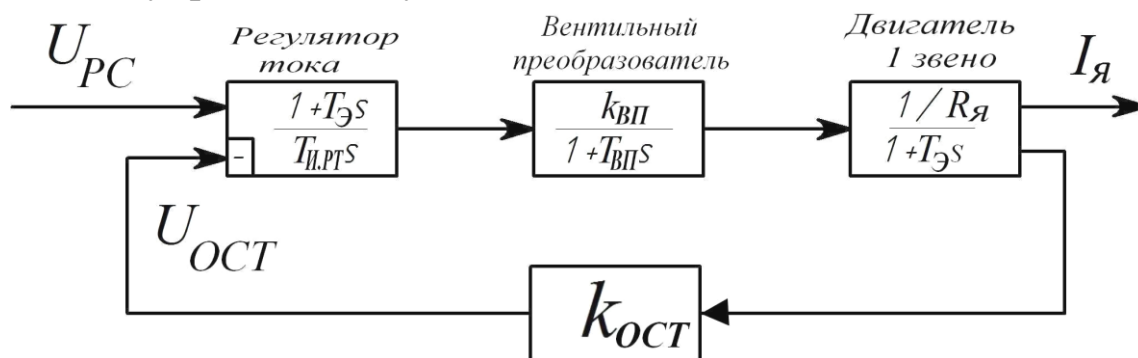


Рис. 5.23 - Модель токового контура для исследований

Для проверки правильности выполненных расчетов необходимо убедиться, что показатели качества переходного процесса совпадают с типовыми для настройки на ТО (см. разделы 4.3, 4.4).

4) Синтез регулятора внешнего скоростного контура системы для варианта настройки на технический оптимум.

Алгоритмическая схема системы с внешним скоростным контуром приведена на рис.5.24.

Замкнутый токовый контур при синтезе регулятора скорости можно приближенно описать следующей передаточной функцией:

$$W_{31}(p) \approx \frac{1}{1 + 2 \cdot T_{\mu T} p}.$$

Передаточная функция контура скорости без регулятора скорости при условии, что $T_{\mu C} = 2T_{\mu T}$,

$$W(p) = W_{31}(p) \cdot W_{д2}(p) \cdot k_{ос\omega}.$$

По методике, изложенной в разделе 4.4, находится передаточная функция РС

$$W_{PC}(p) = k_{PC},$$

которая соответствует П-регулятору. Причем его коэффициент передачи определяется по выражению

$$k_{PC} = \frac{T_M}{R_{Я} \cdot k_{Д} \cdot 2 \cdot T_{\mu C}} = \frac{T_M}{R_{Я} \cdot k_{Д} \cdot 4 \cdot T_{ВП} \cdot k_{ос\omega}}.$$

Набор модели СПР. Построение и анализ графика переходного процесса по управляющему воздействию в замкнутом скоростном контуре, определение показателей качества.

Модель системы с внешним скоростным контуром в соответствии с выполненными расчетами показана на рис.5.24.

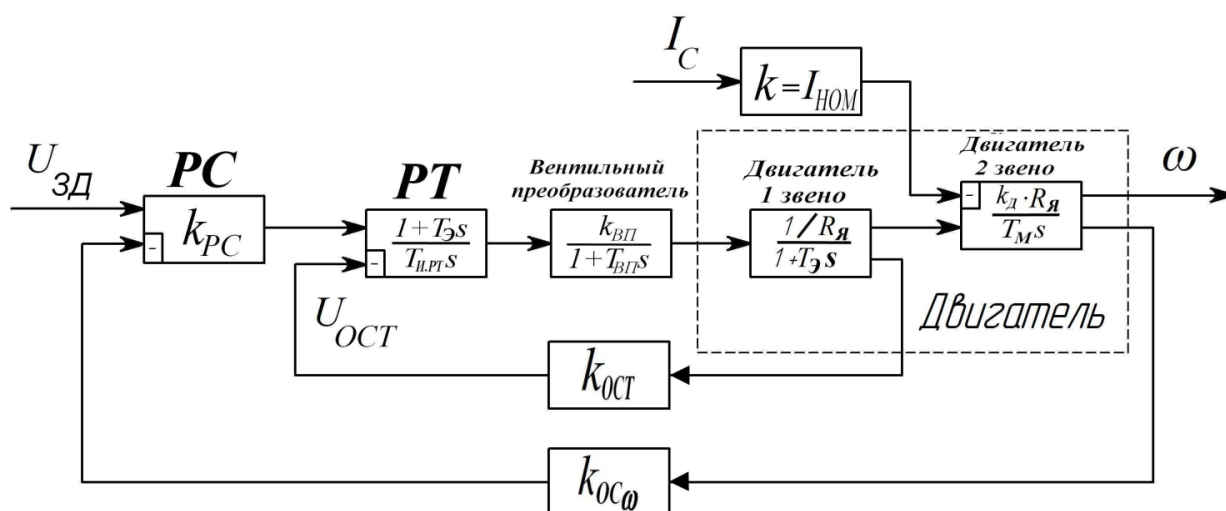


Рис.5.24 - Модель системы с внешним скоростным контуром

Далее выполняется расчет графика переходного процесса по управляющему воздействию в замкнутом скоростном контуре. Обратите внимание, что перерегулирование в системе оказывается несколько больше стандартного значения 4,3 %. Это вызвано упрощением передаточной функции замкнутого контура при синтезе РС.

5) Построение и анализ переходного процесса по возмущающему воздействию в системе, настроенной на ТО, определение статической ошибки и максимального динамического «провала» скорости.

Чтобы смоделировать переходный процесс по возмущающему воздействию, введите в модель (см. рис.5.24) дополнительный блок с коэффициентом передачи, равным номинальному току двигателя $I_{ном}$. Задайте на этот блок «Вход», а выход этого блока соедините с отрицательным входом второго блока в структуре двигателя. В результате будет моделироваться переходный процесс изменения частоты вращения двигателя по возмущающему воздействию, иными словами, процесс изменения скорости двигателя при скачке момента сопротивления механизма от нуля до номинального значения. Проанализируйте показатели качества этого переходного процесса: максимальный провал скорости и статическое отклонение скорости – статическую ошибку.

б) Синтез регулятора внешнего скоростного контура системы для варианта настройки на симметричный оптимум.

При настройке на симметричный оптимум желаемая передаточная функция системы задается в виде (см. раздел 4.4)

$$W^{CO}(p) = \frac{4T_{\mu C} p + 1}{8T_{\mu C}^2 p^2 (T_{\mu C} p + 1)}.$$

До введения РС передаточная функция разомкнутого скоростного контура

$$W(p) = W_{31}(p) \cdot W_{Д2}(p) \cdot k_{OC\omega} = \frac{k_D \cdot R_Y \cdot k_{oc\omega}}{(1 + 2T_{\mu T}) \cdot T_M p}.$$

Далее находится ПФ регулятора скорости (см. раздел 4.4)

$$W_{PC}(p) = \frac{T_{REG2} p + 1}{T_{И.РС} p} = \frac{4T_{\mu C} p + 1}{T_{И.РС} p} = \frac{8T_{ВП} p + 1}{T_{И.РС} p}.$$

Полученная ПФ соответствует ПИ-регулятору. Постоянная времени интегрирующего звена РС рассчитывается по выражению

$$T_{И.РС} = \frac{8 \cdot T_{\mu C}^2 \cdot k_D \cdot R_Y}{T_M} = \frac{32 \cdot T_{ВП}^2 \cdot k_D \cdot R_Y \cdot k_{oc\omega}}{T_M},$$

а постоянная времени в числителе ПФ РС принимается

$$T_{REG2} = 8 \cdot T_{ВП}.$$

7) Редактирование модели системы с внешним скоростным контуром, настроенным на симметричный оптимум. Построение и анализ графика переходного процесса по управляющему воздействию в замкнутом скоростном контуре без фильтра и с фильтром, определение показателей качества.

Далее в блоке регулятора скорости вместо коэффициента передачи необходимо задать найденную ПФ ПИ-регулятора, назначить на этот блок вход и рассчитать переходный процесс по управляющему воздействию.

Для расчета переходного процесса с фильтром необходимо ввести на входе системы дополнительный блок, как показано на рис.5.25, и задать в нем ПФ фильтра

$$W_{\phi}(p) = \frac{1}{4T_{\mu C}p + 1} = \frac{1}{8T_{ВП}p + 1}.$$

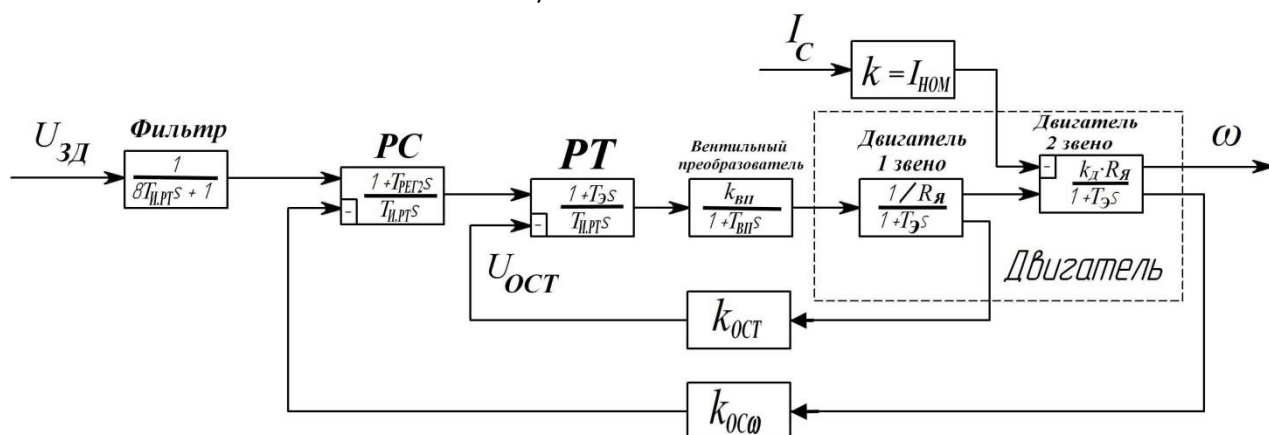


Рис.5.25 – Модель системы с дополнительным фильтром

После расчета переходного процесса следует оценить влияние фильтра на показатели качества переходного процесса.

8) Построение и анализ переходного процесса по возмущающему воздействию в системе, определение статической ошибки и максимального динамического «провала» скорости.

Исследование переходного процесса по возмущающему воздействию выполняется аналогично п.5).

По полученному графику переходного процесса необходимо оценить максимальный динамический провал скорости и статическую ошибку. Сделать выводы о влиянии настройки на СО на эти показатели.

9) Сравнение показателей качества регулирования в СПР и в одноконтурной системе, рассчитанной в предыдущей работе. Выбор наилучшего варианта САУ.

В этом разделе нужно сравнить показатели качества регулирования, достигаемые в СПР и в одноконтурной системе, рассмотренной в предыдущем задании. По результатам сравнения предложить наилучший, по вашему мнению, вариант исполнения системы и привести ее упрощенную электрическую схему. В качестве примера на рис.5.26 показана электрическая схема СПР с ПИ-регуляторами тока и скорости.

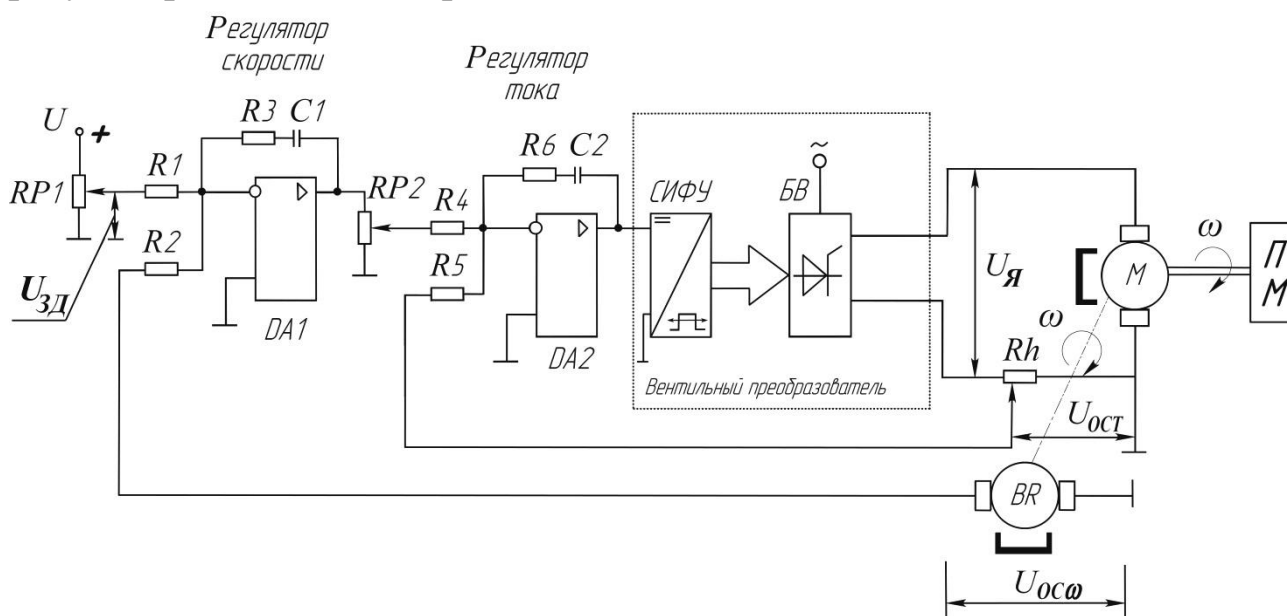


Рис.5.26 - Электрическая схема СПР с ПИ-регуляторами тока и скорости

6. ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫЙ ПРИВОД АД С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО СКОРОСТИ

6.1 Принципы построения и математическая модель частотно-регулируемого привода с обратной связью по скорости

В разделе 2.6 были рассмотрены механические характеристики АД при частотном управлении в разомкнутых системах, и указаны недостатки таких систем. Для увеличения диапазона регулирования скорости и формирования требуемых динамических характеристик используют различные варианты замкнутых систем частотного регулирования [17].

