

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное
бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«КАЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

О.В. КОЗЕЛКОВ, Н.А. МАЛЁВ

Методические указания
к выполнению курсовой работы
по дисциплине

«ОПТИМИЗАЦИЯ МЕХАТРОННЫХ И
РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ»

Казань 2023

ВВЕДЕНИЕ

Процесс обучения по дисциплине «Управление мехатронными и робототехническими системами» в соответствии с государственным образовательным стандартом предполагает формирование у студентов способности к обобщению, анализу, восприятию информации, постановке цели и выбору путей её достижения (ОК-1).

Лабораторный практикум ориентирован на формирование у выпускников способности и готовности использовать информационные технологии, в том числе и современные средства компьютерной графики, в своей предметной области (ПК-1) для решения задач анализа и синтеза аналоговых и цифровых регуляторов, обеспечивающих требуемое качество управления. Характерной особенностью лабораторного практикума является то, что каждая лабораторная работа имеет теоретическую и практическую части, что, в свою очередь, открывает путь к формированию способности демонстрировать базовые знания в области естественнонаучных дисциплин и готовности использовать основные законы в профессиональной деятельности, применять методы математического анализа и моделирования, теоретического и экспериментального исследования (ПК-2).

С целью усиления прикладной направленности в каждой лабораторной работе имеется раздел, знакомящий студента с применением среды MatLab. Представленные программы позволяют формировать у выпускников способность использовать современные информационные технологии, управлять информацией с применением прикладных программ, использовать сетевые компьютерные технологии, базы данных и пакеты прикладных программ в своей предметной области (ПК-19).

Лабораторная работа № 1 посвящена выбору и расчёту элементов электропривода. В теоретической части рассматриваются две структурные электрокинематические схемы систем управления электроприводов с аналоговыми и цифровыми регуляторами соответственно, назначение элементов и принцип действия систем. Дана система исходных данных. Подробно рассмотрены динамические свойства двигателя постоянного тока с якорным управлением, показана методика расчёта параметров передаточной функции двигателя, схемы тиристорного преобразователя, тахогенератора, вращающегося трансформатора и блока питания.

В практической части работы представлены соответствующие расчетные формулы и динамические модели перечисленных элементов. Рассмотрены примеры выбора двигателя по изложенной методике, расчета параметров его передаточной функции в зависимости от соотношения

постоянных времени. В примерах расчета тиристорных преобразователей производится выбор дросселей, тиристоров и определяется его передаточная функция. Для определения передаточной функции датчика скорости в соответствующих примерах производится выбор тахогенератора, и рассчитываются элементы RC -фильтра. В качестве датчика положения выбирается вращающийся трансформатор с соответствующим коэффициентом передачи.

В теоретической части лабораторной работы №2 показана структурная схема динамической модели нескорректированного контура скорости. На основании теоремы о конечном значении получены расчетные формулы установившихся ошибок относительно задающего воздействия и момента сопротивления. Для построения неизменяемой части в приложении MatLab Simulink приводятся типовые блоки необходимых элементов схемы.

В примерах практической части вычисляются установившиеся ошибки нескорректированного контура скорости. Для подтверждения расчетов установившихся ошибок показаны приёмы моделирования с получением графиков угловой скорости.

Поскольку современные электроприводы проектируются по принципу систем подчинённого регулирования, то для обеспечения требуемых показателей качества используются методы последовательной коррекции под названием «стандартные настройки». Данным методам посвящена теоретическая часть лабораторной работы № 3 по оптимизации контура скорости.

Так как рассматриваемая система управления электропривода является двухконтурной и не имеет контура тока, то в контуре скорости реализована стандартная настройка на оптимум по модулю. Для обеспечения данной настройки в практической части производится синтез пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора скорости (ПИД-регулятора), рассчитываются параметры передаточной функции и RC -элементы электрической схемы. Для подтверждения правильности синтеза ПИД-регулятора проводится моделирование оптимизированного контура скорости во временной и частотной областях.

В лабораторной работе № 4 осуществлена программная реализация цифрового регулятора скорости и моделирование контура скорости. В теоретической части работы даны понятия о методе пространства состояний, представлены структурные схемы программирования цифровых систем управления, показано v -преобразование, позволяющее анализировать устойчивость и качество цифровых систем в псевдо-частотной области.

Целью практической части работы является дискретная аппроксимация передаточной функции ПИД-регулятора скорости в z -форме с применением формулы трапеций и получением алгоритма работы в виде разностных уравнений методом непосредственного программирования. Моделирование цифро-аналогового контура скорости производится во временной и псевдочастотной областях. Для решения задач анализа устойчивости и качества переходных процессов контура скорости с цифровым регулятором приводятся типовые программы в среде MatLab. Также показана реализация алгоритма работы цифрового регулятора скорости на промышленном контроллере типа ПЛК 154.

Теоретическая часть лабораторной работы № 5 посвящена синтезу регулятора положения для систем с астатизмом первого и второго порядка с применением логарифмических частотных характеристик на основе критерия динамической точности системы при воспроизведении задающего гармонического воздействия.

В практической части работы производится синтез аналоговых регуляторов положения графоаналитическим методом для систем с астатизмом первого и второго порядка. Показан порядок анализа результатов моделирования с целью сравнения полученных показателей качества переходных процессов и установившихся ошибок с системой исходных данных, приведённой в лабораторной работе № 1.

Целью лабораторной работы № 6 по программной реализации регулятора положения является исследование качества процесса управления применительно к цифро-аналоговым системам с регуляторами положения, синтезированными аналитическим способом. Обоснованию и методике реализации этого способа посвящена теоретическая часть работы.

В практической части производится синтез регуляторов положения для систем с астатизмом второго и первого порядка аналитическим способом, дискретная аппроксимация регуляторов положения и получение алгоритмов работы с применением метода непосредственного программирования и формулы трапеций, а также моделирование цифро-аналоговых позиционных следящих электроприводов с цифровыми регуляторами положения.

Материалы лабораторного практикума изложены с применением так называемого «сквозного» решения задачи от первой до последней лабораторной работы, что, по мнению авторов, позволяет сформировать необходимые умения использования информационных технологий на этапе выполнения курсовых проектов, выпускных квалификационных работ и магистерских диссертаций.

КУРСОВАЯ РАБОТА

ЧАСТЬ 1. ВЫБОР И РАСЧЁТ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

1.1. ОПИСАНИЕ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ АНАЛОГОВОЙ И ЦИФРО-АНАЛОГОВОЙ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

На рис. 1.1 изображена структурная электрокинематическая схема системы управления электропривода (СУЭП) с аналоговыми регуляторами скорости и положения. Схема представляет собой двухконтурный следящий позиционный электропривод.

Контур положения состоит из суммирующего усилителя $A\Sigma 1$, регулятора положения $W_{rp}(s)$, редуктора q_1 , датчика положения TC , который образует главную отрицательную обратную связь и замкнутого контура скорости (КС), настроенного на оптимум по модулю (ОМ).

Контур скорости содержит тиристорный преобразователь AW , двигатель M , мультипликатор q_2 , датчик скорости BR , суммирующий усилитель $A\Sigma 2$ и аналоговый регулятор скорости с передаточной функцией $W_{pc}(s)$, который обеспечивает пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД) алгоритм работы.

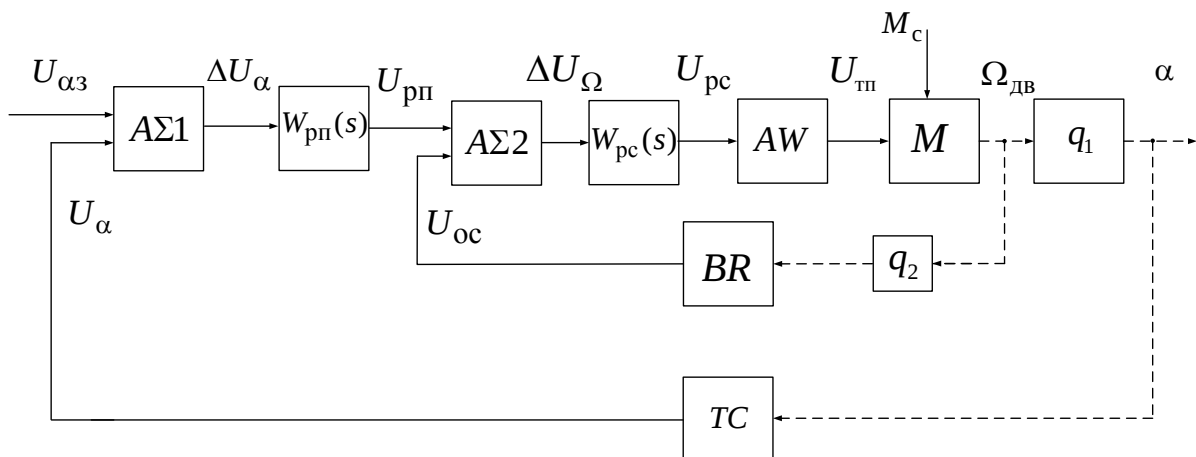


Рис. 1.1. Структурная электрокинематическая схема СУЭП
с аналоговыми регуляторами скорости и положения

Заметим, что в качестве ПИД-регулятора скорости можно использовать как аналоговый, так и цифровой регуляторы, как показано на структурной электрокинематической схеме цифро-аналоговой СУЭП (рис. 1.2). В первом случае соотношение электромеханической (T_M) и электромагнитной (T_9) постоянных времени удовлетворяет условию

$T_M \geq 4T_3$ и передаточная функция двигателя M является апериодическим звеном 2-го порядка. Во втором случае $T_M < 4T_3$ и передаточная функция двигателя имеет комплексно-сопряженные корни и структуру колебательного звена.

В контуре скорости реализована стандартная настройка на оптимум по модулю, которая обеспечивает требуемые показатели качества:

- перерегулирование $\sigma = 4,3\%$;
- время нарастания переходного процесса $4,7T_{\Sigma}^{KC}$ (T_{Σ}^{KC} – суммарная малая постоянная времени контура скорости);
- запасы устойчивости по фазе и амплитуде, соответственно, $\theta_3 = 63^\circ$ и $L_3 \leq 20$ дБ;
- число колебаний $N < 1$.

Принцип действия схемы, изображенной на рис.1.1 заключается в следующем. На основании информации о заданном значении угла поворота в виде сигнала $U_{\alpha 3}$ и информации о фактическом значении U_{α} угла поворота исполнительного вала привода на выходе суммирующего усилителя $A\Sigma 1$ формируется сигнал рассогласования ΔU_{α} , который поступает на вход регулятора положения $W_{rp}(s)$. Управляющий сигнал U_{rp} , сформированный регулятором положения $W_{rp}(s)$, поступает на вход суммирующего усилителя $A\Sigma 2$, входящего в состав контура скорости. На второй вход $A\Sigma 2$ поступает сигнал обратной связи U_{oc} с выхода датчика скорости BR с информацией о текущем значении угловой скорости вращения $\Omega_{дв}$ двигателя постоянного тока независимого возбуждения с якорным управлением M . При отклонении $\Omega_{дв}$ от требуемого значения на выходе суммирующего усилителя $A\Sigma 2$ формируется сигнал рассогласования ΔU_{Ω} , который обрабатывается аналоговым регулятором скорости $W_{pc}(s)$ и подается на вход тиристорного преобразователя AW . Сигнал с выхода тиристорного преобразователя $U_{тп}$ усиливается по мощности, достаточной для приведения в действие двигателя M , который через редуктор q_1 поворачивает исполнительный вал привода до согласованного положения, соответствующего выражению $U_{\alpha 3} = U_{\alpha}$.

На рис. 1.2 изображена структурная электрокинематическая схема цифро-аналоговой системы управления с цифровым ПИД-регулятором скорости и цифровым регулятором положения.

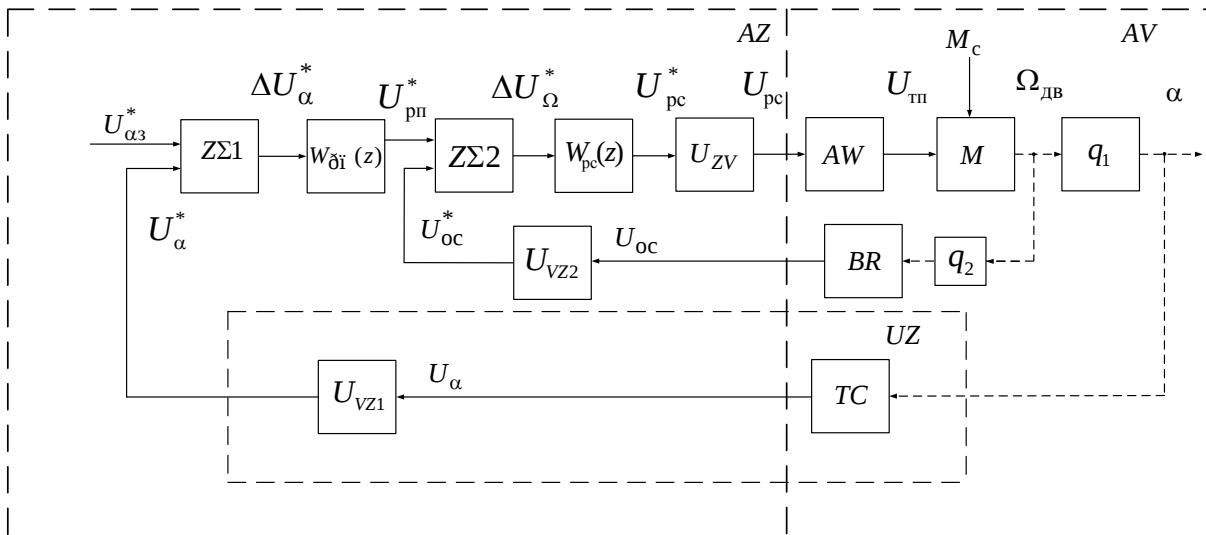


Рис. 1.2. Структурная электрокинематическая схема ЦАСУЭП с цифровым ПИД-регулятором скорости

Принцип действия схемы, изображенной на рис. 1.2 заключается в следующем. На основании информации о коде заданного значения угла поворота $U_{\alpha 3}^*$ и информации о фактическом значении кода U_{α}^* угла поворота исполнительного вала привода на выходе цифрового сумматора $Z\Sigma 1$ формируется сигнал рассогласования ΔU_{α}^* в виде цифрового кода, который поступает на вход цифрового регулятора положения $W_{рп}(z)$. Регулятор положения реализован в виде рабочей программы программируемого логического контроллера (ПЛК) и обеспечивает требуемый алгоритм формирования управляющего сигнала $U_{рп}^*$. Управляющий сигнал, сформированный цифровым регулятором положения $W_{рп}(z)$, поступает на вход цифрового сумматора $Z\Sigma 2$, входящего в состав контура скорости. На выходе цифрового сумматора $Z\Sigma 2$ формируется сигнал рассогласования контура скорости ΔU_{Ω}^* в виде цифрового кода, который подается на вход цифрового регулятора скорости $W_{рс}(z)$. Сигнал U_{oc} , пропорциональный угловой скорости двигателя M с выхода датчика скорости BR поступает на АЦП U_{vz2} , а затем в виде цифрового кода U_{oc}^* на второй вход цифрового сумматора $Z\Sigma 2$.

Для расчёта электропривода в приложении 1 приведена система исходных данных:

- момент инерции нагрузки J_H , кг·м²;
- момент сопротивления нагрузки M_c^0 , Н·м;

- максимальная угловая скорость нагрузки $\Omega_{\max}$, град/с;
- максимальное угловое ускорение нагрузки $\varepsilon_{\max}$, град/с²;
- максимальный угол поворота исполнительного вала $\alpha_{\max}$, град;
- показатель колебательности M ;
- коэффициент полезного действия редуктора η ;
- ошибка по скорости $\Delta\alpha_{\Omega}$, угл. мин;
- ошибка по ускорению $\Delta\alpha_{\varepsilon}$, угл. мин.

1.2. ВЫБОР И РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ НЕИЗМЕНЯЕМОЙ ЧАСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

1.2.1. Двигатель постоянного тока с якорным управлением

Динамические свойства якорной цепи двигателя с управлением от тиристорного преобразователя описываются уравнением электрического равновесия [1, 18]:

$$U_{\text{ТП}} = c\Omega_{\text{ДВ}} + I_{\text{я}}R + L \frac{dI_{\text{я}}}{dt}, \quad (1.1)$$

где $R = R_{\text{я}} + R_{\text{д.п.}}$, $L = L_{\text{я}} + L_{\text{д1}} + L_{\text{д2}}$;

$R_{\text{я}}$, $R_{\text{д.п.}}$ – сопротивления якоря и добавочных полюсов соответственно;

L – суммарная индуктивность якорной цепи;

$L_{\text{я}}$ – индуктивность якоря;

$L_{\text{д1}}$ – индуктивность дросселя, обеспечивающего гранично-непрерывный режим;

$L_{\text{д2}}$ – индуктивность сглаживающего дросселя;

$U_{\text{ТП}}$ – напряжение на выходе тиристорного преобразователя.

Коэффициент противо-ЭДС c вычисляется при номинальных значениях координат:

$$U_{\text{ТП}} = U_{\text{НОМ}}; I_{\text{я}} = I_{\text{НОМ}}; \Omega_{\text{ДВ}} = \Omega_{\text{НОМ}}.$$

Поэтому

$$U_{\text{НОМ}} = c\Omega_{\text{НОМ}} + I_{\text{НОМ}}R,$$

откуда

$$c = \frac{U_{\text{НОМ}} - I_{\text{НОМ}}R}{\Omega_{\text{НОМ}}}. \quad (1.2)$$

Для построения структурной схемы динамической модели (ССДМ) двигателя выражение (1.1) необходимо дополнить уравнением механического равновесия:

$$J \frac{d\Omega_{\text{дв}}}{dt} = cI_{\text{я}} - \frac{M_{\text{с}}}{i\eta}, \quad (1.3)$$

где $J = J_{\text{дв}} + \frac{J_{\text{н}}}{i^2}$ – суммарный момент инерции двигателя и нагрузки, приведенный к валу двигателя.

Преобразуем уравнения (1.1) и (1.3) и запишем их в операторной форме

$$U_{\text{тп}} = c\Omega_{\text{дв}} + I_{\text{я}}R(T_{\text{э}}s + 1); \quad (1.4)$$

$$\Omega_{\text{дв}} = \frac{R}{cT_{\text{м}}s} \left(I_{\text{я}} - \frac{M_{\text{с}}}{ic\eta} \right), \quad (1.5)$$

где электромагнитная постоянная времени $T_{\text{э}} = \frac{L_{\text{я}}}{R}$ и электро-механическая постоянная времени $T_{\text{м}} = \frac{JR}{c^2}$.

Из (1.4) получим

$$I_{\text{я}} = \frac{1/R}{T_{\text{э}}s + 1} (U_{\text{тп}} - c\Omega_{\text{дв}}). \quad (1.6)$$

На основании выражений (1.5) и (1.6) построим структурную схему динамической модели (ССДМ), изображенную на рис. 1.3.

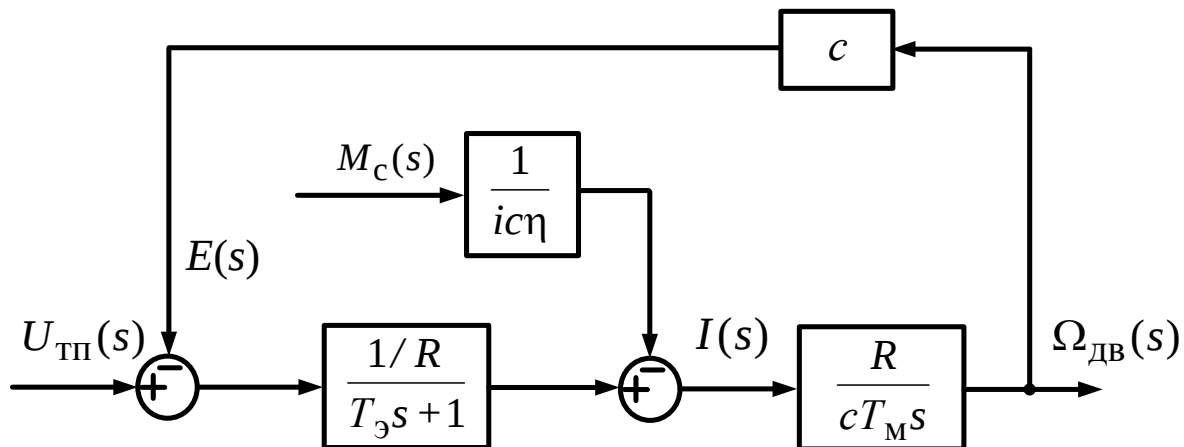


Рис. 1.3. Структурная схема динамической модели двигателя

На ССДМ двигателя отрицательная обратная связь образована противо-ЭДС $E = c\Omega_{\text{дв}}$.

Порядок выбора и расчёта двигателя постоянного тока. Требуемая мощность на исполнительном валу ЭП определяется по формуле

$$P_{\text{тр}} = M_{\text{вр}} \Omega_{\text{max}} i. \quad (1.7)$$

Требуемый вращающий момент, приведенный к валу двигателя:

$$M_{\text{вр}} = \left(J_{\text{дв}} + \frac{J_{\text{н}}}{i^2} \right) i \varepsilon_{\text{max}} + \frac{M_{\text{с}}^0}{i \eta}. \quad (1.8)$$

С учетом последнего выражения перепишем (1.7):

$$P_{\text{тр}} = \left[\left(J_{\text{дв}} + \frac{J_{\text{н}}}{i^2} \right) i \varepsilon_{\text{max}} + \frac{M_{\text{с}}^0}{i \eta} \right] i \Omega_{\text{max}}. \quad (1.9)$$

Неизвестными параметрами в (1.9) являются: требуемая мощность $P_{\text{тр}}$ и момент инерции двигателя $J_{\text{дв}}$.

Момент сопротивления $M_{\text{с}}^0$, момент инерции нагрузки $J_{\text{н}}$ и угловые параметры движения исполнительного вала Ω_{max} , ε_{max} и КПД редуктора η приведены в системе исходных данных.

Оптимальное передаточное число редуктора:

$$i_o = \sqrt{\frac{J_{\text{н}} \varepsilon_{\text{max}} \eta + M_{\text{с}}^0}{J_{\text{дв}} \varepsilon_{\text{max}} \eta}}. \quad (1.10)$$

Подстановка (1.9) в (1.7) даёт расчетную формулу для требуемой мощности:

$$P_{\text{тр}} = 2(J_{\text{н}} \varepsilon_{\text{max}} + M_{\text{с}}^0 / \eta) \Omega_{\text{max}}, \quad (1.11)$$

которая определяется на основании системы исходных данных.

Порядок расчета двигателя. 1. Расчёт требуемой мощности по формуле (1.11).

2. Выбор по табл. П.1 двигателя серии 2П и определение его технических данных:

- номинальной мощности на валу $P_{\text{НОМ}}$, кВт;
- номинального напряжения питания $U_{\text{НОМ}}$, В;
- номинальной частоты вращения $n_{\text{НОМ}}$, мин⁻¹;
- коэффициента полезного действия $\eta_{\text{НОМ}}$, %;
- сопротивления обмотки якоря $R_{\text{я}}$, Ом;
- сопротивления добавочных полюсов $R_{\text{д.п.}}$, Ом;
- индуктивности обмотки якоря $L_{\text{я}}$, мГн;
- момента инерции двигателя $J_{\text{дв}}$, кг·м².

3. Расчёт оптимального передаточного числа редуктора по формуле (1.10).

4. Расчет номинального момента $M_{\text{НОМ}}$ двигателя:

$$M_{\text{НОМ}} = \frac{P_{\text{НОМ}}}{\Omega_{\text{НОМ}}}, \quad (1.12)$$

где $\Omega_{\text{НОМ}} = \frac{\pi n_{\text{НОМ}}}{30}$.

5. Проверка выбранного двигателя на соответствие требований по угловой скорости:

$$\Omega_{\text{НОМ}} > i_0 \Omega_{\text{max}}.$$

При невыполнении требований по угловой скорости необходимо рассчитать новое передаточное число редуктора:

$$i_1 = \frac{\Omega_{\text{НОМ}}}{\Omega_{\text{max}}}.$$

6. Расчёт требуемого вращающего момента по формуле (1.8).

7. Проверка выбранного двигателя на соответствие требований по моменту:

$$\frac{M_{\text{вр}}}{M_{\text{НОМ}}} \leq 2, \quad \frac{M_{\text{с}}^0}{i_0 \eta} \leq M_{\text{НОМ}}.$$

При невыполнении требований по моменту выбрать по таблице П.1. более мощный двигатель.

8. Расчет номинального тока якоря $I_{\text{НОМ}}$ производится по формуле

$$I_{\text{НОМ}} = \frac{P_{\text{НОМ}}}{U_{\text{НОМ}} \eta_{\text{НОМ}}}, \quad (1.13)$$

где $\eta_{\text{НОМ}}$ – номинальный КПД двигателя.

9. Определение коэффициента против-ЭДС c по формуле (1.2).

10. Определение электрохимической постоянной времени двигателя $T_{\text{М}}$, с:

$$T_{\text{М}} = \frac{\left(J_{\text{ДВ}} + \frac{J_{\text{Н}}}{i_0^2} \right) R}{c^2}. \quad (1.14)$$

11. Определение электромагнитной постоянной времени двигателя $T_{\text{Э}}$, с:

$$T_{\text{Э}} = \frac{L_{\text{я}}}{R}, \quad (1.15)$$

После выбора дросселей электромагнитную постоянную времени $T_{\text{Э}}$ необходимо будет скорректировать с учетом их индуктивностей.

ПРИМЕР 1.1а ($T_{\text{М}} \geq 4T_{\text{Э}}$). Выбрать и рассчитать двигатель на основании исходных данных:

- момент инерции нагрузки $J_{\text{Н}} = 460 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$;
- момент сопротивления нагрузки $M_{\text{с}}^0 = 195 \text{ Н} \cdot \text{м}$;
- максимальная угловая скорость нагрузки $\Omega_{\text{max}} = 65 \text{ град/с}$;
- максимальное угловое ускорение нагрузки $\varepsilon_{\text{max}} = 19 \text{ град/с}^2$.
- коэффициент полезного действия редуктора $\eta = 0,92$.

Решение. 1. Рассчитываем требуемую мощность:

$$\begin{aligned} P_{\text{тр}} &= 2(J_{\text{Н}} \varepsilon_{\text{max}} + M_{\text{с}}^0 / \eta) \Omega_{\text{max}} = \\ &= 2 \left(460 \frac{19}{57} + \frac{195}{0,92} \right) \frac{65}{57} = 833,1 \text{ Вт} = 0,8331 \text{ кВт}. \end{aligned}$$

2. Выбираем по табл. П.1 двигатель, номинальная мощность которого

$$P_{\text{НОМ}} \geq P_{\text{тр}}.$$

Выбираем электродвигатель марки 2ПБ132МУХЛ4. Технические характеристики сводим в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Технические характеристики выбранного двигателя

Тип двигателя	Мощность на валу $P_{\text{ном}}$, кВт	Напряжение питания $U_{\text{ном}}$, В	Частота вращения $n_{\text{ном}}$, мин ⁻¹	Коэффициент полезного действия $\eta_{\text{ном}}$, %	Сопrotивление обмотки якоря $R_{\text{я}}$, Ом	Сопrotивление добавочных полюсов $R_{\text{дп}}$, Ом	Индуктивность обмотки якоря $L_{\text{я}}$, мГн	Момент инерции $J_{\text{дв}} \cdot 10^{-4}$, кг·м ²
2ПБ132МУХ Л4	1,1	110	750	64	0,56	0,34	13	380

3. Рассчитываем оптимальное передаточное число редуктора:

$$i_o = \sqrt{\frac{J_{\text{н}} \varepsilon_{\text{max}} \eta + M_{\text{с}}^0}{J_{\text{дв}} \varepsilon_{\text{max}} \eta}} = \sqrt{\frac{460 \frac{19}{57} 0,92 + 195}{380 \cdot 10^{-4} \frac{19}{57} 0,92}} = 169,8.$$

4. Рассчитываем номинальный момент $M_{\text{ном}}$ двигателя:

$$M_{\text{ном}} = \frac{P_{\text{ном}}}{\Omega_{\text{ном}}} = \frac{1100}{78,5} = 14,013 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

где

$$\Omega_{\text{ном}} = \frac{\pi n_{\text{ном}}}{30} = \frac{3,14 \cdot 750}{30} = 78,5 \text{ рад/с}.$$

5. Проверяем выбранный двигатель на соответствие требований по угловой скорости. Определяем приведенную к валу двигателя угловую скорость поворота нагрузки:

$$i_o \Omega_{\text{max}} = 170 \cdot \frac{65}{57} = 193,65 \text{ рад/с}.$$

Так как $78,5 \text{ рад/с} < 193,65 \text{ рад/с}$, то требования по скорости не выполняются.

Рассчитываем новое передаточное число редуктора:

$$i_1 = \frac{\Omega_{\text{ном}}}{\Omega_{\text{мах}}} = \frac{78,5 \cdot 57}{65} = 69.$$

6. Рассчитываем значение требуемого вращающего момента при $i_0 = i_1$:

$$\begin{aligned} M_{\text{вр}} &= \left(J_{\text{дв}} + \frac{J_{\text{н}}}{i_1^2} \right) i \varepsilon_{\text{мах}} + \frac{M_{\text{с}}^0}{i_1 \eta} = \\ &= \left(380 \cdot 10^{-4} + \frac{460}{69^2} \right) 69 \frac{19}{57} + \frac{195}{69 \cdot 0,92} = 6,178 \text{ Н} \cdot \text{м}. \end{aligned}$$

7. Проверяем выбранный двигатель на соответствие требований по моменту:

$$\begin{aligned} \frac{M_{\text{вр}}}{M_{\text{ном}}} &= \frac{6,178}{14,013} = 0,44 \leq 2, \\ \frac{M_{\text{с}}^0}{i_1 \eta} &= \frac{195}{69 \cdot 0,92} = 3,07 \text{ Н} \cdot \text{м}. \end{aligned}$$

Проверяем условие:

$$\frac{M_{\text{с}}^0}{i_1 \eta} \leq M_{\text{ном}}$$

$$3,07 \text{ Н} \cdot \text{м} \leq 14,013 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Расчеты показали, что требования по моменту выполняются.

8. Рассчитываем номинальный ток якоря:

$$I_{\text{ном}} = \frac{P_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}} \eta_{\text{ном}}} = \frac{1100}{110 \cdot 0,64} = 15,62 \text{ А}.$$

9. Определяем коэффициент противо-ЭДС:

$$c = \frac{U_{\text{ном}} - I_{\text{ном}} R}{\Omega_{\text{ном}}} = \frac{110 - 15,62 \cdot 0,9}{78,5} = 1,222 \text{ В} \cdot \text{с/рад},$$

где $R = R_{\text{я}} + R_{\text{д.п.}} = 0,56 + 0,34 = 0,9 \text{ Ом.}$

10. Определяем электромеханическую постоянную времени двигателя:

$$T_{\text{м}} = \frac{\left(J_{\text{дв}} + \frac{J_{\text{н}}}{i_1^2} \right) R}{c^2} = \frac{\left(380 \cdot 10^{-4} + \frac{460}{69^2} \right) 0,9}{1,222^2} = 0,081 \text{ с.}$$

11. Определяем электромагнитную постоянную времени двигателя:

$$T_{\text{э}} = \frac{L_{\text{я}}}{R} = \frac{0,013}{0,9} = 0,014 \text{ с.}$$

ПРИМЕР 1.16 ($T_{\text{м}} < 4T_{\text{э}}$). Выбрать и рассчитать двигатель на основании исходных данных:

- момент инерции нагрузки $J_{\text{н}} = 142 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$;
- момент сопротивления нагрузки $M_{\text{с}}^0 = 250 \text{ Н} \cdot \text{м}$;
- максимальная угловая скорость нагрузки $\Omega_{\text{max}} = 10 \text{ град/с}$;
- максимальное угловое ускорение нагрузки $\varepsilon_{\text{max}} = 6 \text{ град/с}^2$.
- коэффициент полезного действия редуктора $\eta = 0,8$.

Решение. 1. Рассчитываем требуемую мощность:

$$\begin{aligned} P_{\text{тр}} &= 2(J_{\text{н}}\varepsilon_{\text{max}} + M_{\text{с}}^0/\eta)\Omega_{\text{max}} = \\ &= 2\left(142 \frac{6}{57} + \frac{250}{0,8}\right) \frac{6}{57} = 114,89 \text{ Вт} = 0,115 \text{ кВт.} \end{aligned}$$

2. Выбираем по табл. П.1 двигатель, номинальная мощность которого

$$P_{\text{ном}} \geq P_{\text{тр}}.$$

Выбираем электродвигатель марки 2ПБ90МУХЛ4. Технические характеристики сводим в табл. 1.2.

Таблица 1.2

Технические характеристики выбранного двигателя

Тип двигателя	Мощность на валу $P_{\text{ном}}$, кВт	Напряжение питания $U_{\text{ном}}$, В	Частота вращения $n_{\text{ном}}$, мин ⁻¹	Коэффициент полезного действия $\eta_{\text{ном}}$, %	Сопротивление обмотки якоря $R_{\text{я}}$, Ом	Сопротивление добавочных полюсов $R_{\text{дп}}$, Ом	Индуктивность обмотки якоря $L_{\text{я}}$, мГн	Момент инерции $J_{\text{дв}} \cdot 10^{-4}$, кг·м ²
2ПБ90МУХЛ4	0,28	220	1500	63,5	11,7	7,35	267	40

3. Рассчитываем оптимальное передаточное число редуктора:

$$i_o = \sqrt{\frac{J_{\text{н}} \varepsilon_{\text{max}} \eta + M_{\text{с}}^0}{J_{\text{дв}} \varepsilon_{\text{max}} \eta}} = \sqrt{\frac{142 \frac{6}{57} 0,8 + 250}{40 \cdot 10^{-4} \frac{6}{57} 0,8}} = 882.$$

4. Рассчитываем номинальный момент $M_{\text{ном}}$ двигателя:

$$M_{\text{ном}} = \frac{P_{\text{ном}}}{\Omega_{\text{ном}}} = \frac{280}{157} = 1,783 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

где

$$\Omega_{\text{ном}} = \frac{\pi n_{\text{ном}}}{30} = \frac{3,14 \cdot 1500}{30} = 157 \text{ рад/с}.$$

5. Проверяем выбранный двигатель на соответствие требований по угловой скорости. Определяем приведенную к валу двигателя угловую скорость поворота нагрузки:

$$i_o \Omega_{\text{max}} = 882 \cdot \frac{10}{57} = 154,7 \text{ рад/с}.$$

Так как $157 \text{ рад/с} > 154,7 \text{ рад/с}$, то требования по скорости выполняются.

6. Рассчитываем значение требуемого вращающего момента:

$$M_{\text{вр}} = \left(J_{\text{дв}} + \frac{J_{\text{н}}}{i_0^2} \right) i \varepsilon_{\text{max}} + \frac{M_{\text{с}}^0}{i_0 \eta} =$$

$$= \left(40 \cdot 10^{-4} + \frac{142}{882^2} \right) 882 \frac{6}{57} + \frac{250}{882 \cdot 0,8} = 0,743 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

7. Проверяем двигатель на соответствие требований по моменту:

$$\frac{M_{\text{вр}}}{M_{\text{ном}}} = \frac{0,743}{1,783} = 0,416 \leq 2,$$

$$\frac{M_{\text{с}}^0}{i_0 \eta} = \frac{250}{882 \cdot 0,8} = 0,354 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Проверяем условие:

$$\frac{M_{\text{с}}^0}{i_0 \eta} \leq M_{\text{ном}};$$

$$0,354 \text{ Н} \cdot \text{м} \leq 1,783 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Расчеты показали, что требования по моменту выполняются.

8. Рассчитываем номинальный ток якоря:

$$I_{\text{ном}} = \frac{P_{\text{ном}}}{U_{\text{ном}} \eta_{\text{ном}}} = \frac{280}{220 \cdot 0,635} = 2,004 \text{ А}.$$

9. Определяем коэффициент противо-ЭДС:

$$c = \frac{U_{\text{ном}} - I_{\text{ном}} R}{\Omega_{\text{ном}}} = \frac{220 - 2,004 \cdot 19}{157} = 1,158 \text{ В} \cdot \text{с/рад},$$

где $R = R_{\text{я}} + R_{\text{д.п.}} = 11,7 + 7,35 \approx 19 \text{ Ом}.$

10. Определяем электромеханическую постоянную времени двигателя

$$T_{\text{м}} = \frac{\left(J_{\text{дв}} + \frac{J_{\text{н}}}{i_0^2} \right) R}{c^2} = \frac{\left(40 \cdot 10^{-4} + \frac{142}{882^2} \right) 19}{1,158^2} = 0,059 \text{ с}.$$

11. Определяем электромагнитную постоянную времени двигателя:

$$T_{\text{э}} = \frac{L_{\text{я}}}{R} = \frac{0,762}{19} = 0,04\text{с.}$$

1.2.2. Тиристорный преобразователь

Схема силовой части тиристорного преобразователя представлена на рис. 1.4 и содержит силовой трансформатор *TM1*, трёхфазный выпрямитель, выполненный по симметричной мостовой схеме, уравнивающие *L1 – L4* и сглаживающий дроссель *L5*. Каждый мост состоит из шести тиристоров (*VS1 – VS6*). Реверс выходного напряжения осуществляется переключением силовых мостов.