Упрощенная функциональная схема системы ЧРП с обратной связью по скорости приведена на рис. 6.1 (на схеме не показаны элементы, обеспечивающие ограничение момента двигателя при статических и динамических перегрузках). Она содержит: преобразователь частоты (ПЧ), АД, задатчик частоты (скорости) (ЗС), регулятор скорости (РС), функциональный преобразователь (ФП), датчик скорости – тахогенератор (BR).

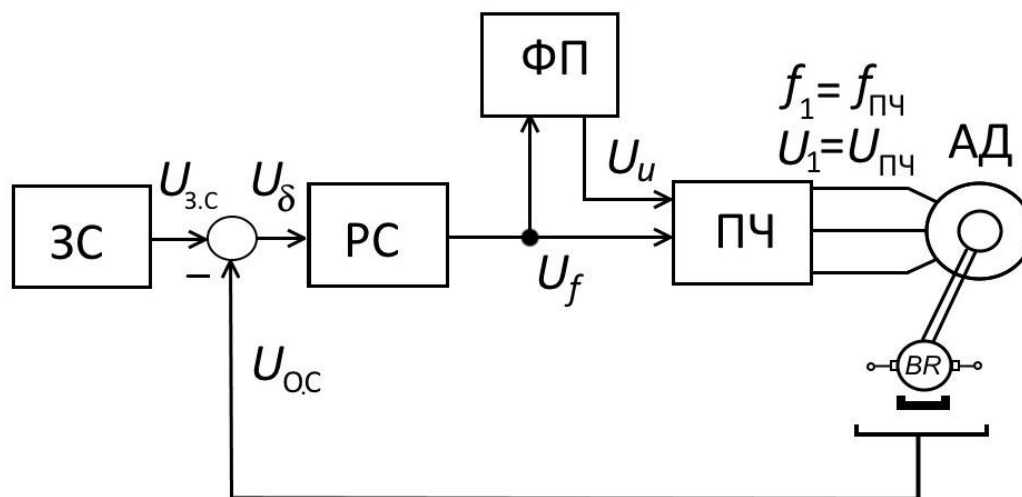


Рис. 6.1 - Функциональная схема системы ЧРП с обратной связью по скорости

Поясним работу схемы. В установившемся режиме, благодаря использованию регулятора с интегральной составляющей, частота вращения двигателя ω равна заданной и, соответственно, сигнал ошибки (рассогласования) на выходе узла сравнения сигналов равен нулю:

$$U_{з.с} = U_{о.с}; U_{\delta} = U_{з.с} - U_{о.с} = 0. \quad (6.1)$$

При увеличении нагрузки на валу АД частота вращения АД снижается и, соответственно, снижается напряжение датчика скорости $U_{о.с}$. На входе РС появляется напряжение $U_{\delta} = U_{з.с} - U_{о.с}$. В результате напряжение на выходе РС начинает возрастать, увеличивается напряжение U_f на входе ПЧ и, соответственно, частота f_1 напряжения, подаваемого на статор. Одновременно через ФП подается сигнал U_u на изменение напряжения U_1 на выходе ПЧ в соответствии с принятым законом регулирования.

Эти процессы длятся до тех пор, пока $U_{\delta} = U_{з.с} - U_{о.с}$ вновь не

станет равным нулю. А это произойдет при условии $U_{o.c} = U_{з.с}$, т.е. когда фактическая скорость АД станет равной заданной.

Структурная схема линейризованной системы частотного управления АД с отрицательной обратной связью по скорости, на которой показаны приращения переменных, приведена на рис.6.2 [17].

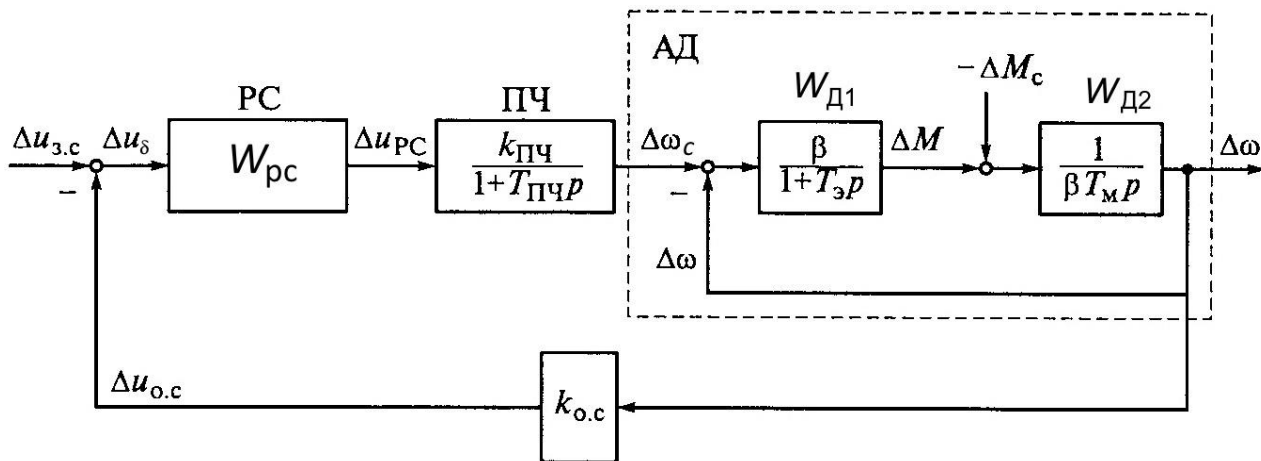


Рис. 6.2 - Структурная схема системы управления АД с обратной связью по скорости

Линеаризация выполнена для рабочего участка характеристики двигателя в пределах значений скольжения $S \leq S_k$.

Статические и динамические свойства элементов системы отражены соответствующими передаточными функциями (ПФ).

На вход АД поступает частота f_1 , определяющая синхронную скорость двигателя ω_c . На вход второго звена в структуре АД действует динамический момент, определяемый как разность моментов двигателя и момента статического сопротивления механизма:

$$M_{дин} = M - M_c.$$

Структура АД содержит внутренний контур отрицательной обратной связи по скорости.

Электромагнитная и электромеханическая инерционность АД отражены двумя звеньями с ПФ:

$$W_{д1}(p) = \frac{\beta}{T_3p + 1}; \quad (6.2)$$

$$W_{д2}(p) = \frac{1}{\beta T_M p}; \quad (6.3)$$

где β – жесткость линейризованной механической характеристики, $\frac{H^*M}{\text{рад/с}}$:

$$\beta = \frac{\Delta M}{\Delta \omega} = \frac{2M_{max}}{\omega_{с.н} S_K}; \quad (6.4)$$

T_ε – электромагнитная постоянная АД, с:

$$T_\varepsilon = \frac{1}{2\pi f_{1H} S_K} = \frac{1}{314 S_K}; \quad (6.5)$$

T_M – электромеханическая постоянная АД, с:

$$T_M = \frac{J}{\beta}; \quad (6.6)$$

J – приведенный момент инерции двигателя и механизма, $\text{кг}\cdot\text{м}^2$.

Динамические свойства преобразователя частоты описываются ПФ

$$W_{пч}(p) = \frac{\Delta \omega_c(p)}{\Delta U_{pc}(p)} = \frac{k_{пч}}{T_{пч} p + 1}; \quad (6.7)$$

где $k_{пч}$ – коэффициент передачи ПЧ при работе в зоне частот ниже номинальной, $\frac{\text{рад/с}}{\text{В}}$

$$k_{пч} = \frac{\Delta \omega_c}{\Delta U_{pc}} = \frac{\omega_{с.н}}{U_{пч.н}}; \quad (6.8)$$

$\omega_{с.н}$ – синхронная угловая скорость АД при $f_{1H}=50$ Гц;

$U_{пч.н}$ – номинальное напряжение управление ПЧ.

$T_{пч}$ – постоянная времени ПЧ, значение которой при высоких частотах модуляции выходного напряжения ПЧ (2...50 кГц) не превышает 0,001 с.

Коэффициент передачи цепи обратной связи по скорости двигателя, $\frac{\text{В}}{\text{рад/с}}$,

$$k_{о.с} = \frac{\Delta U_{о.с}}{\Delta \omega} = \frac{U_{з.с.н}}{\omega_{с.н}}; \quad (6.9)$$

$U_{з.с.н}$ – номинальное значение напряжения задатчика скорости.

6.2 Синтез регуляторов частотно-регулируемого привода

Для синтеза регулятора скорости эквивалентная ПФ двигателя с

учетом обратной связи в структуре двигателя приводится к следующему виду:

$$W_d(p) = \frac{1}{T_э T_M p^2 + T_M p + 1}. \quad (6.10)$$

При выполнении соотношения $T_M \geq 4T_э$ ПФ двигателя можно преобразовать к виду

$$W_d(p) = \frac{1}{(T_{д1}p + 1)(T_{д2}p + 1)}, \quad (6.11)$$

где

$$\frac{1}{T_{д1}} = \frac{1}{2T_э} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4T_э}{T_M}} \right); \quad (6.12)$$

$$\frac{1}{T_{д2}} = \frac{1}{2T_э} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4T_э}{T_M}} \right). \quad (6.13)$$

То есть, при указанном соотношении постоянных времени динамические свойства АД эквивалентны свойствам апериодического звена второго порядка.

Для настройки системы на технический оптимум (см. раздел 4.2) в системе следует использовать ПИ-регулятор или ПИД-регулятор. В первом случае может быть скомпенсирована одна «большая» постоянная времени, во втором – две «большие» постоянные времени.

ПФ ПИ-регулятора имеет вид

$$W_R(p) = \frac{T_{R1}p + 1}{T_{R2}p}. \quad (6.14)$$

В соответствии с общей методикой синтеза регуляторов (см. раздел 4.2), постоянную времени T_{R1} форсирующего сомножителя следует принять равной наибольшей из постоянных времени АД

$$T_{R1} = T_{д2}. \quad (6.15)$$

Постоянная времени интегрирующего преобразования $T_{Rи}$ вычисляется по формуле

$$T_{Rи} = 2k_{пч}k_{о.с}T_{μ1}, \quad (6.16)$$

где «малая» некомпенсированная постоянная времени

$$T_{\mu 1} = T_{д1} + T_{пч}. \quad (6.17)$$

Если используется ПИД-регулятор с ПФ

$$W_R(p) = \frac{(T_{R1}p + 1)(T_{R2}p + 1)}{T_{Rи}p}, \quad (6.18)$$

то постоянные времени форсирующих сомножителей T_{R1}, T_{R2} регулятора принимаются равными постоянным двигателя:

$$T_{R1} = T_{д1}; T_{R2} = T_{д2}, \quad (6.19)$$

а постоянная времени интегрирующего преобразования выбирается по формуле

$$T_{R3} = 2k_{пч}k_{о.с}T_{\mu 2}, \quad (6.20)$$

где «малая» некомпенсированная постоянная времени

$$T_{\mu 2} = T_{пч}. \quad (6.21)$$

Время переходного процесса в системе, настроенной на технический оптимум, определяется только значением «малой» постоянной времени. Очевидно, что при использовании ПИД-регулятора $T_{\mu 2} < T_{\mu 1}$, следовательно, система с таким регулятором будет обладать более высоким быстродействием, чем в случае применения ПИ-регулятора. Необходимость высокого быстродействия и, соответственно, вопрос о выборе типа регулятора определяется требованиями механизма.

В случае, когда $T_M < 4T_э$, ПФ двигателя приводится к виду ПФ колебательного звена [1, 6]:

$$W_d(p) = \frac{1}{T_d p^2 + 2\xi T_d p + 1}, \quad (6.22)$$

где

$$T_d = \sqrt{T_э T_M}; \xi = \frac{T_M}{2T_d}. \quad (6.23)$$

Рекомендации по выбору регулятора в этой ситуации не столь однозначны. Один из возможных вариантов – использовать ПИ-регулятор с ПФ (6.14), приняв

$$T_{R1} = T_d; \quad (6.24)$$

$$T_{Rи} = (2 \dots 2,5)k_{пч}k_{о.с}T_{\mu 1}; \quad (6.25)$$

$$T_{\mu 1} = T_{\text{д}} + T_{\text{пч}}. \quad (6.26)$$

Более подробно этот вопрос рассмотрен в последующем примере.

Следует учитывать, что при исследовании динамики с использованием линеаризованной модели изучаются переходные процессы в «малом», когда элементы системы работают на линейных участках характеристики. Для переходного процесса по задающему воздействию эти условия обычно выполняются, если величина ступенчатого изменения задающего сигнала не превышает порядка 10 % от номинального значения. Переходные процессы рассматриваются для приращений переменных, т.е. для изменения переменных относительно исходного значения (например, переходный процесс изменения частоты вращения двигателя относительно исходного значения при ступенчатом изменении напряжения задатчика скорости).

В системе, наряду с переходными процессами в «малом», могут возникать и переходные процессы в «большом», когда проявляются существенные нелинейности. Примером такого процесса может служить пуск двигателя на номинальную скорость при ступенчатом изменении напряжения задатчика от нуля до номинального значения. В этом случае вступают в действие узлы системы, обеспечивающие ограничение момента и тока АД, и процесс протекает максимально интенсивно с учетом ограничений. Такой пуск для некоторых механизмов является нежелательным, так как приводит к значительным динамическим нагрузкам на механическую часть. Чтобы исключить перегрузки, электропривод оснащается, так называемым, задатчиком интенсивности, позволяющим устанавливать желаемое время разгона привода, и тем самым ограничить ускорение при разгоне.

Задание №6.1 и методические указания к его выполнению

Синтезировать регулятор замкнутой системы управления АД с отрицательной обратной связью по скорости. Исследовать графики переходных процессов в разомкнутой и замкнутой системах по управляющему и возмущающему воздействиям.

Пример 6.1. Рассмотрим исследование динамических характеристик на основе данных двигателя АИР160S6, представленные в табл.6.1.

Таблица 6.1

**Каталожные данные асинхронного электродвигателя
АИР160S6**

$P_{\text{НОМ}}$, кВт	n_c , об/мин	$S_{\text{НОМ}}$, о.е.	S_K , о.е.	$n_{\text{НОМ}}$, об/мин	ω_H , рад/с	$\omega_{c.H.}$, рад/с	$M_{\text{НОМ}}$, Нм	J_d , кг·м ²	$m_{\text{max}} =$ $M_{\text{max}}/M_{\text{НОМ}}$
11	1000	0,03	0,17	970	101,8	105	108	0,12	2,74

В примере выполним расчеты для **двух значений момента инерции**, приведенного к валу двигателя:

$$J_1 = 24 \cdot J_d = 24 * 0,12 = 2,88 \text{ кг} \cdot \text{м}^2,$$

и

$$J_2 = 5 \cdot J_d = 5 * 0,12 = 0,6 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Выполняем предварительные расчеты параметров звеньев структурной схемы системы (см. рис.6.2).