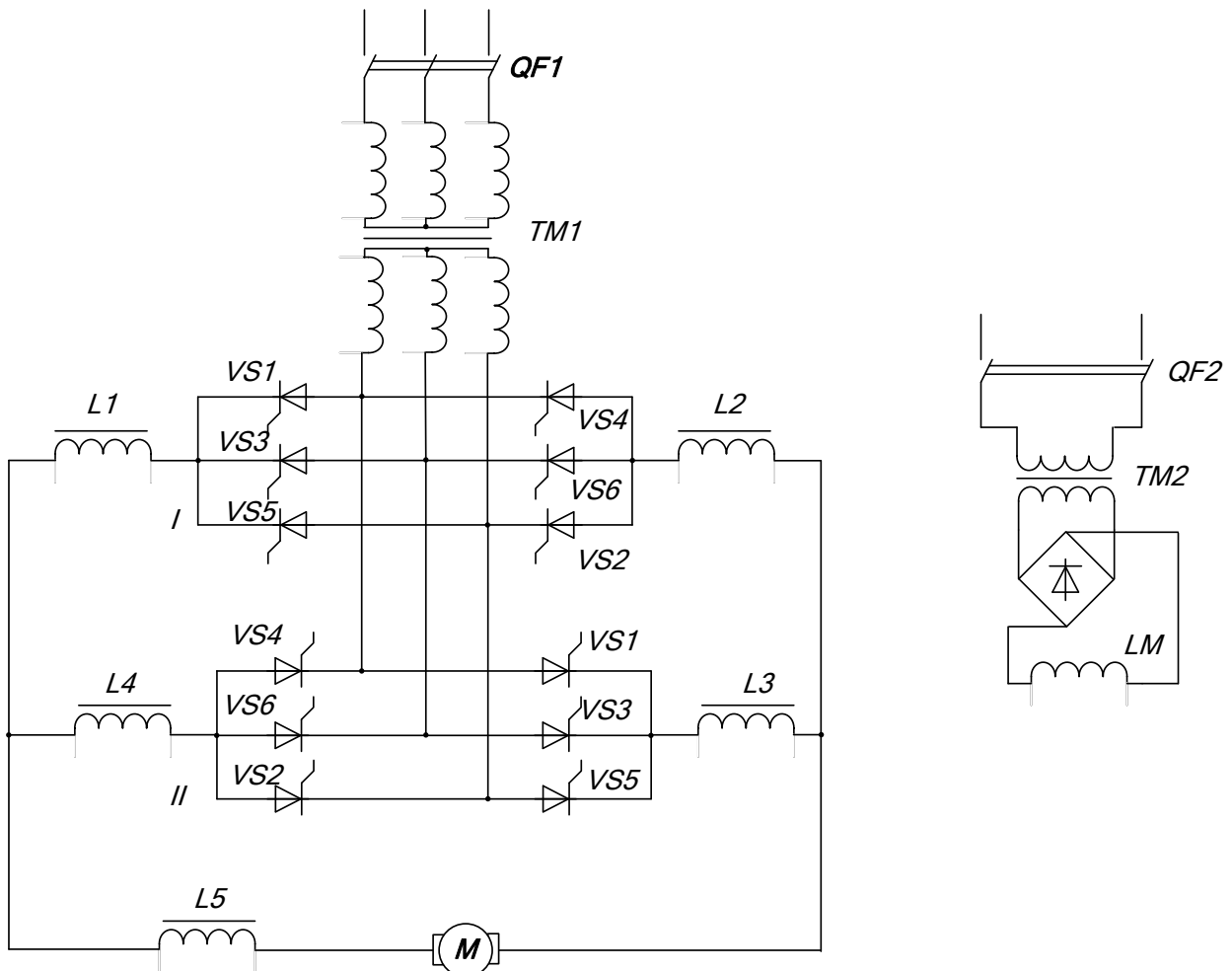


Рис. 1.4. Схема силовой части тиристорного преобразователя

Магнитопроводы уравнивающих дросселей рассчитываются на уравнивающие токи. Если ток нагрузки насыщает сердечники дросселей,

то их индуктивность резко падает и необходимо включать четыре дросселя. При протекании тока нагрузки по преобразователю I уравнивающие дроссели $L1$ и $L2$ насыщаются, а $L3$ и $L4$ остаются ненасыщенными и ограничивают токи между соответствующими трёхфазными коммутирующими группами тиристоров.

Если уравнивающие дроссели не насыщаются током нагрузки, достаточно применения двух дросселей, например, $L1$ и $L3$. В этом случае дроссели служат и для сглаживания пульсаций тока нагрузки. Индуктивность уравнивающих дросселей обычно достаточна для этой цели, поэтому необходимость в специальном сглаживающем дросселе $L5$ отпадает.

Для управления тиристорами используется система импульсно-фазного управления (СИФУ), выполняющая следующие функции [1, 4, 12]:

- определение моментов времени открывания тиристоров, в соответствии с сигналами, поступающими с выходов суммирующих усилителей, формирующих сигнал рассогласования;
- формирование открывающих импульсов, передаваемых в нужные моменты времени на управляющие электроды тиристоров.

По способу получения сдвига открывающих импульсов относительно точки естественного отпирания тиристоров различают горизонтальный, вертикальный и интегрирующий принципы управления. Преимущественно применяется вертикальный принцип управления, суть которого заключается в следующем: момент подачи открывающих импульсов U_{VS} определяется при равенстве поступающего управляющего напряжения U_y с пилообразным опорным напряжением $U_{пил}$. Отсчеты угла открывания γ для каждого тиристора производятся в собственном канале многоканальной СИФУ.

Уравнение электрического равновесия якорной цепи в соответствии с выражением (1.1):

$$U_{тп} - E = R I_{я} + L \frac{dI_{я}}{dt}, \quad (1.16)$$

Среднее значение выпрямленного напряжения $U_{тп}$ определяется по формуле:

$$U_{тп} = \sqrt{2} U_2 \sin \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \gamma = U_{тп0} \cos \gamma,$$

где U_2 – действующее значение фазного напряжения вторичной обмотки трансформатора (или напряжение сети в бестрансформаторных схемах);

p – число пульсаций выпрямленного напряжения; $U_{\text{тп}0}$ – максимальное значение среднего выпрямленного напряжения при $\gamma = 0$.

При раздельном управлении комплектами вентиляй, а также в области малых нагрузок и при больших значениях угла отпирания тиристоров системе ТП-ДПТ возникает режим прерывистых токов, причем зона прерывистых токов тем больше, чем больше угол γ . Появление зоны прерывистых токов обусловлено тем, что в определенные промежутки времени мгновенное значение выпрямленного напряжения преобразователя $U_{\text{тп}}$ становится меньше встречно действующей ЭДС двигателя E , и как следует из уравнения (1.16) разность $U_{\text{тп}} - E$ становится отрицательной. Ток должен изменить направление на противоположное. Но поскольку вентили обладают односторонней проводимостью, ток становится равным нулю. Вентили закрываются, и ток появляется вновь при условии $U_{\text{тп}} > E$.

При больших нагрузках ток является непрерывным. Объясняется это тем, что запас электромагнитной энергии в цепи выпрямленного тока значительный. Возникающая при исчезновении тока ЭДС самоиндукции $L \frac{dI_{\text{я}}}{dt}$ складывается с мгновенным выпрямленным напряжением $U_{\text{тп}}$ и в сумме они превышают ЭДС двигателя E . При малых нагрузках ЭДС самоиндукции оказывается недостаточной для поддержания тока.

Для того чтобы исключить режим прерывистых токов применяются дополнительные дроссели с индуктивностью L_d . Для выбранной трёхфазной мостовой симметричной схемы (см. рис. 1.4) принимаем: количество пульсаций $p = 6$; угол отпирания тиристоров $\gamma = 30^\circ$; индуктивное сопротивление фазы $x_{\text{а.ф.}} \approx 0$.

Ограничение зоны прерывистых токов. Требование ограничения зоны прерывистых токов вызвано тем, что при протекании прерывистых токов существенно изменяются статические и динамические характеристики системы управления электропривода с тиристорным преобразователем. Прерывистый ток возникает в том случае, когда ток нагрузки и индуктивность цепи выпрямленного тока малы по величине.

Для получения гранично-непрерывного режима при заданном значении угла регулирования γ в цепь выпрямленного тока необходимо включить дроссель с индуктивностью L_{d1} значение которой можно определить из формулы для трехфазной мостовой симметричной схемы:

$$L_{d1} = \frac{1}{2\pi f} \left(0,126 \frac{U_{2\text{л}}}{I_{\text{д,гр}}} \sin \gamma - 2x_{\text{а.ф.}} \right), \quad (1.17)$$

где $I_{d,гр} = (0,1 \div 0,2)I_{ном}$; $U_{2л}$ – действующее значение линейного напряжения вторичной обмотки трансформатора.

Если при расчетах $L_{d1} \geq L_{я}$, то для ограничения прерывистых токов необходимо выбрать дроссель с индуктивностью $L_{др} = L_{d1} - L_{я}$.

Сглаживание пульсаций выпрямленного тока. Пульсации выпрямленного напряжения приводят к пульсации выпрямленного тока, которые ухудшают коммутацию двигателя и увеличивают его нагрев.

В симметричной мостовой и нулевой схемах амплитудные значения гармонических составляющих выпрямленного напряжения $U_{d,n,m}$ связаны с его средним значением U_{d0} и углом регулирования преобразователя γ следующим выражением:

$$\frac{U_{d,n,m}}{U_{d0}} = \frac{2\cos\gamma}{k^2 p^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 p^2 \operatorname{tg}^2 \gamma},$$

где $k = 1$ – кратность гармоники, то есть отношение порядкового номера гармоники к числу пульсаций; $p = 6$ – число пульсаций выпрямленного напряжения.

При известной амплитуде основной составляющей $U_{d,n,m}$ и допустимому действующему значению основной гармоники тока $p_{(1)}\%$ необходимая индуктивность цепи выпрямленного тока может быть определена по формуле:

$$L_{d2} = \frac{100U_{d,n,m}}{\sqrt{2}kp\omega p_{(1)}\%I_{d,n}}, \quad (1.18)$$

где $p_{(1)}\% = 10$, $I_{d,n} = I_{ном}$.

Если при расчетах $L_{d2} \geq L_{я}$, то для ограничения прерывистых токов необходимо выбрать дроссель с индуктивностью $L_{др} = L_{d2} - L_{я}$.

Управление тиристорами осуществляется с помощью программируемого микропроцессорного контроллера, обеспечивающего также контроль и защиту тиристорных секций.

Тиристорный преобразователь является существенно нелинейным устройством. Силовая часть и система импульсно-фазового управления описываются передаточной функцией преобразователя. При высокой частоте входного сигнала дискретностью можно пренебречь. Тогда

с учетом инерционности СИФУ передаточную функцию тиристорного преобразователя можно записать в виде:

$$W_{\text{тп}}(s) \approx \frac{K_{\text{тп}}}{(T_{\text{т}} + \tau)s + 1} = \frac{K_{\text{тп}}}{T_{\text{тп}}s + 1}, \quad (1.19)$$

где $\tau = \frac{1}{2\pi f}$ – постоянная времени запаздывания; $T_{\text{т}} = \frac{1}{2\pi f m}$ – постоянная времени СИФУ; $T_{\text{тп}} = T_{\text{т}} + \tau$ – постоянная времени тиристорного преобразователя; $K_{\text{тп}}$ – коэффициент передачи тиристорного преобразователя; m – число фаз.

Тиристоры выбираются исходя из условий:

$$I_{\text{п}} \geq I_{\text{max}} \quad (1.20)$$

и

$$U_{\text{п}} \geq U_{\text{м.обр}},$$

где $I_{\text{п}}$ – средний ток тиристора в открытом состоянии; I_{max} – максимальный ток; $U_{\text{п}}$ – напряжение тиристора; U_{max} – максимальное напряжение в закрытом состоянии:

$$I_{\text{max}} = K_I K_{\text{в}} I_{\text{ном}}, \quad (1.21)$$

где $K_{\text{в}} = 0,33$ – коэффициент среднего тока вентиля для трехфазной мостовой схемы; $K_I = 2,5$ – коэффициент перегрузки по току.

Выбор дросселей тиристорного преобразователя. 1. Определение индуктивностей L_{d1} по формуле (1.17), L_{d2} по формуле (1.18). Если значения L_{d1} или L_{d2} оказались больше, чем $L_{\text{я}}$, то суммарная индуктивность L будет равна:

$$L = L_{\text{я}} + L_{d1} + L_{d2};$$

если значения L_{d1} или L_{d2} меньше, чем $L_{\text{я}}$, то

$$L = L_{\text{я}}.$$

2. Выбор дросселей по табл. П.2 для выбранного типа двигателя.

3. Расчет и выбор тиристоров по табл. П.3 для выбранного типа двигателя из условий (1.20).

4. Определение параметров передаточной функции тиристорного преобразователя (1.19).

ПРИМЕР 1.2а ($T_M \geq 4T_\gamma$). Рассчитать индуктивности L_{d1} , L_{d2} и при необходимости выбрать дроссели для электропривода с двигателем типа 2ПБ132МУХЛ4 по примеру 1.1а. Произвести выбор тиристорных. Определить параметры передаточной функции тиристорного преобразователя.

Решение. 1. Определяем индуктивности L_{d1} , L_{d2} и сравниваем их с индуктивностью якоря L_γ

$$L_{d1} = \frac{1}{2\pi f} \left(0,126 \frac{U_{2л}}{I_{d,гр}} \sin \gamma - 2x_{a.ф.} \right) = \\ = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} \left(0,126 \frac{\sqrt{3} \cdot 100}{0,2 \cdot 15,62} \sin 30^\circ - 2 \cdot 0 \right) = 0,012 \text{ Гн},$$

где $f = 50 \text{ Гц}$; $I_{d,гр} = (0,1 \div 0,2) I_{ном}$; $\gamma = 30^\circ$; $x_{a.ф} = 0$.

Так как $L_{d1} = 0,012 \text{ Гн} < L_\gamma = 0,013 \text{ Гн}$, то потребности в дросселе для ограничения прерывистых токов нет.

Индуктивность сглаживающего дросселя:

$$L_{d2} = \frac{100 U_{d,n,m}}{\sqrt{2} k p \omega p_{(1)} \% I_{d,n}} = \\ = \frac{100 \cdot 19,536}{\sqrt{2} \cdot 1 \cdot 6 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 10 \cdot 15,62} = 0,005 \text{ Гн},$$

где $k = 1$, $p = 6$, $\omega = 2\pi f$, $p_{(1)} \% = 10$, $I_{d,n} = I_{ном}$.

$$U_{d,n,m} = U_{d0} \frac{2 \cos \gamma}{k^2 p^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 p^2 \tan^2 \gamma} = \\ = 110 \cdot \frac{2 \cdot \cos 30^\circ}{1^2 \cdot 6^2 - 1} \sqrt{1 + 1^2 \cdot 6^2 \cdot \tan^2 30^\circ} = 19,536 \text{ В}.$$

Так как $L_{d2} = 0,005 \text{ Гн} < L_\gamma = 0,013 \text{ Гн}$, то потребности в дросселе для ограничения пульсаций выпрямленного тока нет.

2. Расчет и выбор тиристорных для выбранного типа двигателя.

Определяем значение I_{max} по формуле (1.21):

$$I_{max} = K_I K_B I_{ном} = 2,5 \cdot 0,33 \cdot 15,62 = 12,89 \text{ А}.$$

По табл. П.3 выбираем тиристор марки 16TTS12. Технические характеристики сводим в табл. 1.3.

Таблица 1.3

Технические характеристики выбранного тиристора

Наименование	Максимальное напряжение в закрытом состоянии, В	Средний ток в открытом состоянии, А	Тип корпуса
16TTS12	1200	16	ТО209АВ

3. Определяем параметры передаточной функции тиристорного преобразователя:

– расчет постоянной времени запаздывания:

$$\tau = \frac{1}{2\pi f} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 0,003 \text{ с};$$

– расчет постоянной времени СИФУ:

$$T_T = \frac{1}{2\pi f m} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 3} = 0,001 \text{ с}.$$

Тогда постоянная времени тиристорного преобразователя:

$$T_{\text{ТП}} = T_T + \tau = 0,003 + 0,001 = 0,004 \text{ с}.$$

Рассчитываем коэффициент передачи тиристорного преобразователя:

$$K_{\text{ТП}} = \frac{U_{\text{НОМ}}}{\Delta U_{\Omega}} = \frac{110}{10} = 11.$$

Определяем передаточную функцию тиристорного преобразователя по формуле (1.19):

$$W_{\text{ТП}}(s) = \frac{K_{\text{ТП}}}{T_{\text{ТП}}s + 1} = \frac{11}{0,004s + 1}.$$

ПРИМЕР 1.26 ($T_M < 4T_{\text{э}}$). Рассчитать индуктивности L_{d1} , L_{d2} и при необходимости выбрать дроссели для электропривода с двигателем типа 2ПБ90МУХЛ4 по примеру 1.16. Произвести выбор тиристорных.

Определить параметры передаточной функции тиристорного преобразователя.

Решение. 1. Определяем индуктивности L_{d1} , L_{d2} и сравниваем их с индуктивностью якоря $L_{я}$

$$L_{d1} = \frac{1}{2\pi f} \left(0,126 \frac{U_{2л}}{I_{d,гр}} \sin \gamma - 2x_{a.ф.} \right) =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} \left(0,126 \frac{\sqrt{3} \cdot 220}{0,2 \cdot 2,004} \sin 30^\circ - 2 \cdot 0 \right) = 0,762 \text{ Гн},$$

где $f = 50 \text{ Гц}$; $I_{d,гр} = (0,1 \div 0,2) I_{ном}$; $\gamma = 30^\circ$; $x_{a.ф} = 0$.

Так как $L_{d1} = 0,762 \text{ Гн} > L_{я} = 0,267 \text{ Гн}$, то для ограничения прерывистых токов необходимо выбрать дроссель с индуктивностью $L_{др} \geq L_{d1} - L_{я}$. Таким образом, индуктивность дросселя для ограничения прерывистых токов рассчитывается по формуле:

$$L_{др} \geq L_{d1} - L_{я} = 0,762 - 0,267 = 0,495 \text{ Гн} = 495 \text{ мГн}.$$

По табл. П.2 выбираем дроссель марки ELC09D681F. Технические характеристики сводим в табл. 1.4.

Таблица 1.4

Технические характеристики выбранного дросселя

Наименование	Индуктивность, мГн	Точность, %	Тестовая частота, кГц	Сопр-е пост. току, Ом	Пост. ток, А
ELC09D681F	680	10	10	1,4	0,34

Индуктивность сглаживающего дросселя:

$$L_{d2} = \frac{100 U_{d,n,m}}{\sqrt{2} k p \omega p_{(1)} \% I_{d,n}} =$$

$$= \frac{100 \cdot 39,072}{\sqrt{2} \cdot 1 \cdot 6 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 10 \cdot 2,004} = 0,073 \text{ Гн},$$

где $k = 1$, $p = 6$, $\omega = 2\pi f$, $p_{(1)} \% = 10$,

$$U_{d,n,m} = U_{d0} \frac{2\cos\alpha}{k^2 p^2 - 1} \sqrt{1 + k^2 p^2 \operatorname{tg}^2 \alpha} =$$

$$= 220 \cdot \frac{2 \cdot \cos 30^\circ}{1^2 \cdot 6^2 - 1} \sqrt{1 + 1^2 \cdot 6^2 \cdot \operatorname{tg}^2 30^\circ} = 39,072 \text{ В}$$

Так как $L_{d2} = 0,073 \text{ Гн} > L_{я} = 0,267 \text{ Гн}$, то потребности в дросселе для ограничения пульсаций выпрямленного тока нет.

2. Выбор тиристоров для выбранного типа двигателя.

Определяем значение $I_{\max}$ по формуле (1.21)

$$I_{\max} = K_I K_B I_{я.\text{ном}} = 2,5 \cdot 0,33 \cdot 2,004 = 1,65 \text{ А.}$$

По табл. П.3 выбираем тиристор марки 10TTS08. Технические характеристики сводим в табл. 1.5.

Таблица 1.5

Технические характеристики выбранного тиристора

Наименование	Максимальное напряжение в закрытом состоянии, В	Средний ток в открытом состоянии, А	Тип корпуса
10TTS08	800	6,5	TO220AB

3. Определяем параметры передаточной функции тиристорного преобразователя:

– расчет постоянной времени запаздывания:

$$\tau = \frac{1}{2\pi f} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 0,003 \text{ с};$$

– расчет постоянной времени СИФУ:

$$T_T = \frac{1}{2\pi f m} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 3} = 0,001 \text{ с.}$$

Тогда

$$T_{\text{TH}} = T_T + \tau = 0,003 + 0,001 = 0,004 \text{ с.}$$

Рассчитываем коэффициент передачи тиристорного преобразователя:

$$K_{\text{тп}} = \frac{U_{\text{ном}}}{\Delta U_{\Omega}} = \frac{220}{10} = 22.$$

Определяем передаточную функцию тиристорного преобразователя по формуле (1.19):

$$W_{\text{тп}}(s) = \frac{K_{\text{тп}}}{T_{\text{тп}}s + 1} = \frac{22}{0,004s + 1}.$$

1.2.3. Тахогенератор

Тахогенераторы преобразуют частоту вращения вала двигателя в электрический сигнал (выходное напряжение) [17]. Зависимость выходного напряжения тахогенератора $U_{\text{тг}}$ от частоты вращения ротора (якоря) n определяется выходной характеристикой. Уравнение идеальной выходной характеристики тахогенератора:

$$U_{\text{тг}} = C_u n, \quad (1.22)$$

где C_u , мВ/(об/мин) – крутизна выходной характеристики, определяющая чувствительность тахогенератора к изменениям частоты вращения. Чем больше крутизна C_u , тем чувствительнее и точнее тахогенератор.

По принципу действия и устройству тахогенераторы бывают постоянного и переменного тока. В системе представлен тахогенератор постоянного тока – коллекторная машина постоянного тока с независимым возбуждением, работающая в генераторном режиме. На рис. 1.5 показана электрическая схема тахогенератора постоянного тока с электромагнитным возбуждением. На выходе тахогенератора устанавливается фильтр нижних частот с конденсатором C_1 и делитель напряжения с сопротивлениями $R_{д1}$, $R_{д2}$.

Обмотка возбуждения тахогенератора подключается к источнику постоянного тока. Если якорь возбужденного тахогенератора привести во вращение с частотой n , то на его выходе появится постоянное напряжение

$$U_{\text{тг}} = \frac{c_e \Phi n}{1 + r_a / R_H},$$

где r_a – сопротивление обмотки якоря, Ом; R_H – сопротивление нагрузки; Φ – магнитный поток; c_e – конструктивная постоянная. Для больших значений R_H выражение приводится к виду (1.22).

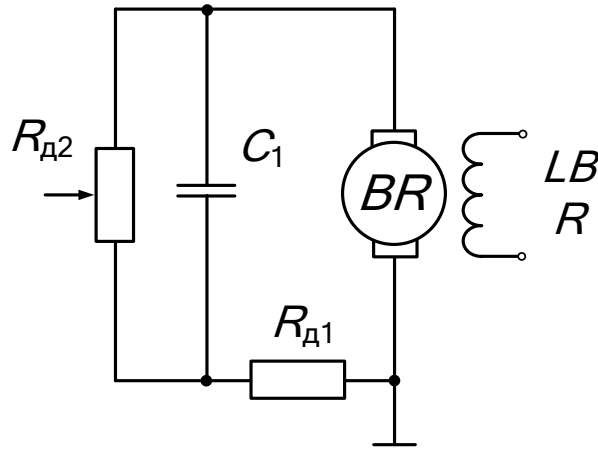


Рис. 1.5. Тахогенератор постоянного тока

Коэффициент передачи обратной связи контура скорости определяется по формуле:

$$K_{oc} = \frac{U_{oc}}{\Omega_{ном}}, \quad (1.23)$$

где U_{oc} – сигнал обратной связи, равный напряжению суммирующего усилителя контура скорости.

С учетом коэффициента передачи делителя K_d коэффициент обратной связи определяется по формуле:

$$K_{oc} = C_u K_M K_d,$$

где $K_M = \frac{\Omega_{тг}}{\Omega_{ном}}$ – коэффициент передачи мультипликатора (q_2),

служащего для согласования скоростей двигателя и тахогенератора.

Тогда $K_d = \frac{K_{oc}}{C_u K_M}$ – коэффициент передачи делителя напряжения.

Необходимое значение коэффициента K_d устанавливается переменным резистором $R_{д2}$. Передаточная функция фильтра нижних частот с делителем напряжения определяется на основании схемы (см. рис.1.5):

$$\begin{aligned} W_\phi(s) &= \frac{\left(R_{д2} \cdot \frac{1}{Cs}\right) / \left(R_{д2} + \frac{1}{Cs}\right)}{R_{д1} + \left(R_{д2} \cdot \frac{1}{Cs}\right) / \left(R_{д2} + \frac{1}{Cs}\right)} = \frac{R_{д2} / (R_{д2}Cs + 1)}{R_{д1} + R_{д2} / (R_{д2}Cs + 1)} = \\ &= \frac{R_{д2}}{R_{д1}R_{д2}Cs + R_{д1} + R_{д2}} = \frac{R_{д2}}{R_{д1} + R_{д2}} \cdot \frac{1}{R_{д1}R_{д2}Cs / (R_{д1} + R_{д2}) + 1}. \end{aligned}$$

Обозначив постоянную времени фильтра

$$T_{\phi} = \frac{R_{д1}R_{д2}}{R_{д1} + R_{д2}} C_{\phi}$$

и коэффициент передачи делителя

$$K_{д} = \frac{R_{д2}}{R_{д1} + R_{д2}},$$

получим

$$W_{\phi}(s) = \frac{K_{д}}{T_{\phi} s + 1}.$$

ПРИМЕР 1.3а ($T_M \geq 4T_3$). Выбрать тахогенератор для электропривода с двигателем типа 2ПБ132МУХЛ4 по примеру 1.1а. Рассчитать и выбрать RC -элементы фильтра. Определить параметры передаточной функции датчика скорости.

Решение. 1. По табл. П4 в приложении выбираем тахогенератор типа ТП20-6-0,5 со значением крутизны характеристики $C_u = 6,0 \text{ мВ}/(\text{об}/\text{мин})$. Технические характеристики сведены в табл. 1.6.

Таблица 1.6

Технические характеристики тахогенератора

Типоразмер	C_u , мВ/(об/мин)	$R_{нг}$, 10^3 Ом	$n_{тг}$, об/мин
ТП20-6-0,5	6,0	10	3000

Переведем значение крутизны выходной характеристики в $\text{В} \cdot \text{с}/\text{рад}$:

$$C_u = 6 \cdot \frac{10^{-3} \cdot 60}{2\pi} = 0,057 \text{ В} \cdot \text{с}/\text{рад}.$$

2. Производим расчет и выбор RC -элементов фильтра.

Определяем передаточное число мультипликатора q_2 :

$$K_M = \frac{\Omega_{тг}}{\Omega_{ном}} = \frac{314}{78,5} = 4,$$

где $\Omega_{тг} = \pi n_{тг} / 30$.

Определяем коэффициент передачи делителя:

$$K_{\text{д}} = \frac{K_{\text{ос}}}{C_{\text{ц}} K_{\text{м}}} = \frac{0,127}{0,057 \cdot 4} = 0,56,$$

где коэффициент передачи датчика скорости

$$K_{\text{ос}} = \frac{U_{\text{ос}}}{\Omega_{\text{ном}}} = \frac{10}{78,5} = 0,127 \text{ В} \cdot \text{с/рад}.$$

Так как $K_{\text{д}}$ меньше единицы, то необходимо выбрать делитель напряжения с коэффициентом:

$$K_{\text{д}} = \frac{R_{\text{д2}}}{R_{\text{д1}} + R_{\text{д2}}},$$

откуда

$$R_{\text{д2}} = \frac{K_{\text{д}} R_{\text{д1}}}{1 - K_{\text{д}}}.$$

Значение сопротивления $R_{\text{д1}}$ принимаем 10 кОм, тогда:

$$R_{\text{д2}} = \frac{K_{\text{д}} R_{\text{д1}}}{1 - K_{\text{д}}} = \frac{0,56 \cdot 10 \cdot 10^3}{1 - 0,56} = 12,5 \text{ кОм}.$$

Приводим значение сопротивления $R_{\text{д2}}$ к номиналу по табл. П.5:

$$R_{\text{д2}} = 12,6 \text{ кОм}.$$

Примем предварительно значение постоянной фильтра $T_{\text{ф}} = 0,01 \text{ с}$ и определим емкость конденсатора $C_{\text{ф}}$:

$$C_{\text{ф}} = \frac{T_{\text{ф}} (R_{\text{д1}} + R_{\text{д2}})}{R_{\text{д1}} R_{\text{д2}}} = \frac{0,01(10 + 12,6)10^3}{10 \cdot 12,6 \cdot 10^6} = 1,8 \text{ мкФ}.$$

Приводим значение емкости к номиналу по табл. П.6:

$$C_{\text{ф}} = 2,2 \text{ мкФ}.$$

Выбираем конденсатор Panasonic серии NHG на рабочее напряжение 50 В и пересчитываем постоянную времени фильтра:

$$T_{\phi} = \frac{R_{д1}R_{д2}}{R_{д1} + R_{д2}} C_{\phi} = \frac{10 \cdot 12,6 \cdot 10^6}{10 \cdot 10^3 + 12,6 \cdot 10^3} 2,2 \cdot 10^{-6} = 0,012 \text{ с.}$$

3. Передаточная функция датчика скорости:

$$W_{oc}(s) = \frac{K_{oc}}{T_{\phi}s + 1} = \frac{0,127}{0,012s + 1}.$$

ПРИМЕР 1.36 ($T_M < 4T_3$). Выбрать тахогенератор для электропривода с двигателем типа 2ПБ90МУХЛ4 по примеру 1.16. Рассчитать и выбрать RC-элементы фильтра. Определить параметры передаточной функции датчика скорости.

Решение. 1. По табл. П4 в приложении выбираем тахогенератор типа ТП20-4-0,5 со значением крутизны характеристики $C_u = 4,0 \text{ мВ/(об/мин)}$. Технические характеристики сведены в табл. 1.7.

Таблица 1.7

Технические характеристики тахогенератора

Типоразмер	C_u , В/(об/мин)	$R_{нг}$, 10^3 Ом	$n_{тг}$, об/мин
ТП20-4-0,5	4,0	10	3000

Переведем значение крутизны выходной характеристики в В·с/рад:

$$C_u = 4 \cdot \frac{10^{-3} \cdot 30}{3,14} = 0,038 \text{ В} \cdot \text{с/рад};$$

2. Производим расчет и выбор RC-элементов фильтра. Определяем передаточное число мультипликатора q_2 :

$$K_M = \frac{\Omega_{тг}}{\Omega_{ном}} = \frac{314}{157} = 2,$$

где $\Omega_{тг} = \pi n_{тг} / 30$.

Определяем коэффициент передачи делителя:

$$K_{\text{д}} = \frac{K_{\text{ос}}}{C_u K_{\text{м}}} = \frac{0,064}{0,038 \cdot 2} = 0,83,$$

где коэффициент передачи датчика скорости

$$K_{\text{ос}} = \frac{U_{\text{ос}}}{\Omega_{\text{ном}}} = \frac{10}{157} = 0,064 \text{ В} \cdot \text{с/рад}.$$

Так как $K_{\text{д}}$ меньше единицы, то необходимо выбрать делитель напряжения:

$$K_{\text{д}} = \frac{R_{\text{д2}}}{R_{\text{д1}} + R_{\text{д2}}},$$

откуда

$$R_{\text{д2}} = \frac{K_{\text{д}} R_{\text{д1}}}{1 - K_{\text{д}}}.$$

Значение сопротивления $R_{\text{д1}}$ принимаем 10 кОм, тогда

$$R_{\text{д2}} = \frac{0,83 \cdot 10 \cdot 10^3}{1 - 0,83} = 50 \text{ кОм}.$$

Приводим значение сопротивления $R_{\text{д2}}$ к номиналу по табл. П.5

$$R_{\text{д2}} = 49,9 \text{ кОм}.$$

Примем значение постоянной фильтра $T_{\text{ф}} = 0,01 \text{ с}$ и определим емкость конденсатора $C_{\text{ф}}$:

$$C_{\text{ф}} = \frac{T_{\text{ф}}(R_{\text{д1}} + R_{\text{д2}})}{R_{\text{д1}} R_{\text{д2}}} = \frac{0,01(10 + 50)10^3}{10 \cdot 50 \cdot 10^6} = 1,2 \text{ мкФ}.$$

Приводим значение емкости к номиналу по табл. П.6:

$$C_{\text{ф}} = 1,0 \text{ мкФ}.$$

Выбираем конденсатор Panasonic серии NHG на рабочее напряжение 50 В и пересчитываем постоянную времени фильтра:

$$T_{\phi} = \frac{R_{д1}R_{д2}}{R_{д1} + R_{д2}} C_{\phi} = \frac{10 \cdot 49,9 \cdot 10^6}{10 \cdot 10^3 + 49,9 \cdot 10^3} 1,0 \cdot 10^{-6} = 0,008 \text{ с.}$$

2. Передаточная функция датчика скорости:

$$W_{oc}(s) = \frac{K_{oc}}{T_{\phi}s + 1} = \frac{0,064}{0,008s + 1}.$$

1.2.4. Вращающийся трансформатор

В следящих позиционных ЭП широкое применение получили вращающиеся трансформаторы, представляющие собой электрические индукционные микромашины [3]. Прецизионные вращающиеся трансформаторы обеспечивают точностные характеристики в пределах $\pm(2 \div 10)$ угловых минут.

Для пояснения принципа действия рассмотрим схему включения ВТ в режиме измерителя рассогласования (рис.1.6), пропорционального разности углов поворота задающего и исполнительного валов ЭП

$$\Delta\alpha = \alpha_3 - \alpha.$$

Ротор датчика ТС кинематически связан с задающим, а ротор приемника ТЕ – с исполнительным валом ЭП.

При повороте задающего вала на угол α_3 переменный ток, протекающий в статорной обмотке возбуждения (В1, В2) создает пульсирующий магнитный поток, который наводит в обмотках ротора ЭДС. Тогда выражения для напряжений на косинусной (К1, К2) и синусной (С1, С2) обмотках, соответственно, ротора датчика ТС, запишутся в виде тригонометрических соотношений:

$$U_x = U_{\Pi} K_T \cos \alpha_3;$$

$$U_y = U_{\Pi} K_T \cos(90^\circ - \alpha_3) = U_{\Pi} K_T \sin \alpha_3,$$

где K_T – коэффициент трансформации между обмоткой возбуждения и вторичной обмоткой.

Напряжения U_x и U_y , благодаря трехпроводной цепи синхронизации создают переменный магнитный поток, возбуждающий приемник ТЕ. На выходной статорной обмотке ТЕ формируется электрический сигнал рассогласования:

$$\Delta U_\alpha = U_y \cos \alpha - U_x \sin \alpha.$$

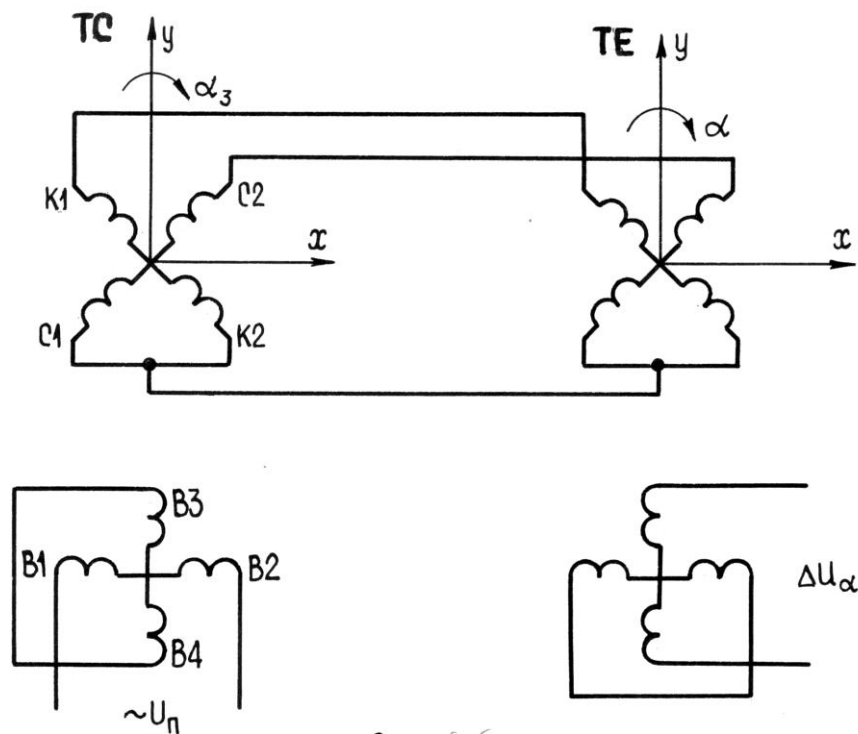


Рис. 1.6. Схема включения вращающихся трансформаторов

Преобразуем к виду:

$$\Delta U_\alpha = U_\Pi K_T \sin(\alpha - \alpha_3) = U_\Pi K_T \sin \Delta \alpha.$$

Произведение $U_\Pi K_T$ определяет чувствительность измерителя или крутизну его характеристики. Введем обозначение:

$K_{BT} = U_\Pi K_T$ – коэффициент передачи ВТ, тогда

$$\Delta U_\alpha = K_{BT} \sin \Delta \alpha. \quad (1.23)$$

Статическая характеристика измерителя рассогласования на ВТ показана на рис. 1.7 и имеет нелинейный характер, что приводит к нежелательному изменению крутизны его характеристики при больших значениях рассогласования $\Delta \alpha$.