По выражению (6.4) жесткость линеаризованной механической характеристики, $\frac{\text{Н} \cdot \text{м}}{\text{рад/с}}$,

$$\beta = \frac{\Delta M}{\Delta \omega} = \frac{2M_{\text{max}}}{\omega_{c.H.} S_K} = \frac{2 * 2,7 * 108}{105 * 0,17} = 34,7 \frac{\text{Н} \cdot \text{м}}{\text{рад/с}}.$$

Электромагнитная постоянная АД по формуле (6.5)

$$T_{\text{э}} = \frac{1}{2\pi f_{1H} S_K} = \frac{1}{2\pi * 50 * S_K} = \frac{1}{314 * 0,17} = 0,0199 \text{ с}.$$

Электромеханическая постоянная АД **для первого значения** момента инерции

$$T_M = \frac{J_1}{\beta} = \frac{2,88}{34,7} = 0,0829 \text{ с}.$$

При расчете коэффициента передачи ПЧ для зоны частот ниже номинальной принимаем номинальное напряжение управления ПЧ $U_{\text{пч.н}} = 10 \text{ В}$. Тогда по формуле (6.8)

$$k_{\text{пч}} = \frac{\Delta \omega_c}{\Delta U_{\text{pc}}} = \frac{\omega_{c.H.}}{U_{\text{пч.н}}} = \frac{105}{10} = 10,5 \frac{\text{рад/с}}{\text{В}}.$$

Постоянную времени ПЧ принимаем: $T_{ПЧ}=0,001$ с.

Для расчета коэффициента передачи цепи обратной связи по скорости двигателя номинальное значение напряжения задатчика скорости $U_{з.с.н}$ принимаем равным 10 В. Тогда по выражению (6.9)

$$k_{о.с} = \frac{\Delta U_{о.с}}{\Delta \omega} = \frac{U_{з.с.н}}{\omega_{с.н}} = \frac{10}{105} = 0,0952 \frac{\text{В}}{\text{рад/с}}.$$

В рассматриваемом варианте выполняется соотношение $T_M \geq 4T_\varepsilon$, и ПФ двигателя можно преобразовать к виду (6.11):

$$W_d(p) = \frac{1}{(T_{д1}p + 1)(T_{д2}p + 1)}.$$

Эквивалентные постоянные АД рассчитываем по выражениям (6.12) и (6.13):

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_{д1}} &= \frac{1}{2T_\varepsilon} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4T_\varepsilon}{T_M}} \right) = \\ &= \frac{1}{2 * 0,0199} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{4 * 0,0199}{0,0829}} \right) = 30,2 \text{ с}^{-1}; \\ \frac{1}{T_{д2}} &= \frac{1}{2T_\varepsilon} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4T_\varepsilon}{T_M}} \right) = \\ &= \frac{1}{2 * 0,0199} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4 * 0,0199}{0,0829}} \right) = 20,1 \text{ с}^{-1}; \\ T_{д1} &= 0,033 \text{ с}; T_{д2} = 0,0498 \text{ с}. \end{aligned}$$

Используем в системе ПИ-регулятор. По формулам (6.15), (6.16) рассчитываем его параметры:

$$T_{R1} = T_{д2} = 0,0498 \text{ с}; T_{\mu1} = T_{д1} + T_{ПЧ} = 0,033 + 0,001 = 0,034 \text{ с};$$

$$T_{Rи} = 2k_{пч}k_{о.с}T_{\mu1} = 2 \cdot 10,5 \cdot 0,0952 \cdot 0,034 = 0,0683 \text{ с}.$$

Расчеты динамических характеристик системы проводим с использованием программы CLASSIC-3.01.

Структурная схема модели системы представлена на рис.6.3.

В блоке 1 модели задаем ПФ регулятора (напомним, что в программе CLASSIC-3.01 вместо оператора p используется оператор s , а вместо десятичной запятой – точка):

$$W_R(s) = \frac{1 + 0,0498s}{0,0683s}$$

В блоке 2 задаем ПФ преобразователя частоты:

$$W_{ПЧ}(s) = \frac{10.5}{1 + 0,001s}$$

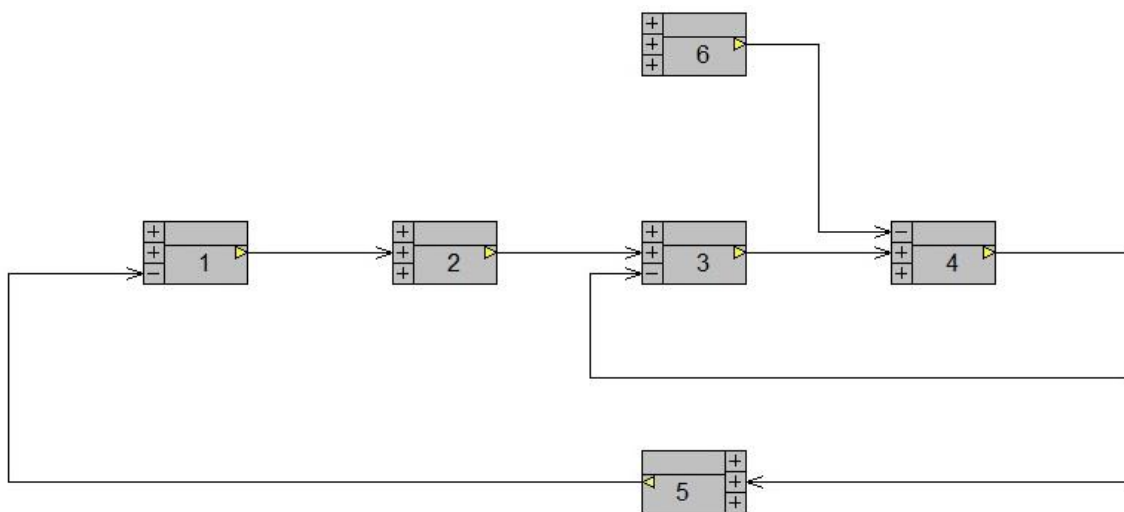


Рис.6.3 - Структурная схема модели системы

В блоке 3 задаем ПФ первого звена в структуре двигателя:

$$W_{д1}(s) = \frac{\beta}{1 + T_3s} = \frac{34,7}{1 + 0,0199s};$$

в блоке 4 – ПФ второго звена в структуре двигателя:

$$W_{д2}(s) = \frac{1}{\beta T_M s} = \frac{1}{J_1 s} = \frac{1}{2,88s}$$

Для расчетов переходных процессов в разомкнутой системе коэффициент передачи цепи обратной связи по скорости двигателя (блок 5) устанавливаем равным 0.

Назначаем вход на блок 2 (в разомкнутой системе задающий сигнал подается на вход ПЧ) и выход на блок 4. Выполнив пункт «Расчеты, Характеристики», получаем переходный процесс в разомкнутой системе по задающему воздействию (рис. 6.4).

Как следует из графика, переходный процесс протекает без

перерегулирования, время регулирования составляет около 0,2 с. Следует напомнить, что полученный переходный процесс показывает, как будет изменяться угловая скорость АД при «малом» единичном ступенчатом изменении задающего сигнала. Причем, график показывает не абсолютное значение скорости, а ее приращение (изменение). Это относится и к последующим графикам.

Как следует из графика (рис.6.4), при единичном (на 1 В) ступенчатом изменении сигнала на входе ПЧ угловая скорость после окончания переходного процесса возрастет на 5 рад/с.

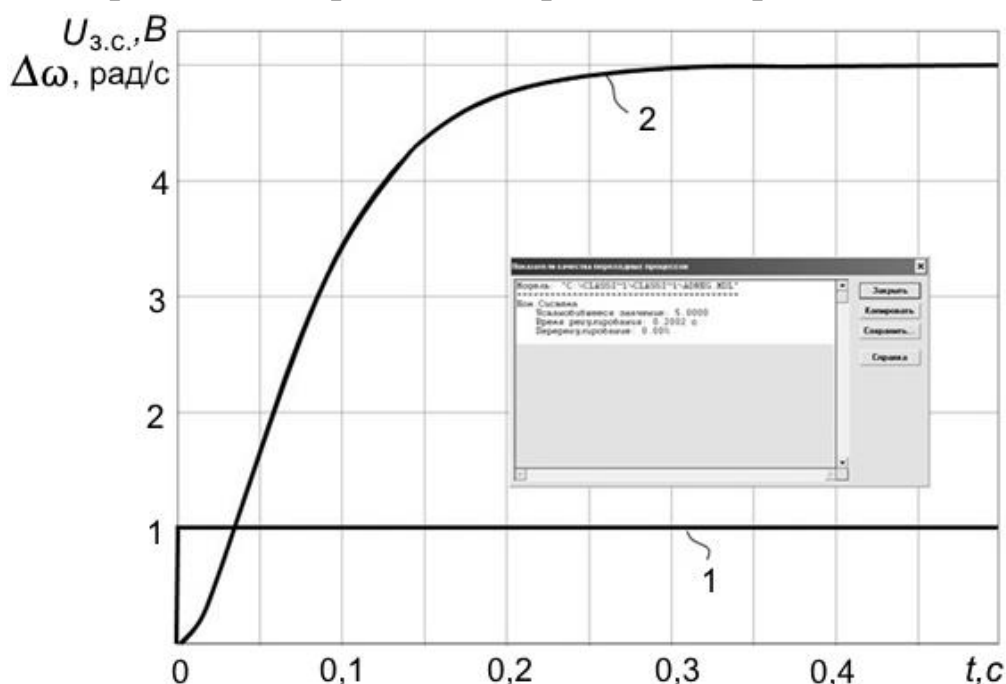


Рис.6.4 - График переходного процесса по задающему воздействию в разомкнутой системе: 1 – $U_{з.с.}(t)$; 2 – $\Delta\omega(t)$.

Для исследования переходного процесса по возмущающему воздействию дополняем структурную схему модели (см. рис.6.3) блоком 6. Чтобы исследовать изменение скорости при возрастании момента сопротивления механизма от нуля до номинального, зададим коэффициент передачи этого блока равным $M_{НОМ}=108$ и перенесем вход на этот блок. В результате расчетов получим переходный процесс по возмущающему воздействию, показанный на рис.6.5. На рисунке скачок момента показан в относительных единицах: $\frac{\Delta M_c}{M_{НОМ}}$.

Как следует из графика, при ступенчатом приложении

номинального момента угловая скорость двигателя снизится примерно на 3 рад/с относительно исходного значения. Иными словами, абсолютная статическая ошибка от изменения нагрузки в разомкнутой системе составляет около 3 рад/с.

Далее переходим к исследованию переходных процессов в замкнутой системе. Задаем в блоке 5 коэффициент передачи

$$k_{o,c} = 0,0952 ,$$

и переносим вход на блок 1.

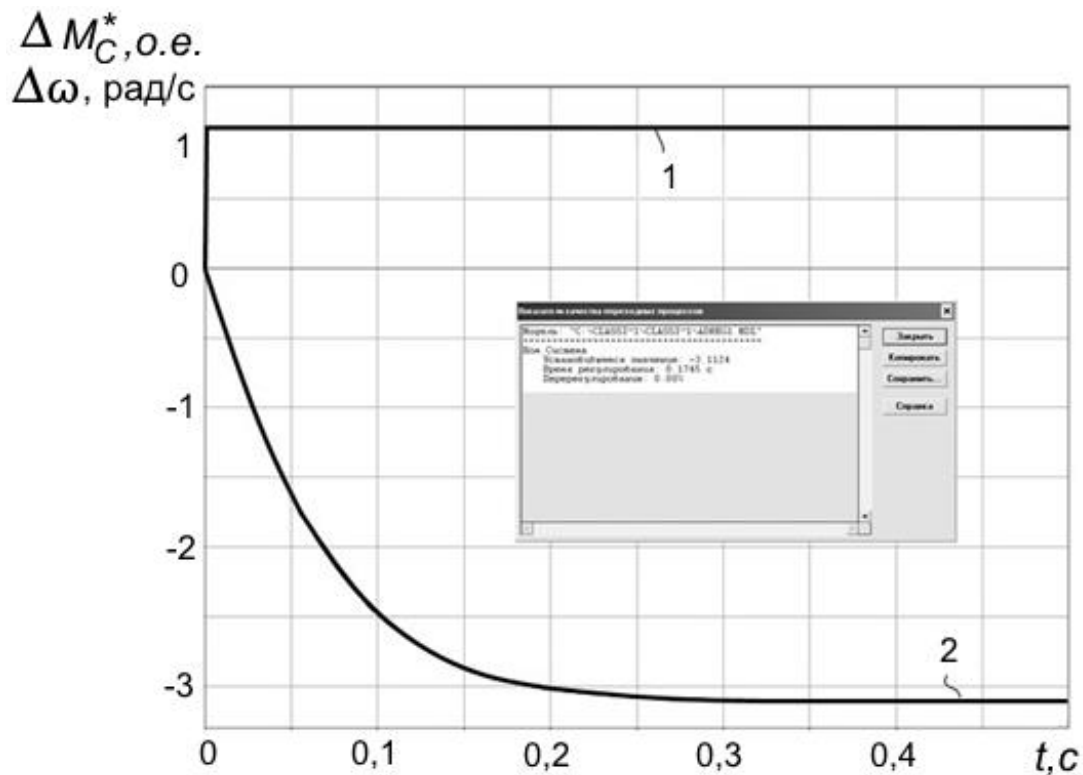


Рис.6.5 - Переходный процесс в разомкнутой системе при ступенчатом изменении момента сопротивления на валу АД:

$$1 - \Delta M_C^*(t) = \Delta M_C(t) / M_{НОМ} ; 2 - \Delta \omega(t).$$

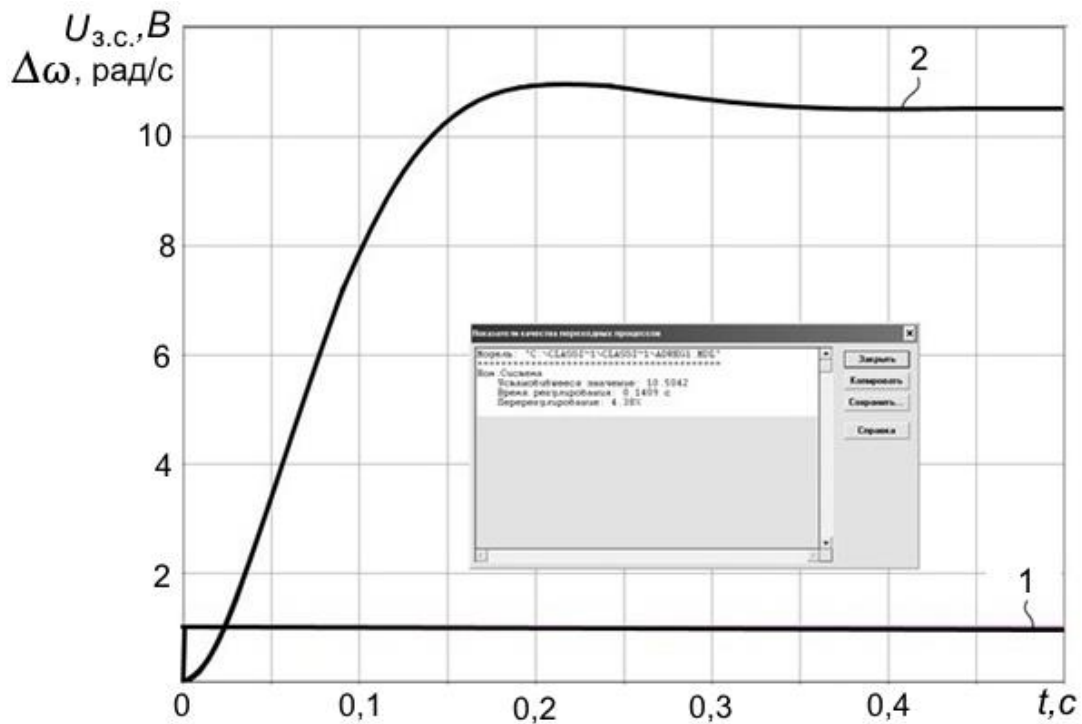


Рис.6.6 - График переходного процесса по задающему воздействию в замкнутой системе с ПИ-регулятором: 1 – $U_{з.с.}(t)$; 2 – $\Delta\omega(t)$.

В результате расчетов получаем график переходного процесса при ступенчатом единичном изменении сигнала задатчика скорости (рис.6.6).

Как следует из графика, переходный процесс протекает с незначительным перерегулированием около 4,3 % за время 0,14 с, что примерно на 30 % меньше, чем в разомкнутой системе. Обратите внимание, при правильно выполненных расчетах перерегулирование в системе, настроенной на технический оптимум, должно составлять около 4,3%, а время регулирования $t_p=4,1 \cdot T_{\mu 1}=4,1 \cdot 0,034=0,014$ с. Полученные результаты совпадают с ожидаемыми.

Далее переходим к расчету переходного процесса по возмущающему воздействию в замкнутой системе. Для этого переносим вход на блок 6. В результате получаем график, показанный на рис.6.7.

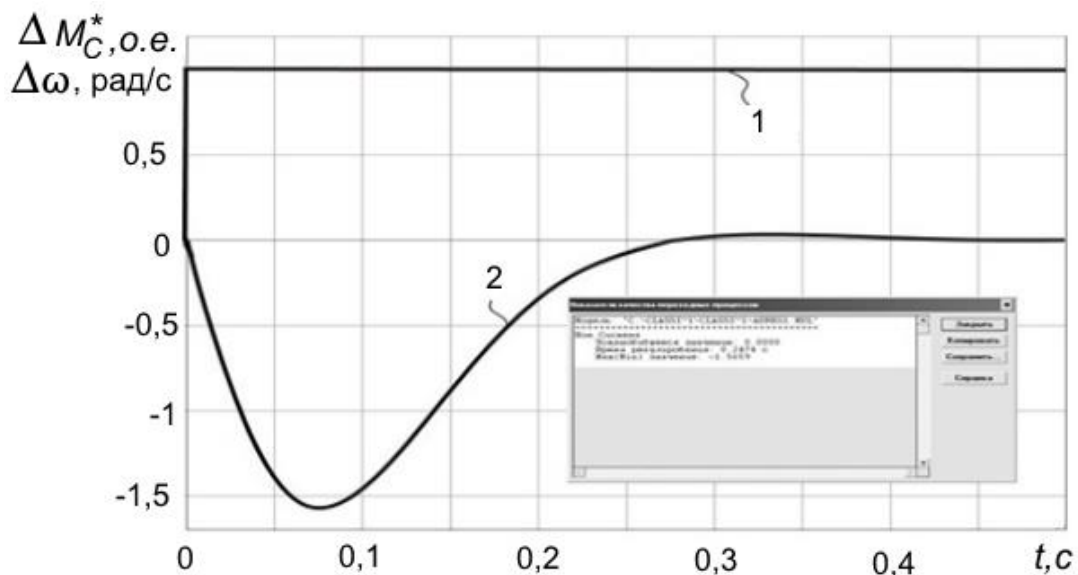


Рис.6.7 - Переходный процесс в замкнутой системе при ступенчатом изменении момента сопротивления на валу АД:

$$1 - \Delta M_c^*(t) = \frac{\Delta M_c(t)}{M_{\text{НОМ}}}; 2 - \Delta \omega(t).$$

Из графика следует, что при скачке момента на валу двигателя, на первом этапе возникает «провал» скорости примерно на 1,5 рад/с, а затем отклонение скорости от исходного значения в системе с ПИ-регулятором сводится к нулю благодаря действию отрицательной обратной связи.

Таким образом, в замкнутой системе в установившихся режимах будет обеспечиваться точное поддержание скорости: статическая ошибка будет равна нулю.

Проведем расчеты для **второго значения момента инерции** $J_2 = 0,6 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.

Электромеханическая постоянная АД по формуле (6.6)

$$T_M = \frac{J_2}{\beta} = \frac{0,6}{34,7} = 0,0173 \text{ с.}$$

Задаем в блоке 4 новое значение T_M и аналогично предыдущему исследуем переходные процессы. График переходного процесса по задающему воздействию показан на рис.6.8.

Как и следовало ожидать, переходный процесс носит колебательный характер, время регулирования составляет около 0,1 с, перерегулирование 19 %.

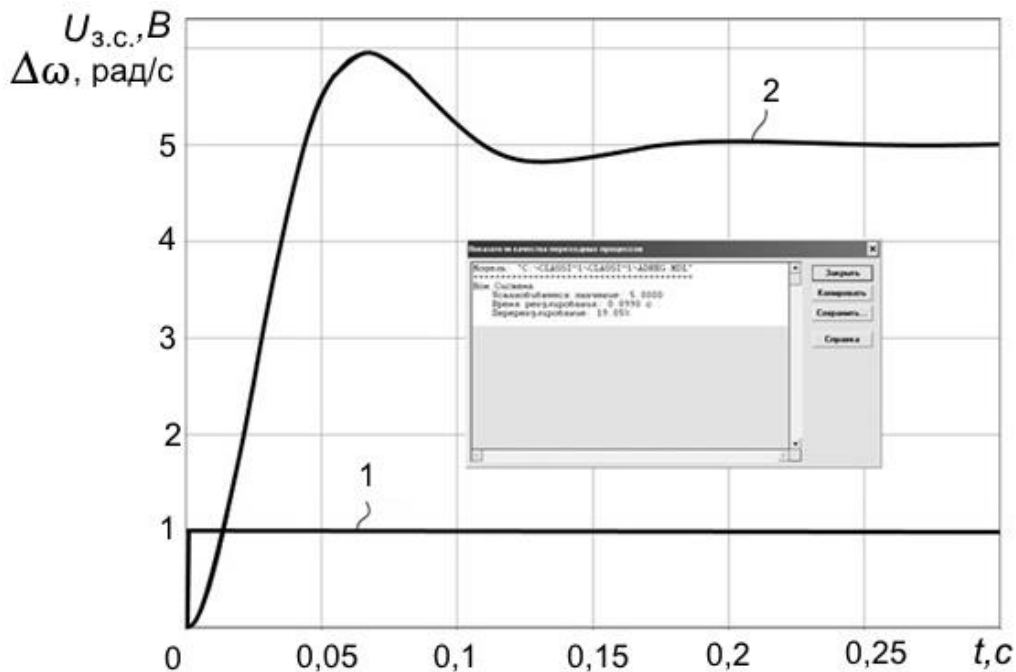


Рис.6.8 - График переходного процесса по задающему воздействию в разомкнутой системе: 1 – $U_{з.с.}(t)$; 2 – $\Delta\omega(t)$.

Для расчета параметров регулятора преобразуем выражение (6.10) для ПФ АД. В рассматриваемом случае $T_M < 4T_\Sigma$, и ПФ двигателя приводится к виду ПФ колебательного звена (6.22)

$$W_D(p) = \frac{1}{T_D p^2 + 2\xi T_D p + 1},$$

где

$$T_D = \sqrt{T_\Sigma T_M} = \sqrt{0,0199 * 0,0173} = 0,0185 \text{ с};$$

$$\xi = \frac{T_M}{2T_D} = \frac{0,0173}{2 * 0,0185} = 0,466.$$

Используем ПИ-регулятор с ПФ (6.14), приняв

$$T_{R1} = T_D = 0,0185 \text{ с};$$

$$T_{\mu 1} = T_D + T_{пч} = 0,0185 + 0,001 = 0,0186 \text{ с};$$

$$T_{Rи} = 2,5k_{пч}k_{о.с}T_{\mu 1} = 2,5 * 10,5 * 0,0952 * 0,0186 = 0,0465 \text{ с}.$$

Далее аналогично рассчитываем переходные процессы в замкнутой системе. Переходный процесс по задающему воздействию показан на рис.6.9 (вход назначен на блок 1 и в блоке 5 задан $k_{о.с} = 0,0952$).

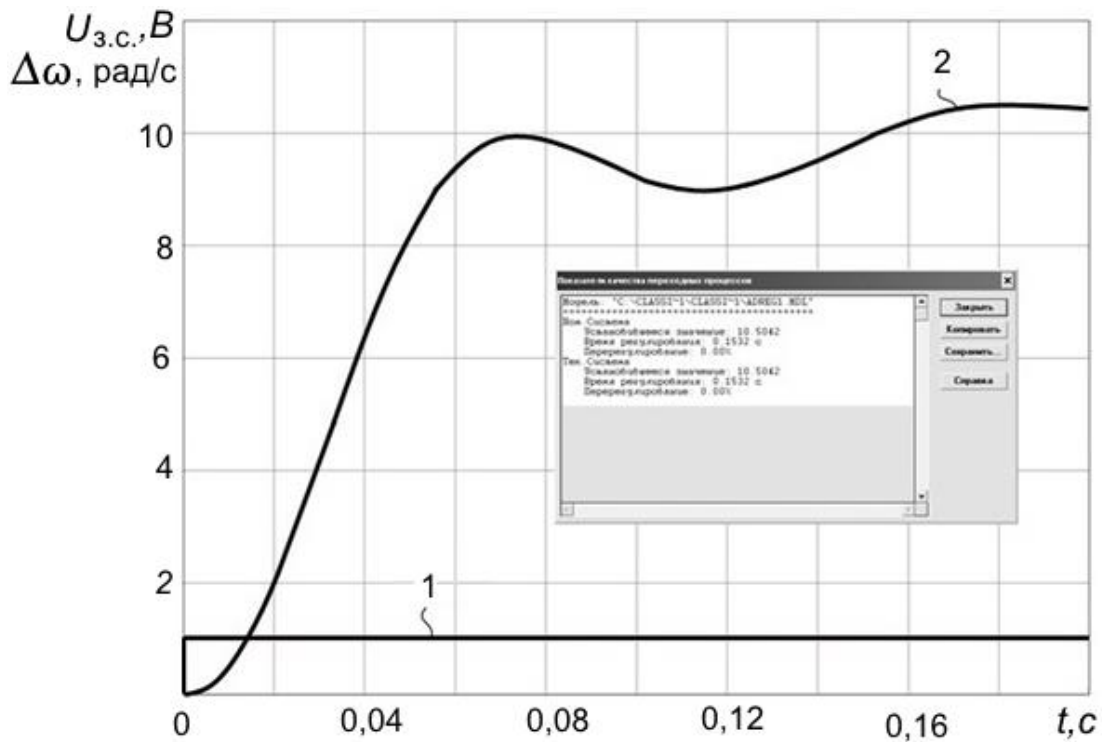


Рис.6.9 - График переходного процесса по задающему воздействию в замкнутой системе: 1 – $U_{з.с.}(t)$; 2 – $\Delta\omega(t)$.

Для расчета переходного процесса по возмущению (рис.6.10) вход перенесен на блок 6.