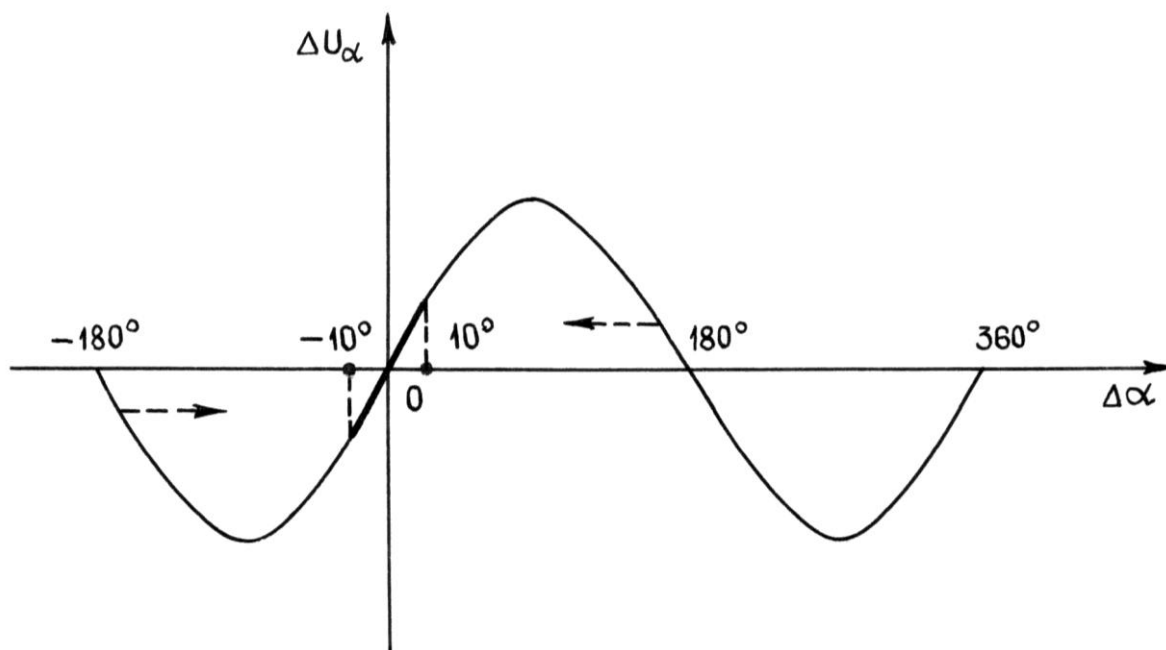


Рис. 1.7. Статическая характеристика измерителя рассогласования на вращающихся трансформаторах

Следует отметить, что рассматриваемая схема обладает свойством самосинхронизации и при отклонениях $\Delta\alpha < 180^\circ$ измеритель автоматически устраняет рассогласование (в направлении, показанном стрелками, рис.1.7) и привод приходит в состояние устойчивого равновесия (начало координат). Режим слежения характеризуется малыми отклонениями ($\pm 10^\circ$) $\Delta\alpha$.

Заменяя в выражении (1.23) $\sin\Delta\alpha \cong \Delta\alpha$, получим:

$$\Delta U_\alpha = K_{\text{ВТ}} \Delta\alpha.$$

При малых значениях рассогласования измеритель будет функционировать на линейном участке статической характеристики, обеспечивая, тем самым, требуемые точностные характеристики. Кроме того для снижения искажений полезного сигнала применяют так называемое «симметрирование» ВТ, которое заключается в определенном подборе сопротивлений нагрузок квадратурной обмотки статора ВЗВ4 (первичное симметрирование) и косинусной обмотки ротора К1К2 (вторичное симметрирование).

ПРИМЕР 1.4а ($T_M \geq 4T_3$). Выбрать СКВТ для электропривода с двигателем типа 2ПБ132МУХЛ4 и рассчитать его коэффициент передачи. Угол поворота исполнительного вала электропривода $\alpha_{\text{max}} = 20$ град.

Решение. По табл. П7 выбираем СКВТ типа ВТМ-4А с параметрами: напряжение возбуждения $U_\Pi = 60$ В; частота тока возбуждения

$f_{\Pi} = 400$ Гц; коэффициент трансформации $K_T = 1,0$; частота вращения $n_{BT} = 2000$ об/мин.

При малом отклонении исполнительного вала электропривода сигнал на выходе вращающегося трансформатора:

$$U_{\alpha} = K_{BT} \alpha.$$

Максимальный угол поворота исполнительного вала электропривода:

$$\alpha_{\max} = 20 \frac{\pi}{180} = 0,35 \text{ рад.}$$

Коэффициент передачи вращающегося трансформатора:

$$K_{BT} = \frac{U_{\alpha}}{\alpha_{\max}} = \frac{10}{0,35} = 28,5 \text{ В/рад.}$$

ПРИМЕР 1.46 ($T_M < 4T_3$). Выбрать СКВТ для электропривода с двигателем типа 2ПБ90МУХЛ4 и рассчитать его коэффициент передачи. Угол поворота исполнительного вала электропривода $\alpha_{\max} = 10$ град.

Решение. По табл. П7 выбираем СКВТ типа ВТМ-4А с параметрами: напряжение возбуждения $U_{\Pi} = 60$ В; частота тока возбуждения $f_{\Pi} = 400$ Гц; коэффициент трансформации $K_T = 1,0$; частота вращения $n_{BT} = 2000$ об/мин.

При малом отклонении исполнительного вала электропривода сигнал на выходе вращающегося трансформатора:

$$U_{\alpha} = K_{BT} \alpha.$$

Максимальный угол поворота исполнительного вала электропривода:

$$\alpha_{\max} = 10 \frac{\pi}{180} = 0,175 \text{ рад.}$$

Коэффициент передачи вращающегося трансформатора:

$$K_{BT} = \frac{U_{\alpha}}{\alpha_{\max}} = \frac{10}{0,175} = 57 \text{ В/рад.}$$

1.2.5. Операционные усилители

Операционные усилители (ОУ) – это усилители постоянного тока, предназначенные для осуществления как линейных, так и нелинейных преобразований сигналов, причем вид преобразования (операция) определяется лишь структурой внешней по отношению к усилителю сменной цепи обратной связи. При этом один и тот же ОУ, в зависимости от подключаемой к нему цепи обратной связи, может производить инвертирование, интегрирование, нелинейное функциональное преобразование входного сигнала, суммирование нескольких сигналов с разными весами и знаками, перемножение мгновенных значений двух сигналов и др.

Универсальность ОУ и высокая точность выполнения операций, задаваемых структурой цепи обратной связи, обеспечиваются высоким коэффициентом усиления ОУ (K_U без обратной связи достигает 10^5 и выше), высоким входным и низким выходным сопротивлениями, а также малым дрейфом нуля. Для обеспечения устойчивости ОУ при работе с разнообразными цепями обратной связи (возможно с комплексным коэффициентом передачи) осуществляется тщательный выбор его амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик (АЧХ и ФЧХ) и принимаются меры, гарантирующие их стабильность.

На рис. 1.8. показана схема операционного усилителя и его пяти выводов:

1. U_1 – сигнал на неинвертирующем входе;
2. U_2 – сигнал на инвертирующем входе;
3. $U_{\text{вых}}$ – выходной сигнал;
4. $+U_{\text{пит}}$ – положительный вывод питания;
5. $-U_{\text{пит}}$ – отрицательный вывод питания.

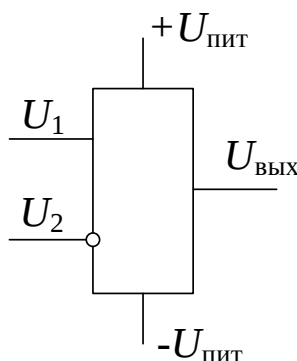


Рис. 1.8. Схема операционного усилителя

При подаче сигнала на неинвертирующий вход приращение выходного сигнала совпадает по знаку (фазе) с приращением входного сигнала. Если же сигнал подан на инвертирующий вход, то приращение выходного сигнала имеет обратный знак (противоположный по фазе) по сравнению с приращением входного сигнала.

Двуполярное питание обеспечивает возможность инверсии знака напряжения на инвертирующем входе U_2 , то есть при подаче на вход U_2 положительного сигнала на выходе сигнал будет отрицательным. Напряжение питания ОУ обычно +15 В/-15В.

В ОУ без обратной связи коэффициент усиления K_U сильно зависит от частоты (K_U падает с увеличением частоты как показано на (рис. 1.9, кривая 1), поэтому для создания плоской АЧХ вводят корректирующие RC-цепи (кривые 2 и 3). Для балансировки нуля также используют внешний переменный резистор.

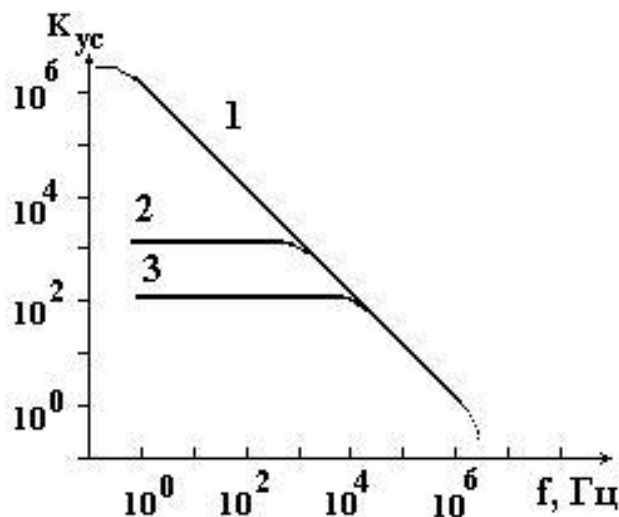


Рис. 1.9. Графики АЧХ

Кроме того, при высоком значении коэффициента усиления трудно управлять усилителем и удерживать его от насыщения. Если часть выходного сигнала направить обратно на вход в противофазе с входным сигналом, то есть создать отрицательную обратную связь, то усилитель будет более стабильным, но это приведет к снижению коэффициента усиления. Типичные схемы включения ОУ с отрицательной обратной связью имеют коэффициент усиления от 10 до 1000, тогда как коэффициент усиления ОУ без обратной связи находится в диапазоне от 10^5 до 10^7 . Если обратная связь положительна, усилитель переходит в режим генерации, то есть становится автогенератором.

Для питания ОУ применяются блоки питания со стабилизацией напряжения, позволяющие получить стабильные параметры и точность регулирования. Для построения блока питания можно применить специализированные микросхемы, имеющие в своем составе сложные стабилизаторы напряжения и устройства защиты нагрузки и сети от аварийных режимов, позволяющие максимально упростить конструкцию и размеры схемы. На рис. 1.10 приведен пример построения блока питания операционных усилителей на базе микросхем LM317 и LM337 производства National Semiconductor, выпускаемые в корпусах ТО-220. Данные микросхемы имеют всего 3 вывода (вход, выход и коррекция, см. рис. 1.10) и требуют для своей работы минимум элементов. В зависимости от мощности, питаемой нагрузки, микросхемы могут устанавливаться на теплоотводящих радиаторах, при этом максимальная нагрузка составляет 1,5А.

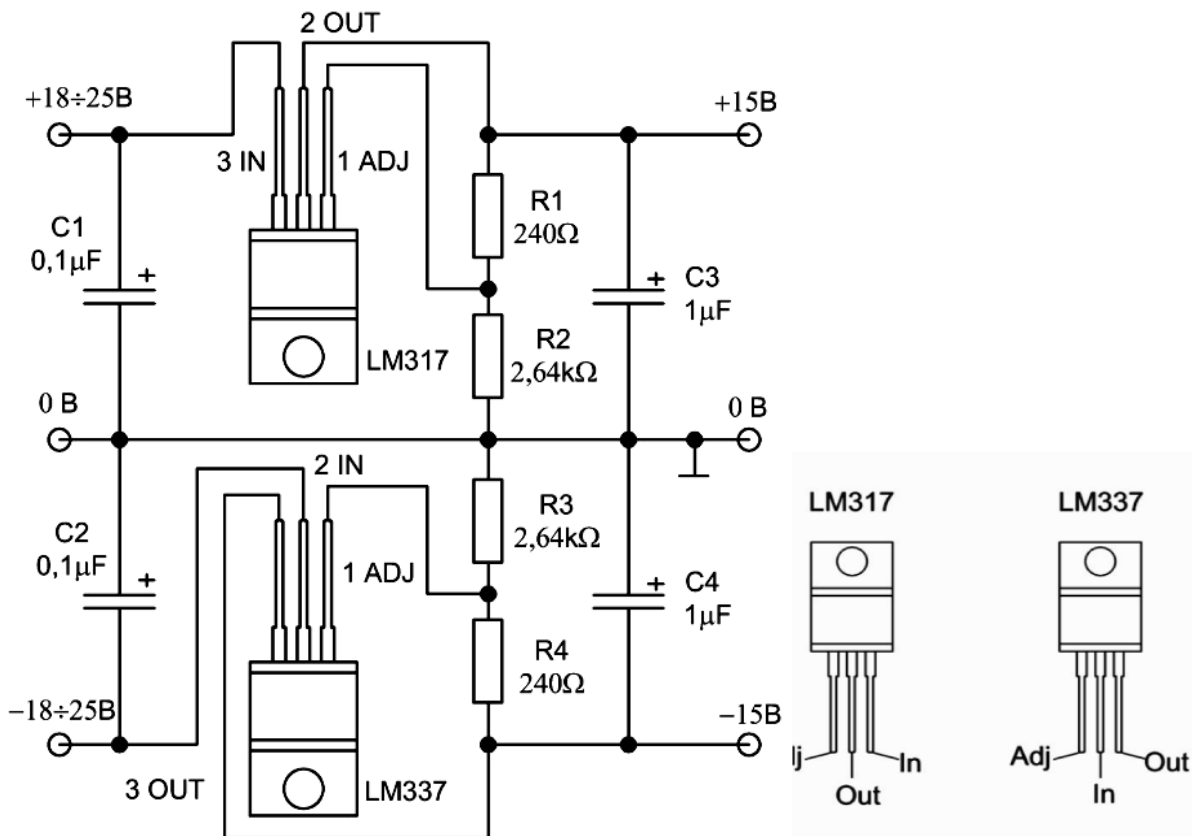


Рис. 1.10. Схема блока питания на стабилизаторах и назначение выводов микросхем в корпусе ТО-220

На схеме блока питания представлены конденсаторы C_1 и C_2 , образующие фильтр на входе.

Фильтр предназначен для сглаживания напряжения после выпрямителя. Обычно используется электролитический конденсатор достаточно большой емкости.

Выбор конденсаторов производится в соответствии с его рабочим напряжением. Необходимо выбирать конденсаторы с запасом по напряжению примерно 41%. Например, в блоке питания на 5 В вторичная обмотка трансформатора будет на 7-10 В. С учетом повышения напряжения на 41% необходимо выбрать конденсатор на напряжение не менее 14 В, для стандартного ряда – 25 В.

На выходе фильтра установлен стабилизатор напряжения (LM317, LM337). Данная микросхема служит для стабилизации диапазона напряжений.

Мощность, выделяемая на микросхеме (рассеиваемая микросхемой), определяется так:

$$P_{\text{макс}} = (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}) \cdot I_{\text{нагр}}.$$

Если мощность получается больше, чем 0,5-0,7 Вт, то нужно использовать теплоотводящий радиатор.

Выходное напряжение блока питания может быть выбрано в диапазоне от 1,25 до 30 вольт и зависит от соотношения сопротивлений R_1 и R_2 (R_3 и R_4), причем величина $R_1 = 240 \text{ Ом}$ рекомендуется производителем:

$$U_{\text{вых}} = 1,25 \cdot (1 + R_2 / R_1).$$

Отсюда можно найти значение сопротивления R_2 для получения требуемого напряжения на выходе:

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot U_{\text{вых}}}{1,25} - R_1$$

В нашем случае, для работы операционных усилителей требуется ± 15 вольт, значит величина R_2 должна быть равна:

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot U_{\text{вых}}}{1,25} - R_1 = \frac{240 \cdot 15}{1,25} - 240 = 2640 \text{ Ом} = 2,64 \text{ кОм}.$$

Выбираем сопротивление MPR2400 с номиналом соответствующим номинальному ряду E192, то есть 2,64 кОм по табл. П.5.

После стабилизаторов на выходе блока питания установлены конденсаторы C_3 и C_4 для предотвращения самовозбуждения микросхем стабилизаторов. Для каждой микросхемы используют два конденсатора: один на вход, другой на выход. Если проводник, соединяющий эти конденсаторы с микросхемой, имеет длину более 7 см, то необходимо дополнительно установить конденсаторы возле микросхемы стабилизатора. Емкости C_3 и C_4 должны выбираться в диапазоне от 0,1 мкФ до 4,7 мкФ.

Отчётные материалы

1. Выбор и расчет двигателя.
2. Расчет и выбор дросселей и тиристоров ТП.
3. Выбор и расчет датчика скорости.
4. Выбор и расчет вращающегося трансформатора.