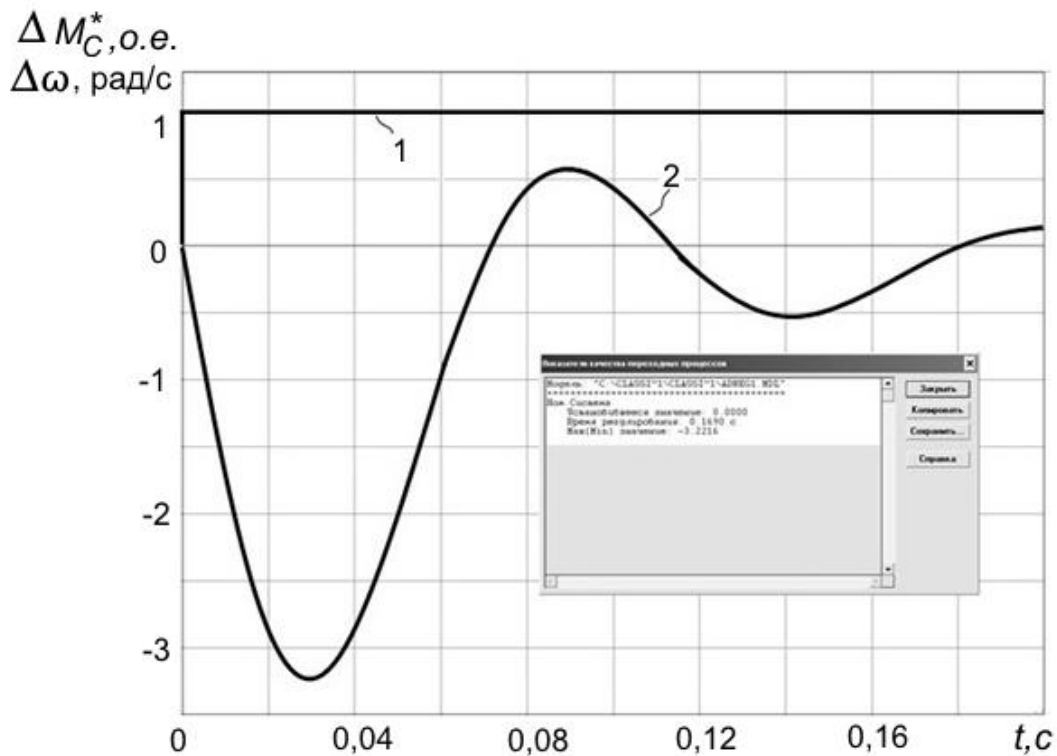


Рис.6.10 - График переходного процесса по возмущающему воздействию в замкнутой системе: 1 – $\Delta M_C^*(t) = \frac{\Delta M_C(t)}{M_{НОМ}}$; 2 – $\Delta\omega(t)$.

Оцените самостоятельно качество регулирования в разомкнутой и замкнутой системах.

Следует учитывать, что колебательность полученных переходных процессов можно в случае необходимости снизить, увеличив значение постоянной $T_{Rи}$ регулятора. Однако это сопряжено с увеличением времени регулирования.

Вопросы для самопроверки

1. По функциональной схеме поясните процесс стабилизации скорости при возрастании момента сопротивления на валу АД.
2. Приведите структурную схему АД при частотном регулировании.
3. К какому виду приводится передаточная функция АД?
4. Какие типовые регуляторы используются в замкнутой по скорости системе управления АД?
5. Поясните, изменение каких переменных показывают переходные процессы по задающему воздействию и по возмущению? Чем вызваны эти процессы?

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящем учебном пособии освещены вопросы расчета статических и динамических характеристик электромеханических преобразователей энергии для различных режимов работы. Для снижения затрат времени при исследованиях динамических процессов в объектах и системах управления, используется программа CLASSIC, разработанная в Санкт-Петербургском электротехническом университете. В приложении представлена методика ознакомительной работы с программой CLASSiC, позволяющая быстро освоить работу с ней. При помощи указанного программного обеспечения изучаются динамические характеристики линеаризованных объектов и систем: двигателей постоянного тока, вопросы устойчивости, синтеза регуляторов и исследования качества управления в замкнутых системах с ЭМП.

Примеры расчетов позволяют более подробно разобраться в изложенных методиках расчета.

В приложении приведены сведения по серийно выпускаемым отечественной электромашиностроительной промышленностью синхронным электромеханическими преобразователями.

В рамках настоящего пособия авторы, естественно, не ставили задачу рассмотрения всех аспектов управления электромеханическими преобразователями. Для углубления знаний более подробного изучения рассмотренных вопросов студентам рекомендуется обратиться к источникам, приведенным в библиографическом списке.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. *Абакумов, А.М.* Управление электромеханическими преобразователями / А.М. Абакумов, В.И. Котенев, Д.Г. Рандин. – Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2014. – 191 с.: ил.
2. *Алиев, И.И.* Справочник по электротехнике и электрооборудованию / И.И. Алиев. – М.: Высш. шк., 2000. – 225 с.
3. *Белов, М.П.* Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов / М.П. Белов, В.А. Новиков, Л.Н. Рассудов. – М.: Издательский центр «Академия», 2007. – 576 с.
4. *Бесекерский, В.А.* Теория систем автоматического управления / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – СПб.: Профессия, 2003. – 752 с.
5. *Гольдберг, О.Д.* Проектирование электрических машин / О.Д. Гольдберг, И.С. Свириденко – М.: Высш.шк., 2006. – 430 с.
6. *Дорф, Р.* Современные системы управления / Р. Дорф, Р. Бишоп. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2002. – 832 с.
7. *Жданов П.С.* Вопросы устойчивости электрических систем / Под ред. Л.А. Жукова. – М.: Энергия, 1979. – 456 с.
8. *Ильинский, Н.Ф.* Электропривод: энерго- и ресурсосбережение: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / Н.Ф. Ильинский, В.В. Москаленко. – М.: Издательский центр «Академия», 2008. – 208 с. ISBN 978-5-7695-2849-1.
9. *Кацман, М.М.* Электрические машины / М.М. Кацман. – М.: Высш. шк., 2003. – 469 с.
10. *Ким, Д.П.* Теория автоматического управления. Т.1. Линейные системы / Д.П. Ким. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 288 с.
11. *Методы классической и современной теории автоматического управления: учебник в 5 томах / Под ред. К.А. Пупкова, Н.Д. Егупова. – М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004.*
12. *Мошинский, Ю. А.* Определение параметров схемы замещения асинхронной машины по каталожным данным / Ю. А. Мошинский, В.

Я. Беспалов, А. А. Кирякин // Электричество. – 1998. – № 4. – С. 38–42.

13. *Онищенко, Г.Б.* Электрический привод / Г.Б. Онищенко. – М.: Издательский центр «Академия», 2008. – 288 с.

14. *Попов, Е.П.* Теория линейных систем автоматического регулирования и управления / Е.П. Попов. – М.: Наука, 1978. – 256 с.

15. Применение регулируемого электропривода в технологиях транспорта нефти и газа / Г.Р. Шварц, А.М. Абакумов, Л.А. Мигачева, Ф.Н. Рассказов, П.К. Кузнецов. М.: Машиностроение-1, 2008. Кн. 1. 240 с.

16. Справочник по электрическим машинам. В 2 т. / Под ред. И.П. Копылова. Т. 1. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 456 с.

17. *Терехов, В.М.* Системы управления электроприводов / В.М. Терехов, О.И. Осипов. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 304 с.

18. Ярославский электромашиностроительный завод (ОАО «ЭЛДИН»): официальный сайт. URL: <http://www.eldin.ru>.

19. *Федоров, О.В.* Основы технико-экономического выбора электроприводов промышленных установок / О.В. Федоров, Э.Л. Карпова. – Н. Новгород: Изд-во ГГУ, 1991. – 164 с.

П.1 ОСНОВЫ РАБОТЫ С ПРОГРАММОЙ CLASSiC-3.01

П.1.1 Общие сведения

Основные сведения о программном обеспечении

Название ПО: CLASSiC – Complex Linear Analysis and Structure Synthesis in Control - Программное средство для анализа и синтеза структурно-сложных систем управления.

Версия ПО: 3.01

Разработчик ПО: Кафедра автоматике и процессов управления (федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И.Ульянова (Ленина)»).

Версия ПО: только 32-разрядная.

Размер на диске, Мб: 1.1

Лицензия: свободно распространяемая.

П.1.2 Ввод и редактирование моделей

Исследование характеристик звеньев выполняется с использованием программы CLASSiC-3.01.

Работа с моделями начинается с Редактора моделей, в котором вводится и редактируется модель.

Можно выбрать одну из двух форм представления модели при вводе:

- структурная схема модели;
- табличное описание модели.

При выборе структурной схемы модели вызывается графический редактор модели и в этом случае новая модель вводится с созданием графического образа – структурной схемы.

Возможности программы CLASSiC-3.01 позволяют проводить анализ свойств и характеристик систем управления, анализ структурных особенностей, инвариантных к операторам блоков. В связи с этим данная программа рекомендована для учебного процесса – при изучении: основ теории управления, компьютерных методов расчета сложных систем, современных методов анализа структурно-

сложных систем с использованием теории графов и в проектной практике в организациях – при создании современных систем управления объектами различного назначения.

П.1.3 Исследование характеристик

Переход от модели в форме структурной схемы (заданной в графическом или в табличном редакторе модели) к характеристикам означает выполнение следующих действий:

- получение передаточной функции системы;
- расчет нулей и полюсов (корней полиномов числителя и знаменателя передаточной функции);
- расчет переходных процессов;
- расчет частотных характеристик;
- отображение полученной информации в виде графиков и таблиц в окне «Характеристики».

Для получения окна «Характеристики» необходимо воспользоваться клавишей на клавиатуре ПК **F9** или выбрать пункт «Характеристики» меню «Расчеты».

ВНИМАНИЕ!

Пункт меню «Расчеты/Характеристики» недоступен, если исходная модель не определена полностью, то есть полином знаменателя хотя бы одного блока структурной схемы равен нулю.

П.1.4 Программа исследований

П.1.4.1 Порядок действий при исследовании характеристик динамического звена

В качестве примера используем типовое апериодическое звено. Исходными данными для моделирования являются передаточная функция звена и ее параметры.

Задана передаточная функция типового апериодического звена:

$$W(s) = \frac{k}{1 + Ts}, \quad (1.1)$$

где k – коэффициент передачи звена;

T – постоянная времени звена; s – оператор Лапласа.

Звено содержит два параметра: k и T .

В качестве примера примем: коэффициент усиления $k=1$, постоянная времени $T=0,1$ с (номинальные параметры).

Исследование проводится в следующей последовательности.

Выберите пункт меню «Файл», «Новый», «Структурная схема модели». Используя клавиши на клавиатуре «←», «↑», «→», «↓» или «мышь», разместите изображение звена приблизительно в центре окна. Зафиксируйте положение звена нажатием клавиши «Enter». Выход в меню – «Esc».

Дважды щелкните левой клавишей на изображении звена. В появившемся окне «Параметры блока» (рис.1.1) назначьте для этого звена **Вход** и **Выход**. В окне «Передаточная функция блока» задайте 1 в числителе, а в знаменателе $1+0.1s$. Обратите внимание, что знаменатель записывается начиная с 1. Для перехода к заданию коэффициента перед «s» нужно сместиться на следующую строку знаменателя («стрелка вниз» под $W(s)$). В качестве разделителя целой и десятичной части числа **используется точка**.

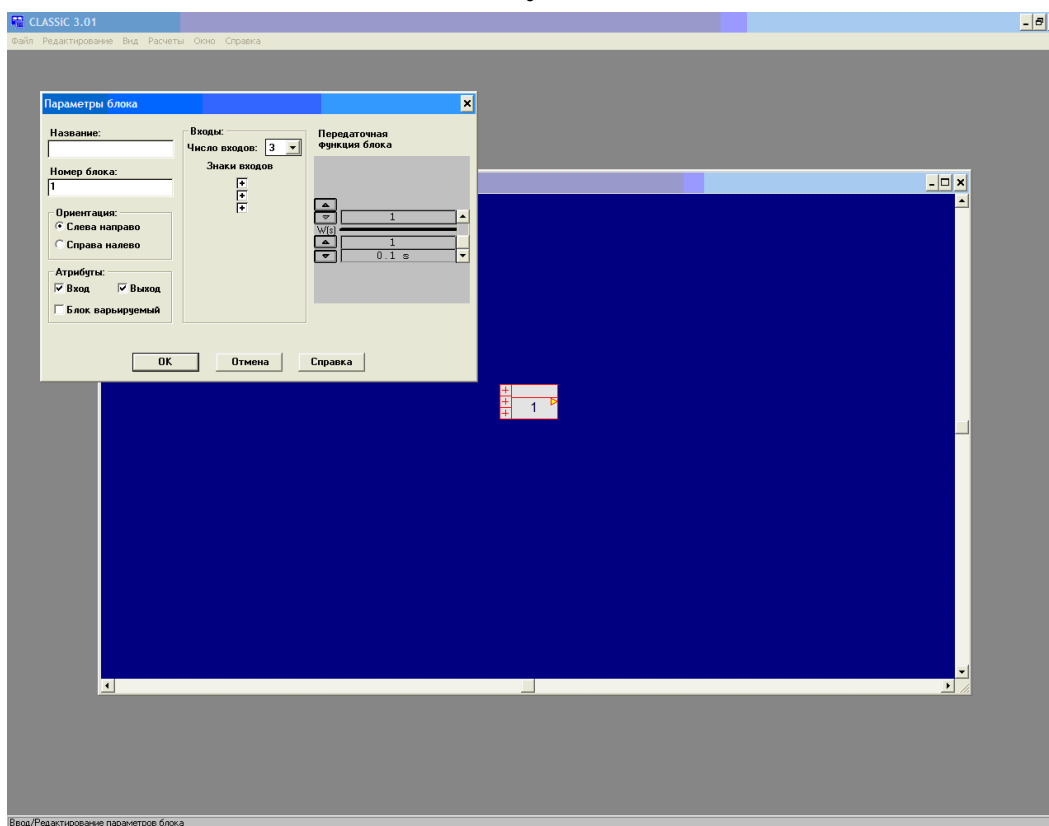


Рис.1.1 – Рабочее окно программы

Подтвердите ввод – «ОК». В основном меню выберите пункты «Расчеты», «Характеристики». После этого на экране появятся четыре окна, в которых расположены характеристики исследуемого звена (рис.1.2).