Контрольные вопросы

1. Пояснить принцип действия и назначение элементов цифро-аналогового следящего привода (рис. 1.1).
2. Записать уравнения электрического и механического равновесия двигателя.
3. Пояснить выбор и расчет двигателей следящих электроприводов.
4. Привести основные формулы расчёта параметров ССДМ двигателя.
5. Описать схему силовой части ТП и пояснить принцип действия ТП на примере однофазного мостового выпрямителя.
7. Привести формулы расчета дросселей и тиристоров ТП.
8. Пояснить особенности расчета датчика скорости.
9. Пояснить принцип действия вращающегося трансформатора.
10. Пояснить принцип действия преобразователя «угол-фаза-код».
11. Пояснить схему и перечислить: а) основные параметры операционного усилителя; б) особенности работы блока питания операционного усилителя.

ЧАСТЬ 2. ИССЛЕДОВАНИЕ НЕСКОРРЕКТИРОВАННОГО КОНТУРА СКОРОСТИ

2.1. РАСЧЕТ УСТАНОВИВШИХСЯ ОШИБОК

На рис. 2.1 показана ССДМ нескорректированного контура скорости, содержащего: тиристорный преобразователь, двигатель, тахогенератор с фильтром нижних частот и редуктором q_2 , суммирующий усилитель.

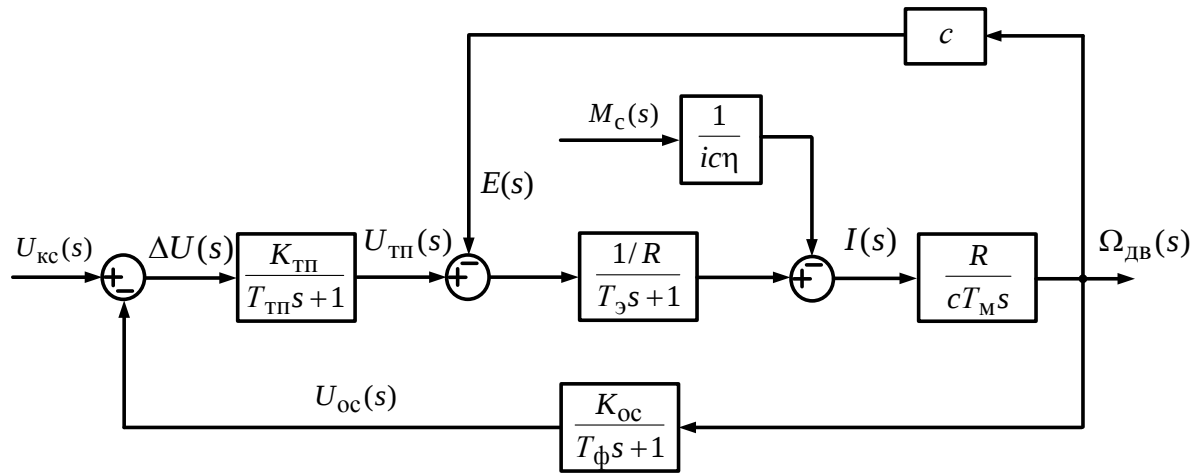


Рис. 2.1. Структурная схема динамической модели нескорректированного контура скорости

Из теории электропривода известно, что нескорректированный контур скорости обладает худшими качественными характеристиками в отличие от системы с регулятором.

Кроме показателей качества переходного процесса самым главным, в конечном итоге, является точность работы системы, которая оценивается на основании теоремы о конечном значении [7, 9].

Для рассматриваемого контура скорости (см. рис. 2.1) установившаяся ошибка определяется с помощью выражения:

$$\Delta u_{уст}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} \Delta u(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta U(s).$$

Для линейных систем применяется принцип суперпозиции, на основании которого суммируются составляющие изображений ошибок:

$$\Delta U(s) = \Delta U_u(s) + \Delta U_{M_c}(s),$$

где $\Delta U_u(s)$ – изображение ошибки относительно задающего воздействия; $\Delta U_{M_c}(s)$ – изображение ошибки относительно возмущающего воздействия (моментная составляющая ошибки).

Тогда на основании теоремы о конечном значении:

$$\Delta u_{уст} = \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta U_u(s) + \lim_{s \rightarrow 0} s \Delta U_{M_c}(s).$$

Так как

$$\Delta U_u(s) = \Phi_{\Delta}^u(s) U_3(s)$$

и

$$\Delta U_{M_c}(s) = \Phi_{\Delta}^{M_c}(s) M_c(s),$$

то

$$\Delta u_{уст} = \lim_{s \rightarrow 0} s \Phi_{\Delta}^u(s) U_3(s) + \lim_{s \rightarrow 0} s \Phi_{\Delta}^{M_c}(s) M_c(s),$$

где $\Phi_{\Delta}^u(s)$ – передаточная функция замкнутой системы относительно ошибки по задающему воздействию; $\Phi_{\Delta}^{M_c}(s)$ – передаточная функция замкнутой системы относительно ошибки по возмущающему воздействию.

Изображение по Лапласу для ступенчатых входных воздействий:

$$U_3(s) = \frac{U_3^0}{s} \text{ и } M_c(s) = \frac{M_c^0}{s},$$

где U_3^0 и M_c^0 – постоянные величины.

С учетом приведенных выражений получим расчетную формулу для установившейся ошибки:

$$\Delta u_{уст} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{1+W(s)} \frac{U_3^0}{s} + \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{W_{M_c}(s) W_{дв}(s) W_{ос}(s)}{1+W(s)} \frac{M_c^0}{s},$$

где

$$\Phi_{\Delta}^u(s) = \frac{1}{1+W(s)}; \quad \Phi_{\Delta}^{M_c}(s) = \frac{W_{M_c}(s) W_{дв}(s) W_{ос}(s)}{1+W(s)}.$$

Здесь $W(s) = W_{дв}(s) W_{тп}(s) W_{дс}(s)$ – передаточная функция разомкнутой системы; $W_{M_c}(s) = \frac{R(T_3 s + 1)}{i c \eta}$ – передаточная функция по цепи воздействия момента сопротивления; $W_{дв}(s)$ – передаточная функция двигателя.

Поскольку

$$W(s) = \frac{1/c}{T_3 T_M s^2 + T_M s + 1} \frac{K_{тп}}{T_{тп} s + 1} \frac{K_{ос}}{T_{ф} s + 1},$$

то

$$\begin{aligned}\Phi_{\Delta}^u(s) &= \frac{1}{1 + \frac{K_{\text{ТП}} K_{\text{ОС}} / c}{(T_{\text{Э}} T_{\text{М}} s^2 + T_{\text{М}} s + 1)(T_{\text{ТП}} s + 1)(T_{\text{ОС}} s + 1)}} = \\ &= \frac{(T_{\text{Э}} T_{\text{М}} s^2 + T_{\text{М}} s + 1)(T_{\text{ТП}} s + 1)(T_{\text{ОС}} s + 1)}{(T_{\text{Э}} T_{\text{М}} s^2 + T_{\text{М}} s + 1)(T_{\text{ТП}} s + 1)(T_{\text{ОС}} s + 1) + K_{\text{ТП}} K_{\text{ОС}} / c}.\end{aligned}$$

Установившаяся ошибка относительно задающего воздействия:

$$\Delta u_{\text{уст}}^u = \lim_{s \rightarrow 0} s \Phi_{\Delta}^u(s) \frac{U_3^0}{s} = \frac{U_3^0}{1 + \frac{K_{\text{ТП}} K_{\text{ОС}}}{c}}. \quad (2.1)$$

Передаточная функция:

$$\begin{aligned}\Phi_{\Delta}^{M_c}(s) &= \frac{W_{M_c}(s) W_{\text{ДВ}}(s) W_{\text{ОС}}(s)}{1 + W(s)} = \\ &= \frac{R(T_{\text{Э}} s + 1)}{i c \eta} \frac{K_{\text{ДВ}}}{T_{\text{Э}} T_{\text{М}} s^2 + T_{\text{М}} s + 1} \frac{K_{\text{ОС}}}{T_{\text{Ф}} s + 1} = \\ &= \frac{K_{\text{ДВ}} K_{\text{ТП}} K_{\text{ОС}}}{1 + \frac{(T_{\text{Э}} T_{\text{М}} s^2 + T_{\text{М}} s + 1)(T_{\text{ТП}} s + 1)(T_{\text{Ф}} s + 1)}{R(T_{\text{Э}} s + 1)(T_{\text{ТП}} s + 1) K_{\text{ДВ}} K_{\text{ОС}} / c i \eta}},\end{aligned}$$

где $K_{\text{ДВ}} = 1/c$ – коэффициент передачи двигателя.

Установившаяся ошибка относительно момента сопротивления:

$$\Delta u_{\text{уст}}^{M_c} = \lim_{s \rightarrow 0} s \Phi_{\Delta}^{M_c}(s) \frac{M_c^0}{s} = \frac{R K_{\text{ДВ}} K_{\text{ОС}} M_c^0}{c i \eta (K_{\text{ДВ}} K_{\text{ТП}} K_{\text{ОС}} + 1)}. \quad (2.2)$$

ПРИМЕР 2.1а ($T_{\text{М}} > 4T_{\text{Э}}$). Определить суммарную установившуюся ошибку электропривода с двигателем типа 2ПБ132МУХЛ4. Значения параметров принимаем по примерам 1.1а, 1.2а, 1.3а: $U_3^0 = 10$ В; $K_{\text{ТП}} = 11$; $K_{\text{ОС}} = 0,127$ В·с/рад; $c = 1,222$ В·с/рад; $R = 0,9$ Ом; $i = 69$; $\eta = 0,92$; $K_{\text{ДВ}} = 0,818$ рад/В·с; $M_c^0 = 195$ Н·м.

Решение. 1. Определяем установившуюся ошибку относительно задающего воздействия по формуле (2.1):

$$\Delta u_{уст}^u = \frac{U_3^0}{1 + \frac{K_{тп} K_{ос}}{c}} = \frac{10}{1 + \frac{11 \cdot 0,127}{1,222}} = 4,67 \text{ В.}$$

2. Определяем установившуюся ошибку относительно момента сопротивления по формуле (2.2):

$$\begin{aligned} \Delta u_{уст}^{M_c} &= \frac{RK_{дв} K_{ос} M_c^0}{c i \eta (K_{дв} K_{тп} K_{ос} + 1)} = \\ &= \frac{0,9 \cdot 0,818 \cdot 0,127 \cdot 195}{1,222 \cdot 69 \cdot 0,92 (0,818 \cdot 11 \cdot 0,127 + 1)} = 0,11 \text{ В.} \end{aligned}$$

3. Определяем суммарную установившуюся ошибку электропривода с двигателем типа 2ПБ132МУХЛ4:

$$\Delta u_{уст} = \Delta u_{уст}^u + \Delta u_{уст}^{M_c} = 4,67 + 0,11 = 4,78 \text{ В.}$$

ПРИМЕР 2.16 ($T_M < 4T_3$). Определить суммарную установившуюся ошибку электропривода с двигателем типа 2ПБ90МУХЛ4. Значения параметров принимаем по примерам 1.16, 1.26, 1.36: $U_3^0 = 10 \text{ В}$; $K_{тп} = 22$; $K_{ос} = 0,064 \text{ В} \cdot \text{с/рад}$; $c = 1,158 \text{ В} \cdot \text{с/рад}$; $R = 19 \text{ Ом}$; $i = 882$; $\eta = 0,8$; $K_{дв} = 0,863 \text{ рад/В} \cdot \text{с}$; $M_c^0 = 250 \text{ Н} \cdot \text{м}$.

Решение.

1. Определяем установившуюся ошибку относительно задающего воздействия по формуле (2.1):

$$\Delta u_{уст}^u = \frac{U_3^0}{1 + \frac{K_{тп} K_{ос}}{c}} = \frac{10}{1 + \frac{22 \cdot 0,064}{1,158}} = 4,513 \text{ В.}$$

2. Определяем установившуюся ошибку относительно момента сопротивления по формуле (2.2):

$$\Delta u_{уст}^{M_c} = \frac{RK_{дв}K_{ос}M_c^0}{c\eta(K_{дв}K_{тп}K_{ос} + 1)} =$$

$$= \frac{19 \cdot 0,863 \cdot 0,064 \cdot 250}{1,158 \cdot 882 \cdot 0,8(0,863 \cdot 22 \cdot 0,064 + 1)} = 0,144 \text{ В.}$$

3. Определяем суммарную установившуюся ошибку электропривода с двигателем типа 2ПБ90МУХЛ4:

$$\Delta u_{уст} = \Delta u_{уст}^u + \Delta u_{уст}^{M_c} = 4,513 + 0,144 = 4,657 \text{ В.}$$

2.2. МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕСКОРРЕКТИРОВАННОГО КОНТУРА СКОРОСТИ

2.2.1. Применение программы MatLab для моделирования

Система Simulink запускается из системы Matlab путем выбора указателем мыши пиктограммы Simulink (8-я слева) на панели инструментов системы Matlab (рис. 2.2).

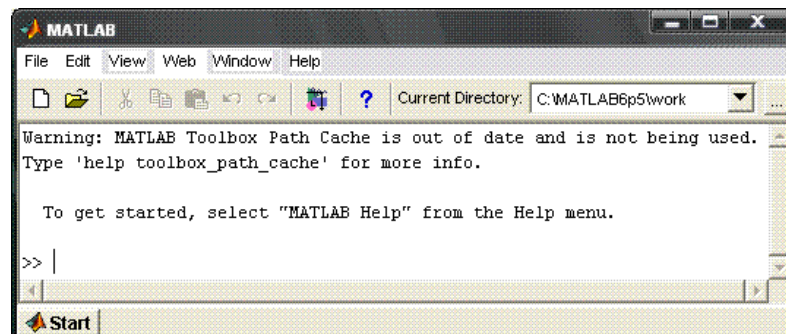


Рис. 2.2. Панель инструментов системы Matlab

В результате открывается окно Simulink Library Browser (рис. 2.3). Открытие нового окна для построения ССДМ (рис. 2.1) осуществляется нажатием левой кнопки мыши на пиктограмме Create a new model (1-я слева) панели инструментов данного окна.

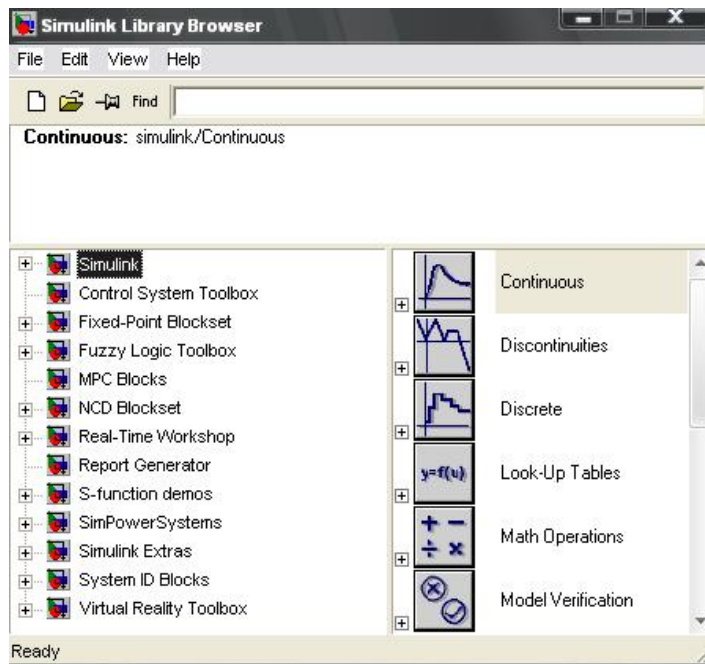


Рис. 2.3. Окно Simulink Library Browser

Имя окна для построения ССДМ задается по умолчанию – untitled (рис. 2.4).

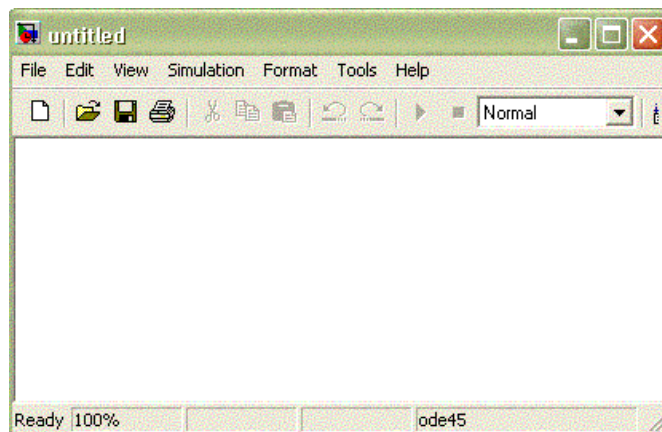


Рис. 2.4. Окно для построения ССДМ

Соответствующие блоки перемещаются в окно untitled из библиотек блоков. Затем блоки соединяются линиями связи. Для этого указатель мыши помещается на выходной порт блока. Далее, при нажатой левой кнопке мыши, указатель перемещается к входному порту следующего блока, линии связи заканчиваются стрелкой.

Построение ССДМ ЭП в системе Simulink осуществляется следующим образом. Звено с передаточной функцией $\frac{1/R}{T_s s + 1}$ находится в библиотеке блоков Continuous (элементы непрерывных систем) (рис. 2.3)

и обозначается Transfer Fcn (рис. 2.5). В поле диалогового окна блока вводятся данные числителя Numerator: $[1/R]$ и знаменателя Denominator: $[T_3 \ 1]$ (рис. 2.6). Аналогично формируется звено $\frac{1/R}{T_3 s + 1}$ Numerator: $[R/cT_M]$, Denominator: $[1 \ 0]$.

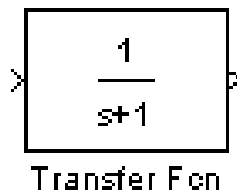


Рис. 2.5. Блок Transfer Fcn

Звенья $1/s$ и s находятся в библиотеке блоков Math Operations и обозначаются Gain (рис. 2.7). В поле диалогового окна блока вводятся соответствующие значения коэффициентов (рис. 2.8) для s .