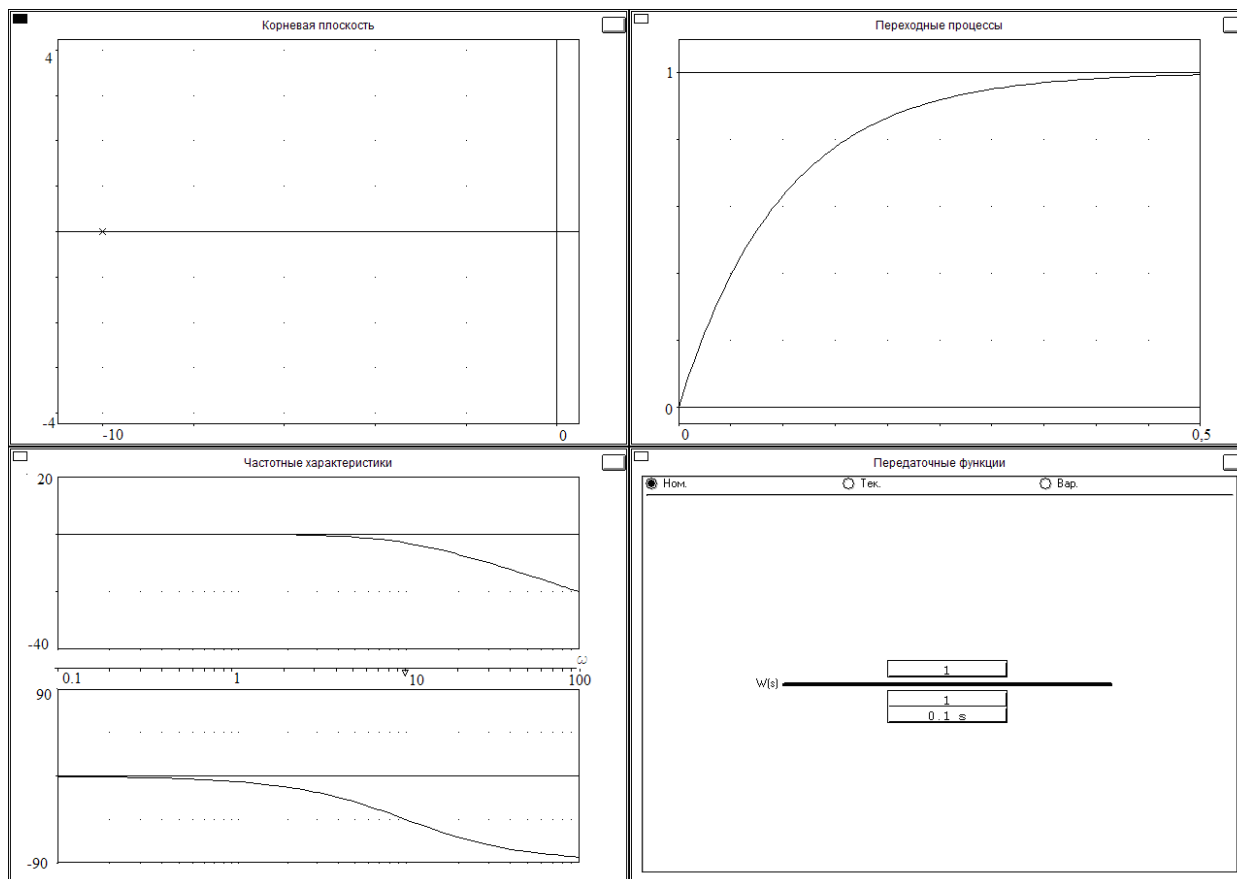


Рис.1.2 – Окна с характеристиками исследуемого звена

Для детального изучения характеристик любую из них можно вывести *на весь экран*. Для этого воспользуйтесь изображениями «кнопок». В качестве примера на рис.1.3 показано развернутое изображение переходного процесса.

При необходимости можно изменять начальное и конечное значения по осям абсцисс и ординат графиков – для этого необходимо использовать пункты меню «Графики», «Параметры» или дважды щелкнуть левой клавишей в поле графика, при этом появляется дополнительное окно (см.рис.1.3), в котором можно задать желаемые начальное и конечное значения по осям абсцисс и ординат.

Увеличьте конечное значение по осям абсцисс и ординат графика переходного процесса в 2 раза.

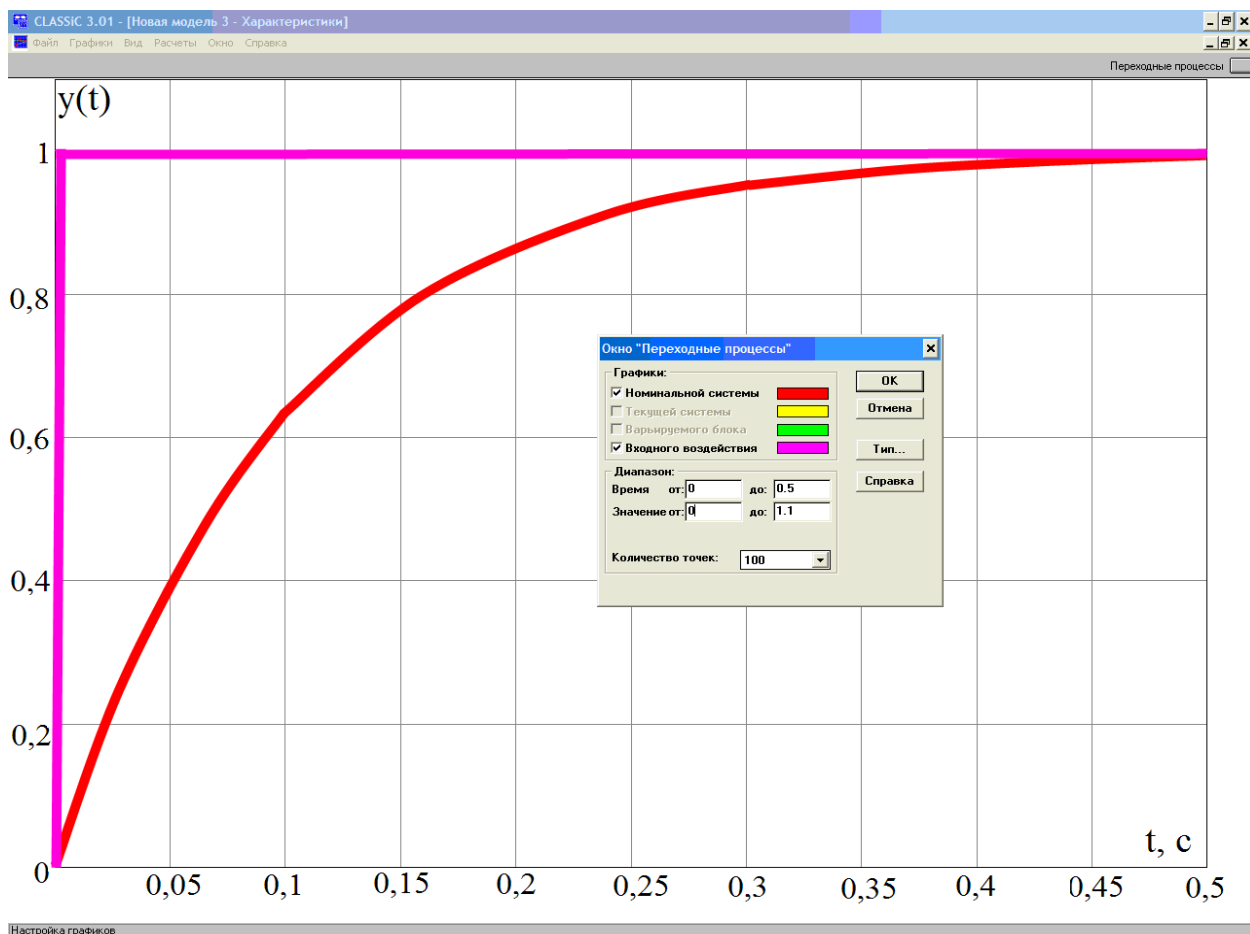


Рис. 1.3 – График переходного процесса исследуемого звена

Вернитесь к основному окну (см.рис.1.2) – клавиша «**Esc**». В основном окне (слева внизу) строятся графики логарифмической амплитудной ЛАХ $L(\omega)$ частотной характеристики и логарифмической фазовой ЛФХ $F(\omega)$ частотной характеристики.

Для построения амплитудно-фазовой характеристики (АФХ) или амплитудной частотной (АЧХ) и фазовой частотной (ФЧХ) характеристик необходимо щелкнуть правой кнопкой на изображении графиков ЛАХ и ЛФХ и в появившемся меню выбрать «**Тип**». Далее в меню «**Частотные характеристики**» (рис.1.4) выбрать необходимый пункт (на рис. 1.4 выбран пункт АФХ). Если щелкнуть кнопку «**ОК**», будет построена АФХ (рис.1.5).

Постройте АФХ, а также АЧХ и ФЧХ.

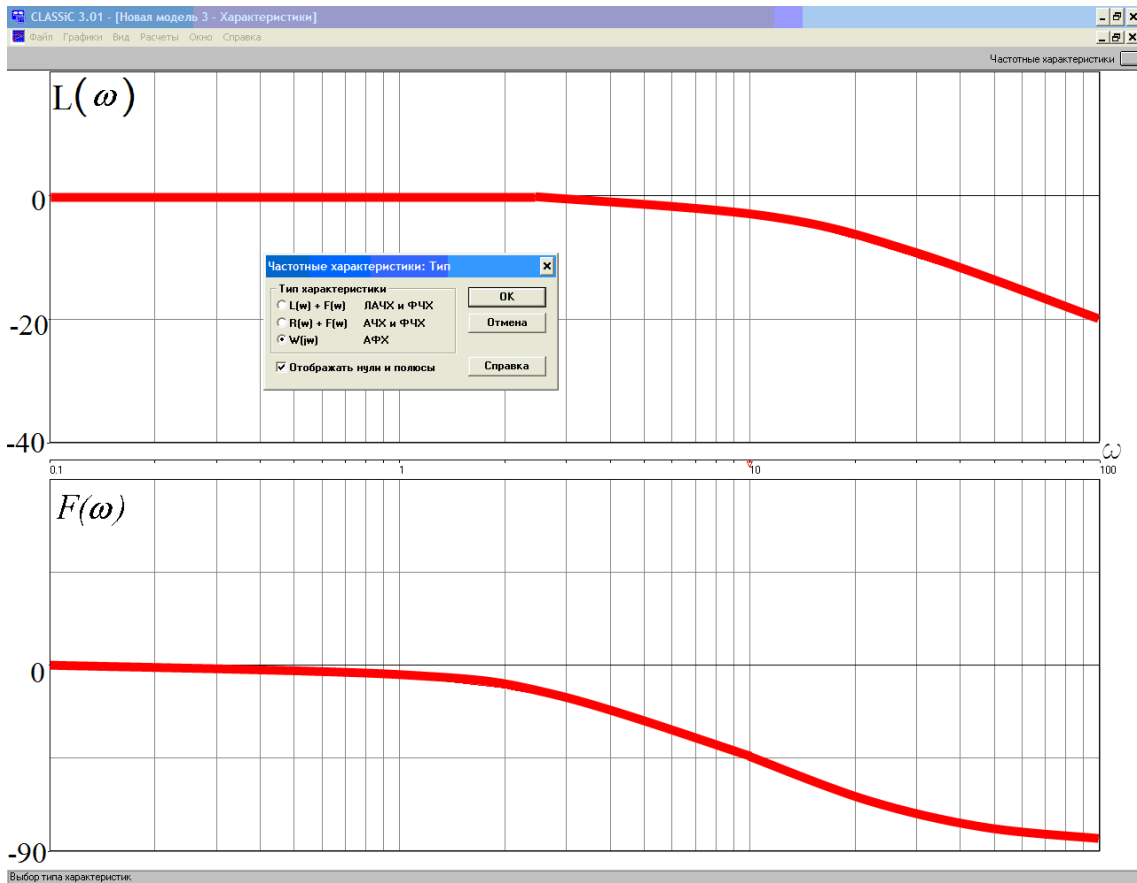


Рис.1.4 – График ЛАФЧХ

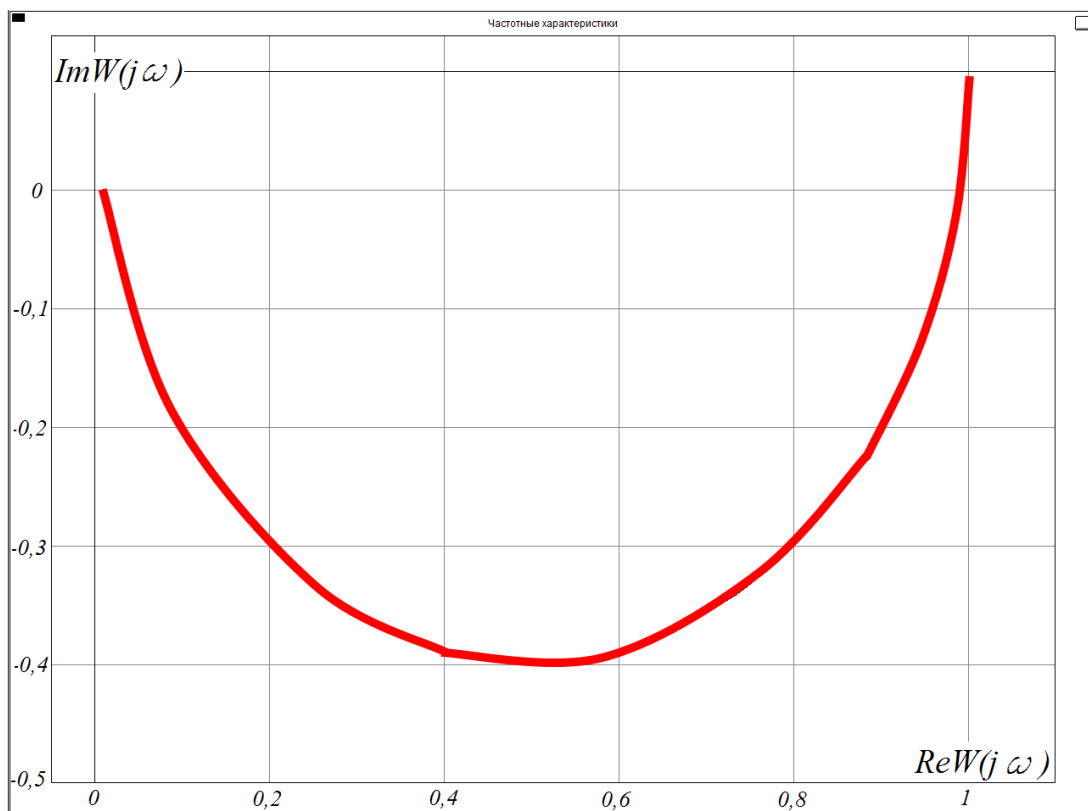


Рис.1.5 – График АФХ

П.1.4.2. Набор моделей САУ из нескольких звеньев

Схема САУ обычно состоит из нескольких тем или иным способом включенных звеньев.

Звенья могут быть включены последовательно (рис.1.6а), параллельно (рис.1.6б), в виде участка (рис.1.6в) с отрицательной обратной связью (ООС) и участка (рис.1.6г) с положительной обратной связью (ПОС).