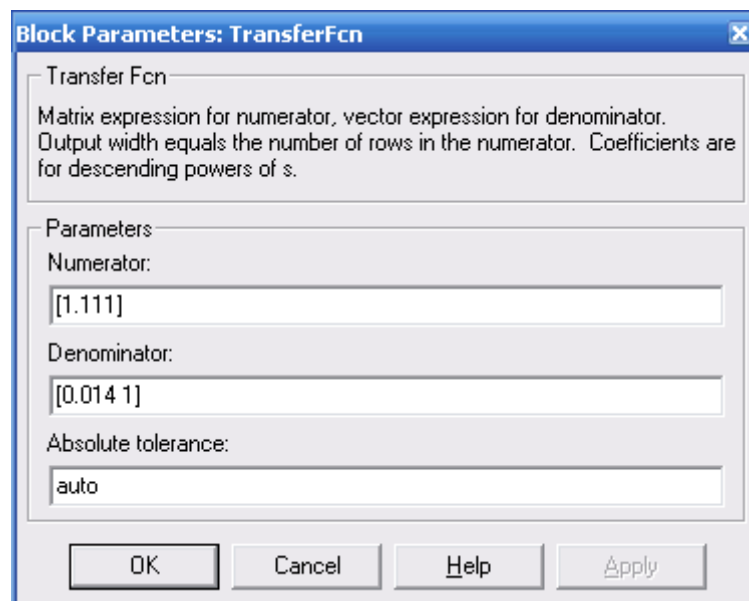


Рис. 2.6. Диалоговое окно блока Transfer Fcn

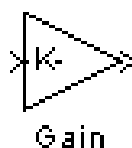


Рис. 2.7. Блок Gain

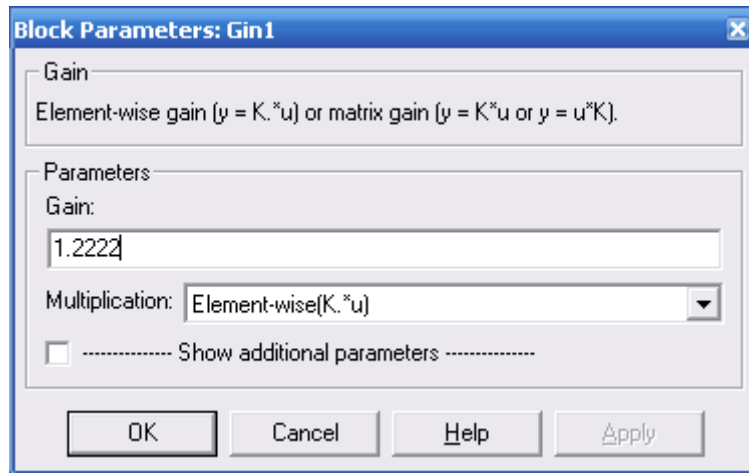


Рис. 2.8. Диалоговое окно блока Gain

Сумматоры также находятся в библиотеке блоков Math Operations и обозначаются Sum (рис. 2.9). Для реализации отрицательной связи необходимо в диалоговом окне блока записать «+ -» (рис. 2.10).



Рис. 2.9. Блок Sum

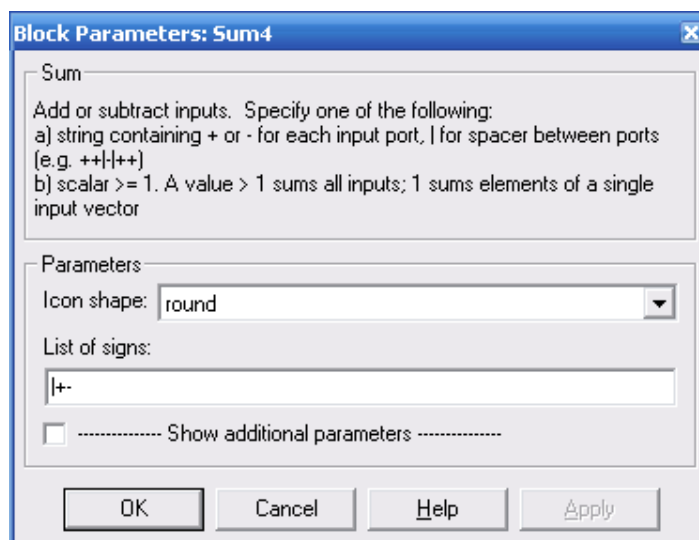


Рис. 2.10. Диалоговое окно блока Sum

Сигнал $U_{\text{ТП}} = U_{\text{НОМ}}$ формируется с помощью блока Step (рис. 2.11), находящегося в библиотеке блоков Sources. В диалоговом окне блоков

вводится соответствующее значение $U_{\text{ном}}$ (рис. 2.12). Аналогично формируется сигнал M_c .

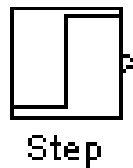


Рис. 2.11. Блок Step

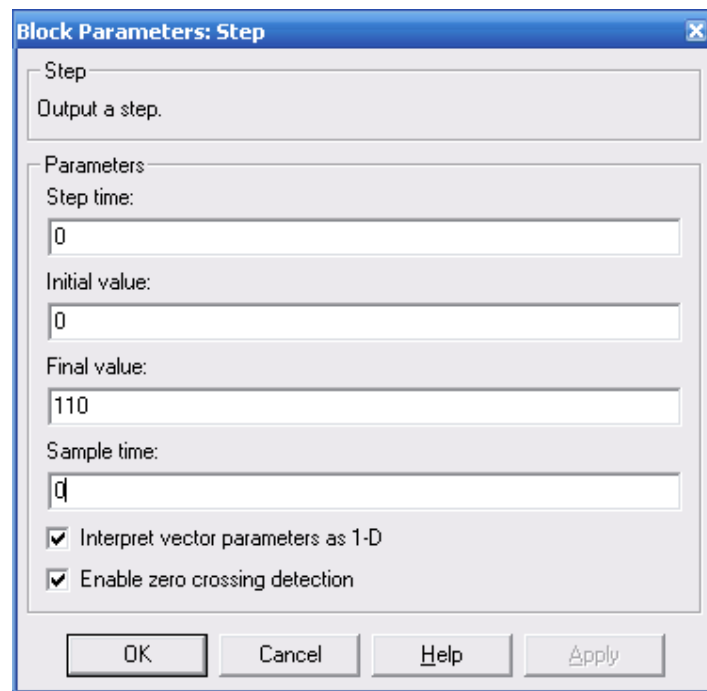


Рис. 2.12. Диалоговое окно блока Step

Установившееся значение выходной координаты отображается с помощью блока Display, рисунок 2.13. расположенной в библиотеке блоков Sinks.

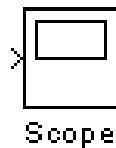


Рис. 2.13. Блок Display

По умолчанию в системе Simulink конечное время моделирования устанавливается равным 10,0. После выбора команды Simulation Parameters меню Simulation окна модели выводится диалоговое окно Simulation Parameters, где во вкладке Solver в текстовом поле Stop time вводится

установленное для задачи значение (рис. 2.14). Затем нажимается кнопка ОК.

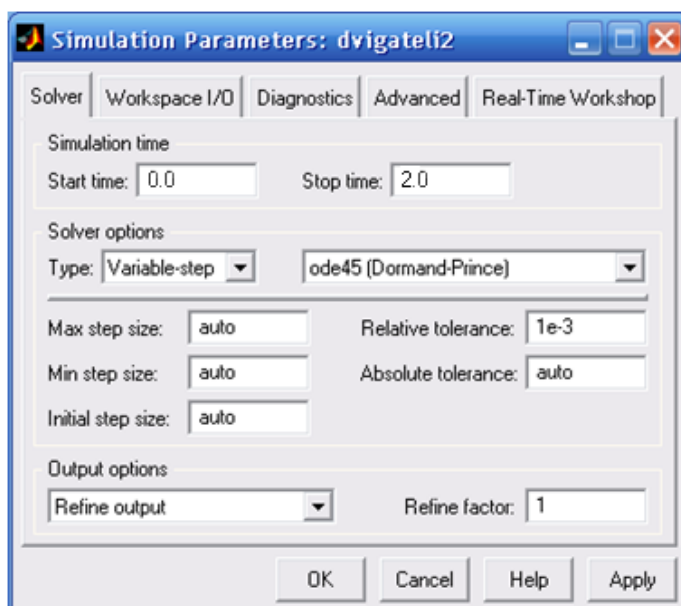


Рис. 2.14. Диалоговое окно Simulation Parameters

Окно блока Score выводится при двойном нажатии кнопки мыши на изображении блока. Выбор команды Start меню Simulation производит запуск процесса моделирования, при этом в окне блока Score строится график, отображающий значения выходной координаты в функции времени моделирования. Для автоматической установки границ на осях выбирается пиктограмма Autoscale (в виде бинокля) на панели инструментов данного окна.

Для сохранения созданной модели выбирается команда Save меню File или пиктограмма Save (в виде дискеты) на панели инструментов и в диалоговом окне Save As вводится имя файла.

2.2.2. Моделирование системы и анализ полученных результатов

ПРИМЕР 2.2а ($T_M > 4T_\gamma$). Провести моделирование нескорректированного замкнутого контура скорости с двигателем типа 2ПБ132МУХЛ4. Оценить качество переходных процессов. Определить установившиеся ошибки относительно задающего воздействия и момента сопротивления. Значения параметров принимаем по примерам 1.1а, 1.2а, 1.3а: $U_3^0 = 10$ В; $K_{\text{ТП}} = 11$; $K_{\text{ОС}} = 0,127 \text{ В} \cdot \text{с/рад}$; $R = 0,9$ Ом; $i = 69$; $c = 1,222 \text{ В} \cdot \text{с/рад}$ $\eta = 0,92$; $T_\gamma = 0,014$ с; $T_M = 0,081$ с; $T_{\text{ТП}} = 0,004$ с; $T_\phi = 0,012$ с; $M_c^0 = 195$ Н·м.

Решение. Проведем моделирование замкнутого по скорости электропривода в соответствии со схемой, показанной на рисунке 2.1. ССДМ ЭП в среде MatLab представлена на рис. 2.15. В блоке Step вводится значение $U_3 = 10$ В.

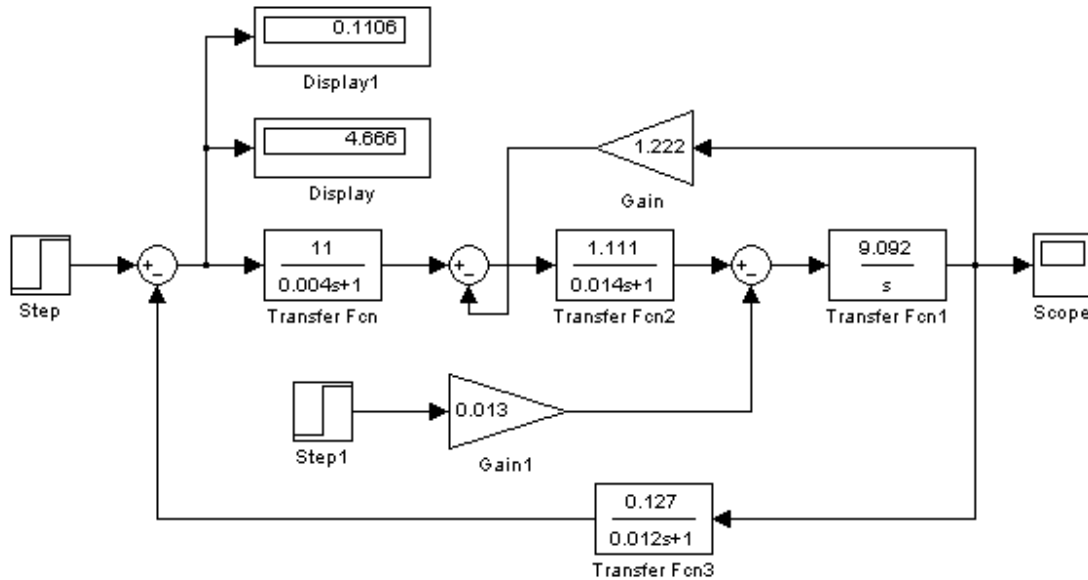


Рис. 2.15. ССДМ нескорректированного контура скорости

На рис. 2.16 представлена зависимость угловой скорости от времени нескорректированного контура скорости. наброс момента M_c производился через 1 с после пуска системы «преобразователь – двигатель».

Из графика видно, что установившееся значение скорости двигателя без нагрузки составляет $\Omega_{уст} = 42$ рад/с. За счет влияния M_c угловая скорость уменьшилась примерно на 1 рад/с.

$\Omega_{дв}$, рад/с

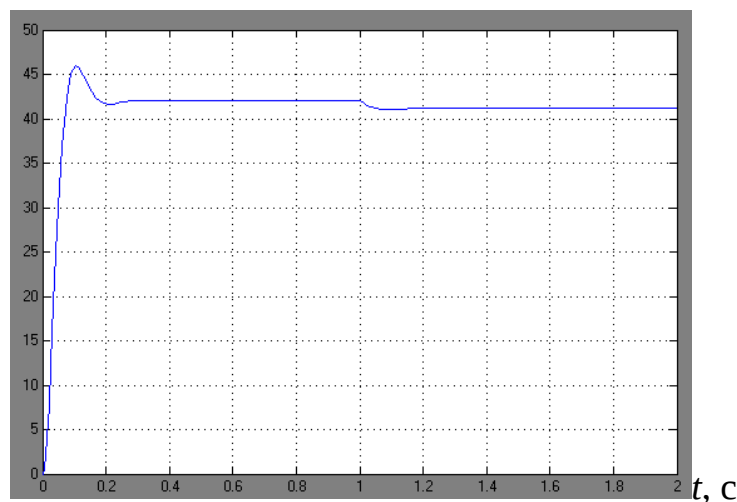


Рис. 2.16. Зависимость угловой скорости от времени нескорректированного контура скорости

График характеризует колебательную систему с перерегулированием около 9 % и числом колебаний $N = 1$ и. Время протекания переходного процесса составляет 0,3 с. Наличие колебаний обусловлено комплексно-сопряженными корнями характеристического уравнения замкнутой системы.

На рисунке 2.15 в блоках Display показаны установившиеся ошибки по задающему воздействию (Display) и по моменту сопротивления (Display 1), которые составили соответственно:

$$\Delta u_{уст}^u \approx 4,67 \text{ В}; \quad \Delta u_{уст}^{M_c} \approx 0,11 \text{ В}.$$

Таким образом, суммарная установившаяся ошибка электропривода с двигателем типа 2ПБ132МУХЛ4:

$$\Delta u_{уст} = \Delta u_{уст}^u + \Delta u_{уст}^{M_c} = 4,67 + 0,11 = 4,78 \text{ В}.$$

Результаты моделирования подтверждают правильность расчетов, проведенных в примере 2.1а.

ПРИМЕР 2.26 ($T_M < 4T_\vartheta$). Провести моделирование нескорректированного контура скорости с двигателем типа 2ПБ90МУХЛ4. Оценить качество переходных процессов. Определить установившиеся ошибки относительно задающего воздействия и момента сопротивления. Значения параметров принимаем по примерам 1.1а, 1.2а, 1.3а: $U_3^0 = 10 \text{ В}$; $K_{тп} = 22$; $K_{ос} = 0,064 \text{ В} \cdot \text{с/рад}$; $c = 1,158 \text{ В} \cdot \text{с/рад}$; $R = 19 \text{ Ом}$; $i = 882$; $\eta = 0,8$; $K_{дв} = 0,863 \text{ рад/В} \cdot \text{с}$; $T_\vartheta = 0,04 \text{ с}$; $T_M = 0,059 \text{ с}$; $T_{тп} = 0,004 \text{ с}$; $T_\phi = 0,008 \text{ с}$; $M_c^0 = 250 \text{ Н} \cdot \text{м}$.

Решение. Суммарная индуктивность якорной цепи L с учетом индуктивности сглаживающего дросселя L_{d1} :

$$L = L_{я} + L_{d1} = 0,267 + 0,68 = 0,947 \text{ Гн}.$$

Тогда электромагнитная постоянная времени:

$$T_\vartheta = \frac{L}{R} = \frac{0,947}{19} = 0,049 \text{ с}.$$

ССДМ ЭП в среде MatLab представлена на рис. 2.17. В блоке Step вводится значение $U_3 = 10$ В.

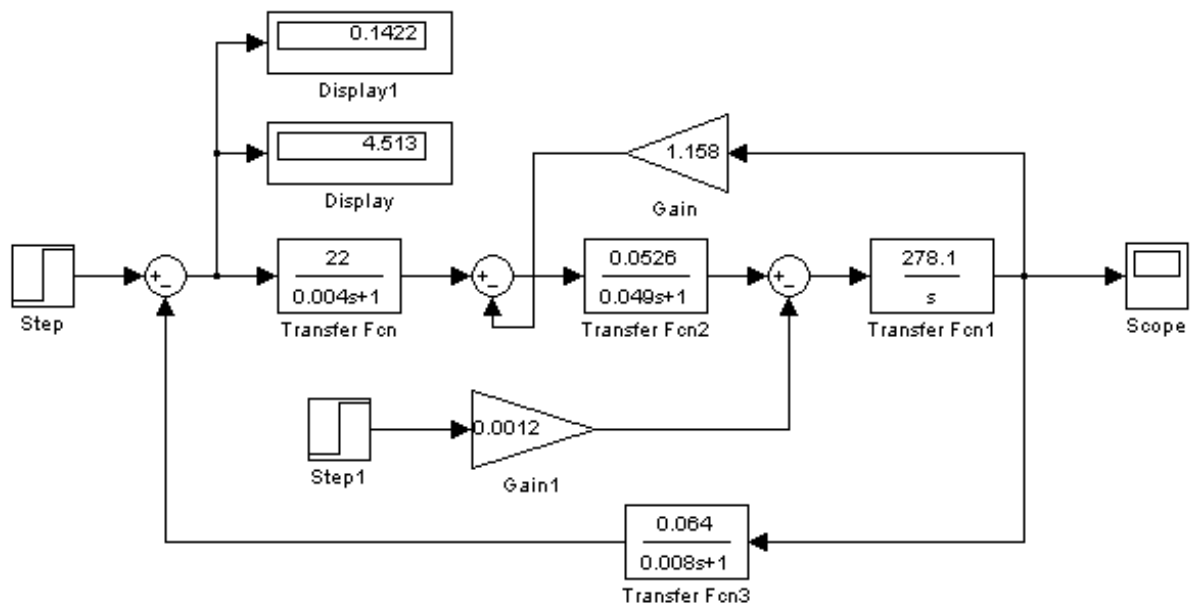


Рис. 2.17. ССДМ нескорректированного контура скорости

На рис. 2.18 показана зависимость угловой скорости вращения от времени нескорректированного контура скорости. Наброс момента M_c статической нагрузки производился также через 1 с после пуска системы «преобразователь – двигатель».