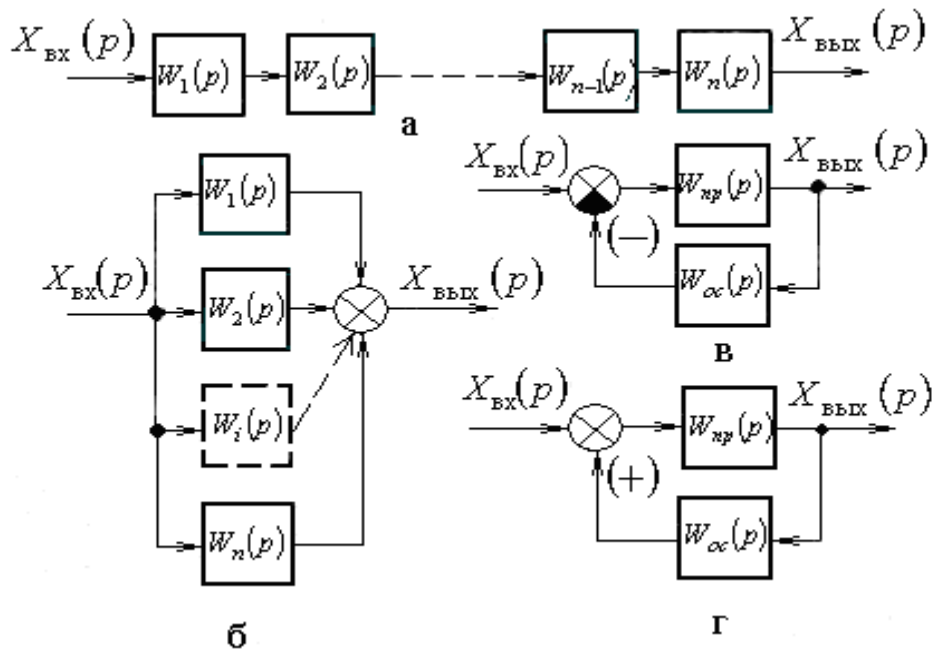


Рис.1.6 – Схемы САУ:

а – последовательное включение звеньев; б – параллельное включение звеньев; в – отрицательная обратная связь; г – положительная обратная связь.

На рис.1.6 видно, что $W_{\text{пр}}(p)$ и $W_{\text{о.с.}}(p)$ – передаточные функции прямой цепи и цепи обратной связи. Вместо символа s использован символ p .

Модель САУ, состоящая из трех последовательно включенных звеньев, приведена на рис.1.7. Наберите такую модель. Задайте следующие передаточные функции и параметры звеньев (подстрочные индексы в передаточных функциях соответствуют номерам звеньев):

$$W_1(s) = k_1 = 10;$$

$$W_2(s) = \frac{k_2}{1 + T_2 s} = \frac{1}{1 + 0.1s}; \quad W_3(s) = \frac{k_3}{1 + T_3 s} = \frac{1}{1 + 0.2s}.$$

Задайте вход на первом звене, выход – на третьем. Исследуйте переходный процесс в такой системе.

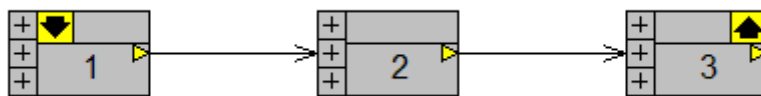


Рис.1.7 - Модель САУ, состоящая из трех последовательно включенных звеньев

Модель САУ, состоящая из трех (1, 2, 3) параллельно включенных звеньев, приведена на рис.1.8. Наберите такую модель. Задайте следующие передаточные функции и параметры звеньев (подстрочные индексы в передаточных функциях соответствуют номерам звеньев):

$$W_1(s) = k_1 = 10;$$

$$W_2(s) = \frac{k_2}{1+T_2s} = \frac{10}{1+0.1s}; \quad W_3(s) = \frac{k_3}{1+T_3s} = \frac{1}{1+0.2s}.$$

Звено 4 на схеме необходимо для разветвления входного сигнала (вход в программе CLASSiC может задаваться только для одного звена). Задайте $W_4(s) = k_4 = 1$. Звено 5 необходимо для суммирования выходных сигналов параллельно включенных звеньев. Задайте $W_5(s) = k_5 = 1$.

Задайте вход на 4-м звене, выход – на 5-м. Исследуйте переходный процесс в такой системе.

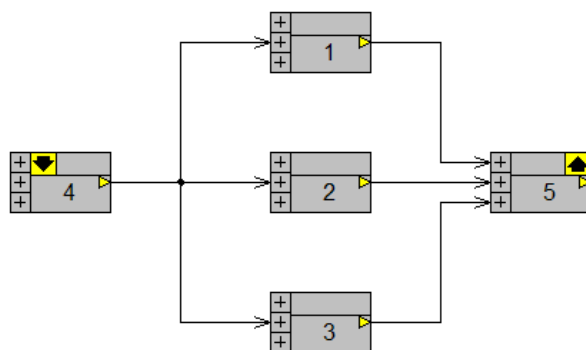


Рис.1.8 - Модель САУ, состоящая из трех параллельно включенных звеньев

Модель САУ с ООС приведена на рис.1.9. Наберите такую модель. Звено 3 здесь служит для изменения при необходимости значения задающего сигнала. Задайте следующие передаточные функции и параметры звеньев:

$$W_1(s) = \frac{k_1}{1 + T_1 s} = \frac{10}{1 + 1s}; \quad W_2(s) = k_2 = 1; \quad W_3(s) = k_3 = 1.$$

Обратите внимание, что на нижнем входе первого звена должен быть задан знак минус. Задайте вход на 3-м звене, выход – на 1-м звене. Исследуйте переходный процесс в такой системе.

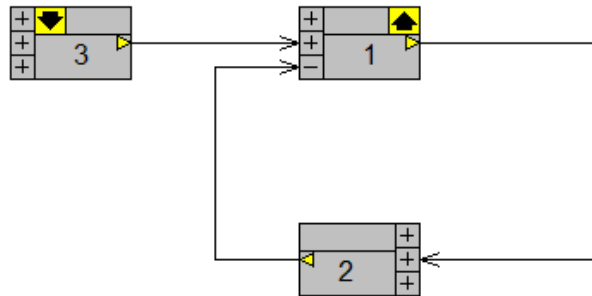


Рис. 1.9 - Модель САУ с отрицательной обратной связью

Модель САУ с ПОС аналогична модели САУ с ООС. Отличие состоит только в знаке обратной связи. Измените в предыдущей модели знак нижнего входа первого звена на плюс. Параметры звеньев оставьте теми же. Исследуйте переходный процесс в такой системе.

ВНИМАНИЕ! Для улучшения качества материала, представляемого по результатам исследований с помощью программы CLASSiC, рекомендуется изменять цвет кривых, представленных на графиках, на более тёмный. Для этого необходимо в меню «Файл» выбрать пункт «Настройки». В появившемся диалоговом окне развернуть список с заголовком «Характеристики» и двойным нажатием на левую клавишу мыши при нахождении указателя на цветной иконке напротив соответствующего подпункта («Номинальная система» или «Варьируемый блок») открыть цветовую палитру. Рекомендуется также поставить галочку в диалоговом окне напротив пункта «Выделять линиями двойной толщины». Процесс редактирования необходимо завершить нажатием кнопки «ОК» в диалоговом окне.



Электродвигатели синхронные

Электродвигатели синхронные трехфазные со статической системой возбуждения серии СД2 предназначены для привода механизмов, не требующих регулирования частоты вращения (насосы, вентиляторы и др.). Двигатели предназначены для работы от сети переменного тока частотой 50 Гц. Номинальное напряжение двигателей 6000 В или 3000 В, коэффициент мощности (при опережающем токе) 0,9.

Двигатели поставляются в комплекте с тиристорным возбуждательным устройством (ТВУ).



Вид климатического исполнения – У3, О4.

Номинальный режим работы – продолжительный S1.

Конструктивное исполнение двигателей – IM1001.

Способ охлаждения двигателей – IC01.

Степень защиты двигателей – IP21.

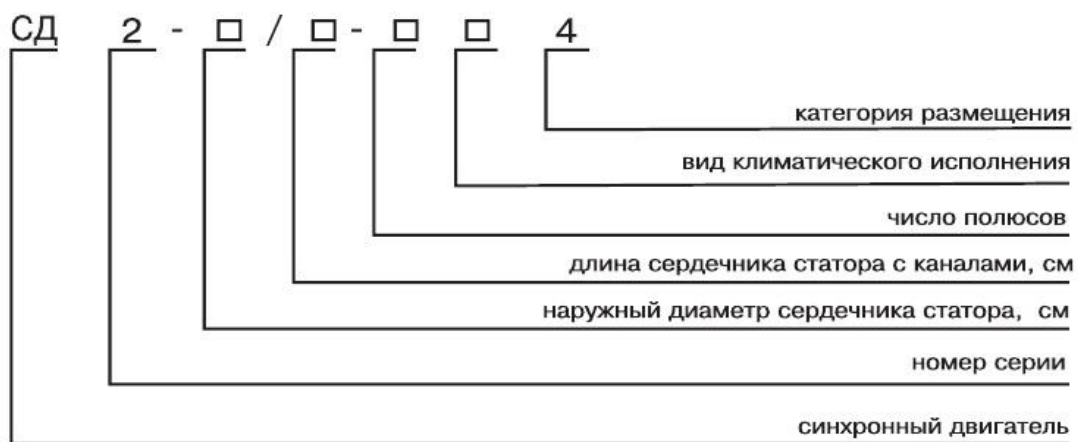
Двигатели рассчитаны на прямой пуск от полного напряжения

сети. Обмотка возбуждения при пуске должна быть замкнута на пусковое сопротивление, расположенное в возбуждательном устройстве. Двигатели допускают два пуска подряд из холодного состояния и один пуск из горячего состояния. Двигатели имеют подшипники качения с пластичной смазкой. Двигатели соединяются с приводимыми механизмами посредством упругих муфт.

Изоляция обмотки статора терморезистивная типа «Монолит-2» класса нагревостойкости не ниже «В». Изоляция обмотки ротора класса нагревостойкости «В». Соединение фаз обмотки статора – звезда. Обмотка статора имеет шесть выводных концов. Двигатели допускают правое и левое направление вращения. Реверс осуществляется только из состояния покоя.

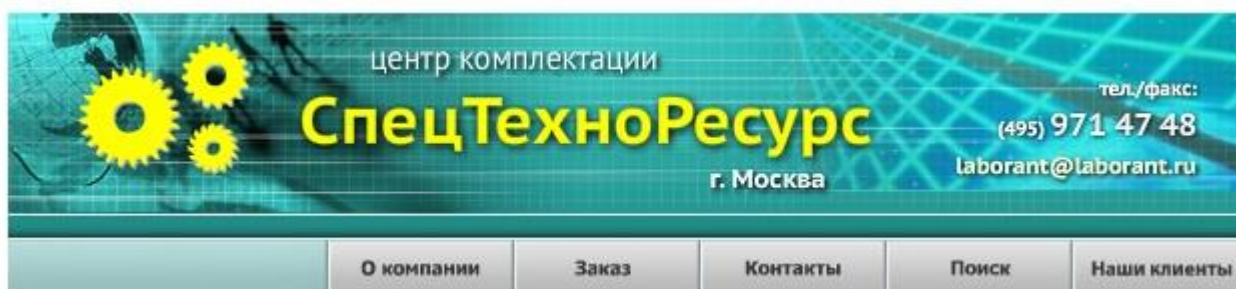
Двигатели на напряжение 3000 В производятся в габаритах двигателей напряжением 6000 В с сохранением мощности. Ток статора двигателей напряжением 3000 В в два раза больше двигателей с напряжением 6000 В.

Структура условного обозначения двигателей серии СД2, 6000 В



Основные характеристики двигателей типа СД2

Тип двигателя	Мощность, кВт	Номинальная частота вращения, об/мин	Ток статора, А	КПД, %	$\frac{M_{max}}{M_{пот}}$	$\frac{M_s}{M_{пот}}$	$\frac{I_{ki}}{I_{пот}}$	Напряжение возбуждения, В	Ток возбуждения, В	Маховый момент ротора, кгм ²
СД2-85/35-4У3	630	1500	71,5	94,5	1,7	0,8	5,3	36	186	100
СД2-85/35-04	560	1500	63,5	94,5	1,75	0,9	6,0	34	172	100
СД2-85/43-4У3	800	1500	90,0	95,0	1,65	0,8	5,6	41	187	128
СД2-85/43-404	710	1500	80,0	95,0	1,7	0,9	6,3	38	172	128
СД2-85/55-4У3	1000	1500	112,0	95,5	1,7	0,9	6,0	47	183	140
СД2-85/55-404	900	1500	101,0	95,4	1,75	0,9	6,7	43	170	140
СД2-74/41-6У3	315	1000	36,0	94,2	1,7	1,1	5,7	25	157	92
СД2-74/41-604	280	1000	32,0	94,3	1,7	1,2	6,4	23	144	92
СД2-74/47-6У3	400	1000	45,5	94,6	1,7	1,1	5,7	30	169	104
СД2-74/47-604	355	1000	40,5	94,7	1,7	1,2	6,4	27	156	104
СД2-85/37-6У3	500	1000	56,5	94,7	1,7	0,9	5,6	33	173	148
СД2-85/37-604	450	1000	51,0	94,7	1,75	1,0	6,2	31	162	148
СД2-85/45-6У3	630	1000	71,0	95,1	1,7	0,9	5,6	38	177	178
СД2-85/45-604	560	1000	63,0	95,2	1,75	1,0	6,2	36	164	178
СД2-85/57-6У3	800	1000	90,0	95,6	1,7	1,0	5,9	44	175	226
СД2-85/57-604	710	1000	79,5	95,6	1,75	1,2	6,7	41	161	226
СД2-74/49-8У3	315	750	36,0	93,9	1,8	1,3	5,5	32	163	148
СД2-74/49-804	280	750	32,0	93,9	1,9	1,4	6,2	30	151	148
СД2-85/40-8У3	400	750	45,5	93,9	1,7	0,9	5,5	33	161	190
СД2-85/40-804	355	750	40,5	94,1	1,8	1,0	6,2	31	149	190
СД2-85/47-8У3	500	750	57,0	94,3	1,7	0,9	5,5	38	166	224
СД2-85/47-804	450	750	51,0	94,5	1,8	1,0	6,2	36	154	224
СД2-85/57-8У3	630	750	71,0	94,8	1,7	0,9	5,5	45	170	270
СД2-85/57-804	560	750	63,0	94,9	1,8	1,0	6,2	42	156	270
СД2-85/40-10У3	315	600	36,5	93,1	1,7	1,1	5,3	31	154	204
СД2-85/40-1004	280	600	32,0	93,3	1,8	1,2	6,0	29	142	204
СД2-85/47-10У3	400	600	45,5	93,6	1,7	1,1	5,3	36	161	240
СД2-85/47-1004	355	600	40,5	93,8	1,8	1,2	6,0	33	148	240
СД2-85/57-10У3	500	600	57,0	94,0	1,7	1,1	5,3	43	164	290
СД2-85/57-1004	450	600	51,0	94,1	1,8	1,2	5,9	39	152	290



Двигатели синхронные мощностью 1000 кВт и выше Двигатели синхронные серии СТД мощностью 630 -12 500 кВт

Двигатели серии СТД мощностью 630-12 500 кВт синхронные, двухполюсные трехфазные, частотой 50 и 60 Гц предназначены для привода насосов, компрессоров, воздуходувок и других быстроходных механизмов, работающих в закрытых помещениях.

Двигатели мощностью 630-5000 кВт изготавливаются разомкнутого и замкнутого цикла вентиляции, двигатели мощностью 6300-12 500 кВт - замкнутого цикла вентиляции. Двигатели предназначены для внутригосударственных и экспортных поставок.

Структура условного обозначения

СТД-XXXXX-2ГХ ХХ:

СТД - синхронный трехфазный двигатель;

XXXXX - мощность двигателя, кВт (630- 12 500);

2 - число полюсов;

Г - для газового нагнетателя (только для СТД-4000-2ГРУХЛ4);

Х - цикл вентиляции (Р - разомкнутый, З - замкнутый*);

ХХ - климатическое исполнение (УХЛ, У) и категория размещения (4, 5) по ГОСТ 15150-69 и ГОСТ 15543.1-89.

Виды климатического исполнения УХЛ4, У5.

* В условном обозначении двигателей мощностью 6300-12 500 кВт цикл вентиляции не указывается.

Условия эксплуатации

Окружающая среда невзрывоопасная.

Допустимое содержание пыли в воздухе не более 0,2 мг/м3.

Группа механического исполнения М6 по ГОСТ 17516.1-90.

Требования безопасности по ГОСТ 12.2.007.0-75, ГОСТ 12.2.007.1-75.

Зажимы заземления и знаки заземления соответствуют

требованиям ГОСТ 21130-75. По способу защиты человека от поражения электрическим током двигатели соответствуют классу I по ГОСТ 12.2.007.0-75.

Двигатели для внутригосударственных поставок мощностью 630-5000 кВт соответствуют ТУ 16-512.167-76, мощностью 6300-12500 кВт - ТУ 16-512.224-76. Кроме того, все двигатели соответствуют ГОСТ 183-74, ГОСТ 18200-79 и комплекту документации, указанной в технических условиях.

Нормативно-технический документ
ТУ 16.512.167-76, ТУ 16.512.224-76

Основные технические данные двигателей: приведены в табл. 3.1, 3.2 и 3.3

Таблица 3.1

Типоисполнение	Мощность, кВт	Напряжение, В	Частота вращения, мин ⁻¹	Фазный ток статора, А	cosφ (опережающий)	КПД, %	Возбуждение	
							расчетное значение напряжения, В	расчетное значение тока, А
СТД-630-23УХЛ4	630	6000/10 000	3000	71/42	0,9	95,8/95,6	31	245/247
СТД-800-23УХЛ4	800	6000/10 000		90/54		96,1/95,8	36	274/275
СТД-1000-23УХЛ4	1000	6000/10 000		112/67		96,4/96,0	41/40	284/295
СТД-1000-23У5		6000/10 000		112/67		96,4/96,0	41/40	284/295
СТД-1250-23УХЛ4	1250	6000/10 000		140/84		96,8/96,5	46	253/253
СТД-1600-23УХЛ4	1600	6000/10 000		178/107		96,9/96,6	54	277/274
СТД-1600-23У5		6000/10 000		178/107		96,9/96,6	54	277/274
СТД-2000-23УХЛ4	2000	6000/10 000		221/133		96,9/96,8	61	291/290
СТД-2500-23УХЛ4	2500	6000/10 000		276/166		97,2/97,0	77/76	248/244
СТД-3150-23УХЛ4	3150	6000/10 000		354/213		97,3/97,2	89	262/262
СТД-4000-23УХЛ4	4000	6000/10 000		439/263		97,5/97,4	102/104	283/287
СТД-5000-23УХЛ4	5000	6000/10 000		552/332		97,6/97,5	120/119	290/289
СТД-630-2РУХЛ4	630	6000/10 000		71/42		95,8/95,6	31	245/247
СТД-800-2РУХЛ4	800	6000/10 000		90/54		96,1/95,8	36	274/275
СТД-1000-2РУХЛ4	1000	6000/10 000		112/67		96,4/96,0	41/40	284/295
СТД-1250-2РУХЛ4	1250	6000/10 000		140/84		96,8/96,5	46	253/253
СТД-1600-2РУХЛ4	1600	6000/10 000		178/107		96,9/96,6	54	277/274
СТД-2000-2РУХЛ4	2000	6000/10 000		221/133		96,9/96,8	61	291/290
СТД-2500-2РУХЛ4	2500	6000/10 000		276/166		97,2/97,0	77/76	248/244
СТД-3150-2РУХЛ4	3150	6000/10 000		354/213		97,3/97,2	89	262/262
СТД-4000-2РУХЛ4	4000	6000/10 000		439/263		97,5/97,4	102/104	283/287
СТД-4000-2ГРУХЛ4		6000/10 000		439/263		97,5/97,4	102/104	283/287
СТД-5000-2РУХЛ4	5000	6000/10 000		552/332		97,6/97,5	120/119	290/289
СТД-6300-2УХЛ4	6300	6000/10 000		696/417		97,6/97,5	136/137	251/253
СТД-8000-2УХЛ4	8000	6000/10 000		880/527		97,9/97,7	156	261/262
СТД-10000-2УХЛ4	10 000	6000/10 000		1097/658		97,8/97,9	190/182	270/259
СТД-12500-2УХЛ4	12 500	6000/10 000		1368/820		97,9/97,8	226/220	290/282

Таблица 3.2

Типоисполнение	Расчетные пусковые характеристики* при скольжении, доли единицы								
	1	0,8	0,6	0,5	0,4	0,2	0,1	0,05	0,02
СТД-630-2РУХЛ4; СТД-630-2ЗУХЛ4	5,66/2,03	5,39/2,06	5,04/2,08	4,80/2,08	4,52/2,07	3,13/1,86	2,24/1,40	1,59/0,97	1,10/0,57
СТД-800-2РУХЛ4; СТД-800-2ЗУХЛ4	5,58/2,01	5,32/2,05	4,96/2,07	4,73/2,07	4,44/2,06	3,10/1,86	2,20/1,41	1,54/0,97	1,04/0,62
СТД-1000- 2РУХЛ4**; СТД-1000-2ЗУХЛ4; СТД-1000-2ЗУ5	6,5/2,41	6,28/2,46	5,8/2,49	5,6/2,49	5,30/2,48	3,75/2,30	2,64/1,75	1,82/1,20	1,18/0,68
СТД-1250-2РУХЛ4; СТД-1250-2ЗУХЛ4	6,48/2,07	6,22/2,14	5,85/2,20	5,61/2,23	5,31/2,24	3,92/2,22	2,85/1,78	2,00/1,27	1,31/0,74
СТД-1600- 2РУХЛ4**; СТД-1600-2ЗУХЛ4; СТД-1600-2ЗУ5	6,5/2,16	6,3/2,24	6,0/2,32	5,75/2,35	5,55/2,36	4,14/2,37	3,00/1,91	2,09/1,37	1,33/0,79
СТД-2000- 2РУХЛ4**; СТД-2000-2ЗУХЛ4	6,5/2,22	6,4/2,32	6,15/2,40	5,9/2,43	5,61/2,44	4,18/2,45	3,02/1,96	2,07/1,40	1,29/0,80
СТД-2500-2РУХЛ4; СТД-2500-2ЗУХЛ4	6,16/1,75	5,94/1,84	5,64/1,93	5,43/1,97	5,17/2,00	4,03/2,11	3,02/1,80	2,16/1,34	1,40/0,81
СТД-3150- 2РУХЛ4**; СТД-3150-2ЗУХЛ4	6,5/1,85	6,29/1,96	6,0/2,07	5,8/2,12	5,56/2,16	4,38/2,32	3,28/1,99	2,32/1,49	1,46/0,89
СТД-4000- 2РУХЛ4**; СТД-4000-2ЗУХЛ4; СТД-4000-2ГРУХЛ4	6,5/1,92	6,3/2,03	6,05/2,14	5,85/2,20	5,58/2,24	4,37/2,38	3,19/2,02	2,27/1,5	1,40/0,88
СТД-5000- 2РУХЛ4**; СТД-5000-2ЗУХЛ4	6,5/2,07	6,45/2,20	6,38/2,35	6,3/2,41	6,00/2,47	4,70/2,62	3,46/2,22	2,39/2,64	1,43/0,95
СТД-6300-2УХЛ4	6,28/1,62	6,09/1,73	5,81/1,86	5,69/1,93	5,36/1,99	4,50/2,05	3,61/1,92	2,75/1,65	1,78/1,13
СТД-8000-2УХЛ4	6,93/1,76	6,72/1,89	6,42/2,05	6,20/2,13	5,92/2,21	4,95/2,29	3,95/2,14	3,01/1,83	1,93/1,26
СТД-10000-2УХЛ4	8,10/2,06	7,86/2,24	7,50/2,44	7,24/2,55	6,90/2,65	5,71/2,75	4,51/2,53	3,39/2,14	2,14/1,46
СТД-12500-2УХЛ4	8,86/2,24	8,60/2,43	8,21/2,67	7,93/2,80	7,56/2,92	6,24/3,04	4,89/2,79	3,67/2,35	2,30/1,60

* $I_{\text{пуск}}/I_{\text{ном}} = f(S)$ – в числителе; $M_{\text{пуск}}/M_{\text{ном}} = f(S)$ – в знаменателе.

**Пусковые характеристики по результатам испытаний.

Таблица 3.3

Типоисполнение	Напряжение, В	Маховой момент ротора двигателя, кг·м ²	Допустимый маховой момент механизма, приведенный к валу двигателя, при одном пуске из холодного состояния, кг·м ²	Допустимое время прямого пуска при одном пуске из холодного состояния, с	Допустимый маховой момент механизма, приведенный к валу двигателя, при двух пусках из холодного состояния, кг·м ²
СТД-630-2РУХЛ4; СТД-630-2ЗУХЛ4	6000/10 000	53	57	15	398
СТД-800-2РУХЛ4; СТД-800-2ЗУХЛ4	6000/10 000	56	61	12,7	426
СТД-1000-2РУХЛ4; СТД-1000-2ЗУХЛ4 СТД-1000-2ЗУ5	6000/10 000	60	68	9,5	476
СТД-1250-2РУХЛ4; СТД-1250-2ЗУХЛ4	6000/10 000	102	74	8	507
СТД-1600-2РУХЛ4; СТД-1600-2ЗУХЛ4 СТД-1600-2ЗУ5	6000/10 000	112	84	6,8	580
СТД-2000-2РУХЛ4; СТД-2000-2ЗУХЛ4	6000/10 000	123	89	5,6	609
СТД-2500-2РУХЛ4; СТД-2500-2ЗУХЛ4	6000/10 000	230	101	8,7	670
СТД-3150-2РУХЛ4; СТД-3150-2ЗУХЛ4	6000/10 000	258	113	7,2	750
СТД-4000-2РУХЛ4; СТД-4000-2ЗУХЛ4; СТД-4000-2ГРУХЛ4	6000/10 000	278	121	6	802
СТД-5000-2РУХЛ4; СТД-5000-2ЗУХЛ4	6000/10 000	320	150	5,4	1000
СТД-6300-2УХЛ4	6000/10 000	69	145	6,5	860
СТД-8000-2УХЛ4	6000/10 000	77	169	5,37	1010

СОДЕРЖАНИЕ

Список используемых сокращений и условных обозначений	4
Средисловие	6
Сведение	9
1 Механические и пусковые характеристики ДПТ НВ	10
1.1 Механические характеристики дпт нв в разомкнутых системах управления	10
1.2 Динамические характеристики ДПТ НВ	21
2 Механические и пусковые характеристики АД с короткозамкнутым ротором	36
2.1 Построение механической характеристики АД по каталожным данным	37
2.2 Расчет механической характеристики АД по аналитическим выражениям .	43
2.3 Переходный процесс пуска АД. Приближенная оценка времени пуска АД	50
2.4 Расчет кривой изменения частоты вращения АД при пуске	58
методом конечных приращений	58
2.5 Исследование переходного процесса изменения тока при прямом пуске АД с короткозамкнутым ротором	64
2.6 Механические характеристики АД при частотном регулировании в разомкнутой системе управления	71
3 Электромеханические характеристики СД	82
3.1 Принцип действия и статические характеристики СД	83
3.2 Переходный процесс пуска СД	93
3.3 Динамическая устойчивость СД	100
3.4 Компенсирующая способность СД	108
4 Системы автоматического регулирования ЭМП	118
4.1 Устойчивость и динамические характеристик САУ	118
4.2 Динамические характеристики одноконтурной САУ с типовыми регуляторами	132
4.3 Динамические характеристики системы подчиненного регулирования со статическим объектом	149
4.4 Динамические характеристики системы подчиненного регулирования с астатическим объектом	158
5. Системы автоматического управления координатами ДПТ	169
5.1 Одноконтурные системы управления ДПТ НВ	169
5.2 Системы подчиненного регулирования координат ДПТ НВ	195
6. Частотно-регулируемый привод АД с обратной связью по скорости	205
6.1 Принципы построения и математическая модель частотно- регулируемого привода с обратной связью по скорости	205
6.2 Синтез регуляторов частотно-регулируемого привода	208
Заключение	222
Список использованных источников	223