$\Omega_{\text{дв}}$, рад/с

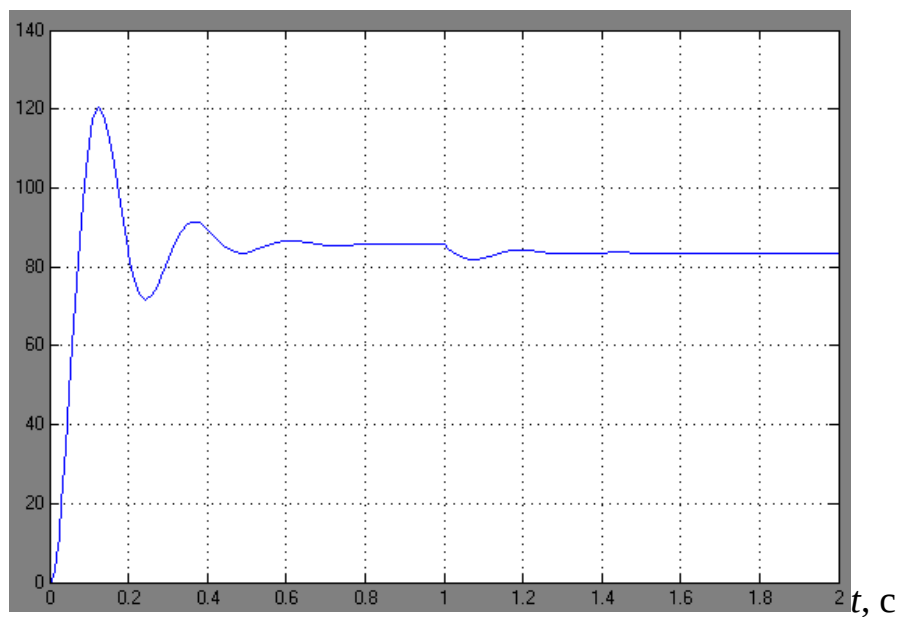


Рис. 2.18. Зависимость угловой скорости от времени нескорректированного контура скорости

Как видно из графика, переходный процесс является колебательным с числом колебаний $N = 2$ и перерегулированием около 40 %. Время протекания переходного процесса составляет 0,7 с.

Установившееся значение скорости двигателя без нагрузки составляет $\Omega_{уст} = 85,76$ рад/с. Наброс нагрузки обуславливает некоторое уменьшение установившегося значения скорости вращения.

Установившиеся ошибки относительно задающего воздействия и момента сопротивления при моделировании нескорректированного контура скорости составили соответственно:

$$\Delta u_{уст}^u = 4,513 \text{ В}, \quad \Delta u_{уст}^{M_c} \approx 0,144 \text{ В}.$$

Таким образом, суммарная установившаяся ошибка электропривода с двигателем типа 2ПБ90МУХЛ4:

$$\Delta u_{уст} = \Delta u_{уст}^u + \Delta u_{уст}^{M_c} = 4,657 \text{ В}.$$

Результаты моделирования подтверждают правильность расчетов, проведенных в примере 2.1б.

Очевидно, что процессы в замкнутом контуре скорости необходимо оптимизировать за счет применения ПИД-регулятора, обеспечивающего увеличение точности благодаря интегральной составляющей и уменьшение колебаний благодаря дифференциальной составляющей.

Отчётные материалы

1. Расчет установившихся ошибок.
2. ССДМ нескорректированного контура скорости, характеристика $\Omega_{дв}(t)$, определение установившихся ошибок.

Контрольные вопросы

1. Сформулировать теорему о конечном значении.
2. Записать передаточную функцию замкнутой системы непосредственно и относительно ошибки по задающему воздействию.
4. Записать передаточную функцию замкнутой системы относительно ошибки по возмущающему воздействию.
5. Начертить структурную схему динамической модели контура скорости.
6. Вывести формулу для расчета установившейся ошибки относительно задающего воздействия.

7. Вывести формулу для расчета установившейся ошибки относительно возмущающего воздействия.

8. Пояснить порядок моделирования ССДМ нескорректированного контура скорости в MatLab Simulink.

ЧАСТЬ 3. ОПТИМИЗАЦИЯ КОНТУРА СКОРОСТИ

3.1. СТАНДАРТНЫЕ НАСТРОЙКИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

В теории проектирования ЭП широкое применение получили методы последовательной коррекции под названием «стандартные настройки» (СН) [1, 10, 14]. Различают два вида СН: *настройка на оптимум по модулю* (ОМ) и *настройка на симметричный оптимум* (СО). При такой коррекции решается задача оптимального выбора параметров регулятора с целью получения заранее известного стандартного набора показателей качества процесса управления: времени нарастания t_n (первого времени достижения установившегося значения), перерегулирования σ , запаса устойчивости по фазе θ_3 и амплитуде L_3 , числа колебаний N .

3.1.1. Настройка на оптимум по модулю

Настройкой контура на ОМ называется синтез регулятора с целью получения динамических характеристик замкнутого контура, близких к характеристикам колебательного звена с относительным коэффициентом затухания $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0,707$, перерегулированием $\sigma = 4,3\%$, запасом устойчивости по фазе $\theta_3 = 63^\circ$, временем нарастания $t_n = 4,7T_\Sigma$.

При настройке контура на ОМ осуществляется компенсация больших постоянных времени силового канала ЭП и динамические процессы будут определяться суммарными малыми постоянными времени $\sum_{j=1}^m \tau_j$ контура.

Любой контур считается настроенным на ОМ, если его передаточная функция в разомкнутом состоянии имеет вид:

$$W(s) = \frac{1}{2T_\Sigma s(T_\Sigma s + 1)}, \quad (3.1)$$

где $T_{\Sigma} = \sum_{j=1}^m \tau_j$.

Рассмотрим синтез регулятора применительно к неизменяемой части ЭП, которая описывается передаточной функцией:

$$W_H(s) = \frac{K}{\prod_{i=1}^n (T_i s + 1) \prod_{j=1}^m (\tau_j s + 1)}, \quad (3.2)$$

где T_i – компенсируемые большие постоянные времени контура.

При выполнении условия:

$$T_i \gg \sum_{j=1}^m \tau_j, \quad (3.3)$$

второй сомножитель (3.2) можно записать как:

$$\prod_{j=1}^m (\tau_j s + 1) \cong T_{\Sigma} s + 1, \quad (3.4)$$

тогда передаточная функция неизменяемой части ЭП:

$$W_H(s) = \frac{K}{(T_{\Sigma} s + 1) \prod_{i=1}^n (T_i s + 1)}. \quad (3.5)$$

При последовательной коррекции передаточная функция регулятора:

$$W_P(s) = \frac{W(s)}{W_H(s)}. \quad (3.6)$$

После подстановки в (3.6) выражений (3.1) и (3.5) получим:

$$W_P(s) = \frac{(T_{\Sigma} s + 1) \prod_{i=1}^n (T_i s + 1)}{K 2 T_{\Sigma} s (T_{\Sigma} s + 1)},$$

или

$$W_p(s) = \frac{K_p \prod_{i=1}^n (\tau_{pi}s + 1)}{T_p s}, \quad (3.7)$$

где $K_p = \frac{T_p}{K 2 T_\Sigma}$; $\tau_{pi} = T_i$; T_p – параметры регулятора.

В качестве примера настройки на ОМ рассмотрим настройку контура скорости (КС). ССДМ КС изображена на рис. 3.1.

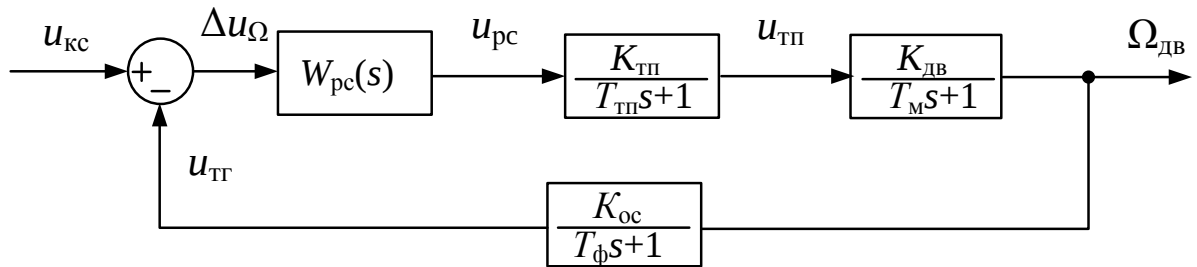


Рис. 3.1. Структурная схема динамической модели контура скорости

Передаточная функция неизменяемой части КС запишется в виде произведения передаточных функций блока питания, двигателя и тахогенератора:

$$W_H(s) = \frac{K_{\Pi} K_{\text{дв}} K_{\text{ос}}}{(T_{\text{тп}} s + 1)(T_{\text{м}} s + 1)(T_{\text{ф}} s + 1)}.$$

Электромеханическая постоянная времени двигателя $T_{\text{м}}$ является постоянной времени, подлежащей компенсации.

Постоянные времени ТП и ТГ являются малыми постоянными времени, и их влияние сказывается на высоких частотах. Поэтому произведение инерционных звеньев с малыми постоянными времени можно заменить одним инерционным звеном

$$\frac{1}{(T_{\text{тп}} s + 1)} \frac{1}{(T_{\text{ф}} s + 1)} \cong \frac{1}{(T_{\Sigma} s + 1)}, \quad (3.8)$$

где $T_{\Sigma} = T_{\text{тп}} + T_{\text{ф}}$ – суммарная малая постоянная времени КС.

С учетом приближения выражение (3.8) примет вид:

$$W_H(s) = \frac{K_{\text{ТП}} K_{\text{ДВ}} K_{\text{ОС}}}{(T_M s + 1)(T_{\Sigma} s + 1)}. \quad (3.9)$$

С применением формулы (3.6) определяем передаточную функцию регулятора скорости (РС):

$$W_{\text{РС}}(s) = \frac{W(s)}{W_H(s)},$$

где передаточная функция настроенного на ОМ разомкнутого КС

$$W(s) = W_{\text{КС}}^{\text{ОМ}}(s) = \frac{\Omega_{\text{ДВ}}(s)}{\Delta U_{\text{КС}}(s)} = \frac{1}{2T_{\Sigma} s(T_{\Sigma} s + 1)}. \quad (3.10)$$

Тогда

$$W_{\text{РС}}(s) = \frac{(T_M s + 1)(T_{\Sigma} s + 1)}{K_{\text{ТП}} K_{\text{ДВ}} K_{\text{ОС}} 2T_{\Sigma} s(T_{\Sigma} s + 1)}.$$

Переписывая передаточную функцию РС в стандартном виде, получим:

$$W_{\text{РС}}(s) = \frac{K_{\text{РС}}(T_{\text{РС}} s + 1)}{T_{\text{РС}} s}, \quad (3.11)$$

где $T_{\text{РС}} = T_M$, $K_{\text{РС}} = \frac{T_{\text{РС}}}{K_{\text{ТП}} K_{\text{ДВ}} K_{\text{ОС}} 2T_{\Sigma}}.$

Полученная передаточная функция РС описывает динамические свойства ПИ-регулятора.

Согласно (3.10), передаточная функция замкнутого КС:

$$\Phi_{\text{КС}}^{\text{ОМ}}(s) = \frac{\Omega_{\text{ДВ}}(s)}{U_3(s)} = \frac{1/K_{\text{ОС}}}{2T_{\Sigma} s(T_{\Sigma} s + 1) + 1}. \quad (3.12)$$

Перепишем (3.12) как:

$$\Phi_{\text{КС}}^{\text{ОМ}}(s) = \frac{1/K_{\text{ОС}}}{T_{\text{КС}}^2 s^2 + 2\xi T_{\text{КС}} s + 1},$$

где $T_{\text{КС}} = \sqrt{2}T_{\Sigma}$ – постоянная времени КС; $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0,707.$

На рис. 3.2, 3.3 показаны стандартные графики ЛЧХ и переходной характеристики при настройке на ОМ, полученные по выражениям (3.10) и (3.12).

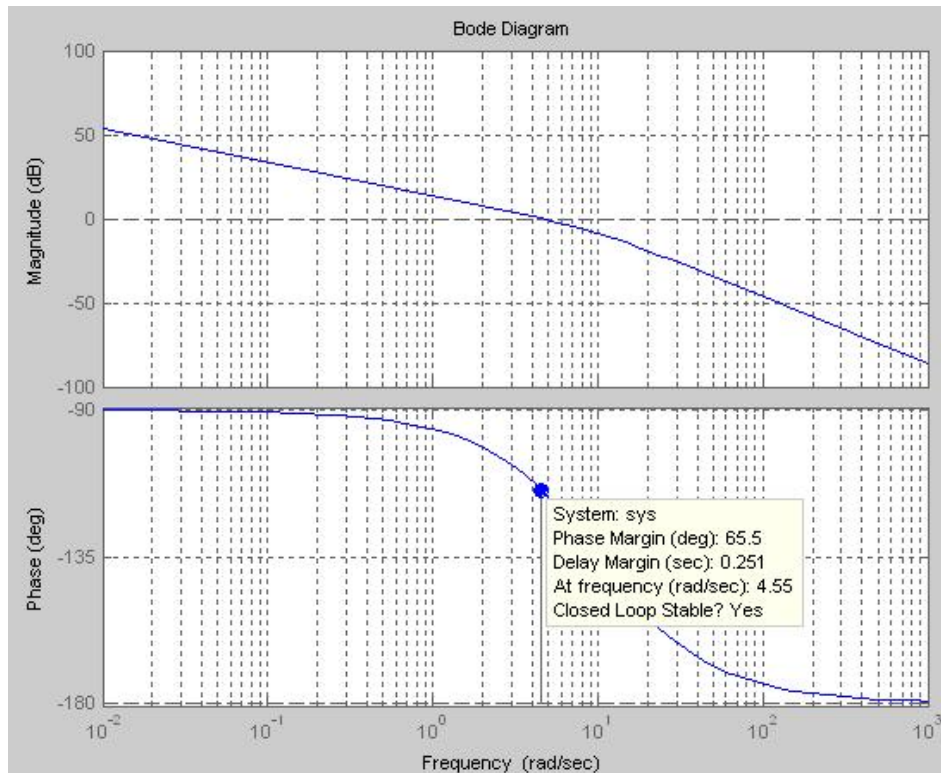


Рис. 3.2. Стандартный график ЛЧХ при настройке на оптимум по модулю

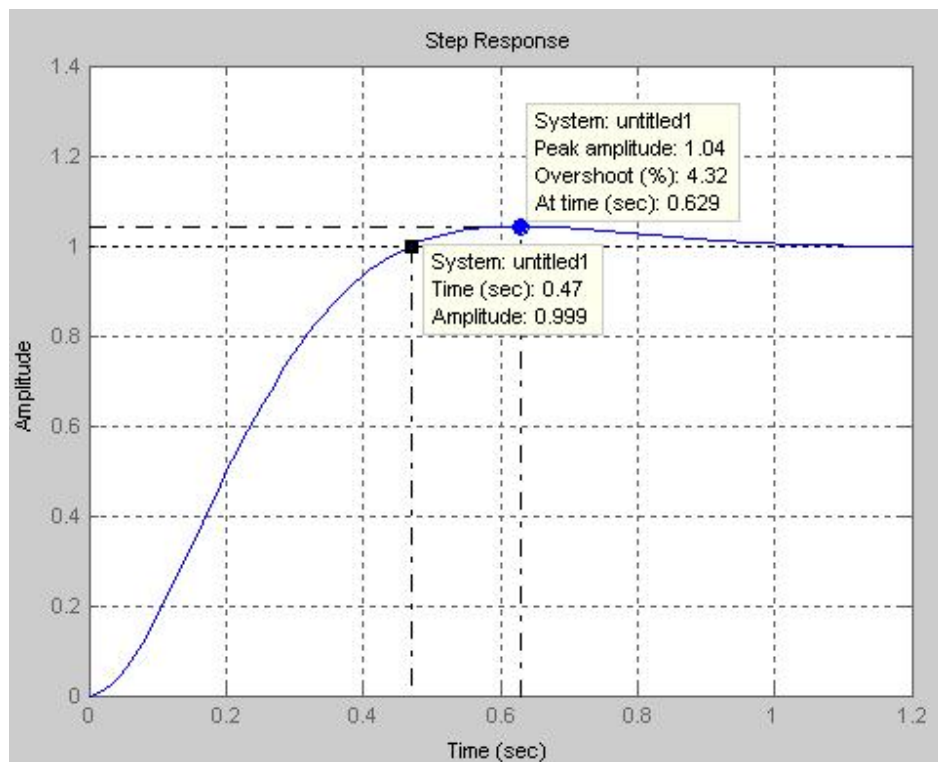


Рис. 3.3. Переходная характеристика $\Omega(t)$ при настройке на оптимум по модулю

По графикам определяем показатели качества КС, настроенного на ОМ: запас устойчивости по фазе $\theta_3 = 65,5^\circ$, перерегулирование $\sigma = 4,32\%$ и время нарастания переходного процесса $t_n \cong 4,7T_\Sigma = 0,47$ с.

Настройка на ОМ позволяет получить достаточное быстродействие при небольшом перерегулировании. В ряде случаев, когда требуется получить повышенное быстродействие и точность системы, применяют настройку на СО.

3.1.2. Настройка на симметричный оптимум

Настройкой контура на СО называется синтез регулятора с целью получения динамических характеристик контура, близких к типовым характеристикам контура с астатизмом второго порядка ($\nu = 2$), перерегулированием 43 %, запасом устойчивости по фазе $\theta_3 = 37^\circ$ и временем нарастания переходного процесса $t_n \cong 3,1T_\Sigma$.

В основе процедуры настройки на СО лежит допущение о том, что в рабочем диапазоне частот выражение (3.5), с учетом

$$\frac{T_i}{T_\Sigma} \gg 1, \quad (3.13)$$

можно представить в виде:

$$W_H(s) = \frac{K}{(T_\Sigma s + 1) \prod_{i=1}^n T_i s}. \quad (3.14)$$

Применительно к ССДМ КС (рис. 3.1) передаточная функция неизменяемой части:

$$W_H(s) = \frac{K_{\text{ТП}} K_{\text{ДВ}} K_{\text{ОС}}}{T_M s (T_\Sigma s + 1)}. \quad (3.15)$$

Для получения желаемых результатов нужно выбрать ПИ-регулятор (3.10) с параметрами:

$$K_{\text{РС}} = \frac{T_M}{K_{\text{ТП}} K_{\text{ДВ}} K_{\text{ОС}} 2T_\Sigma} \text{ и } T_{\text{РС}} = 4T_\Sigma.$$

Тогда передаточная функция КС, настроенного на СО:

$$W_{\text{КС}}^{\text{CO}}(s) = \frac{(4T_{\Sigma}s + 1)}{8T_{\Sigma}^2 s^2 (T_{\Sigma}s + 1)}. \quad (3.16)$$

Из выражения (3.16) видно, что свойства КС соответствуют свойствам контура с астатизмом 2-го порядка. Динамические свойства КС иллюстрируются графиками (рис. 3.4, 3.5). Показатели качества КС, настроенного на СО, имеют следующие значения: $\theta_3 \approx 37^\circ$, перерегулирование $\sigma = 43\%$ и время нарастания переходного процесса $t_H = 3,1T_{\Sigma} = 0,31$ с.

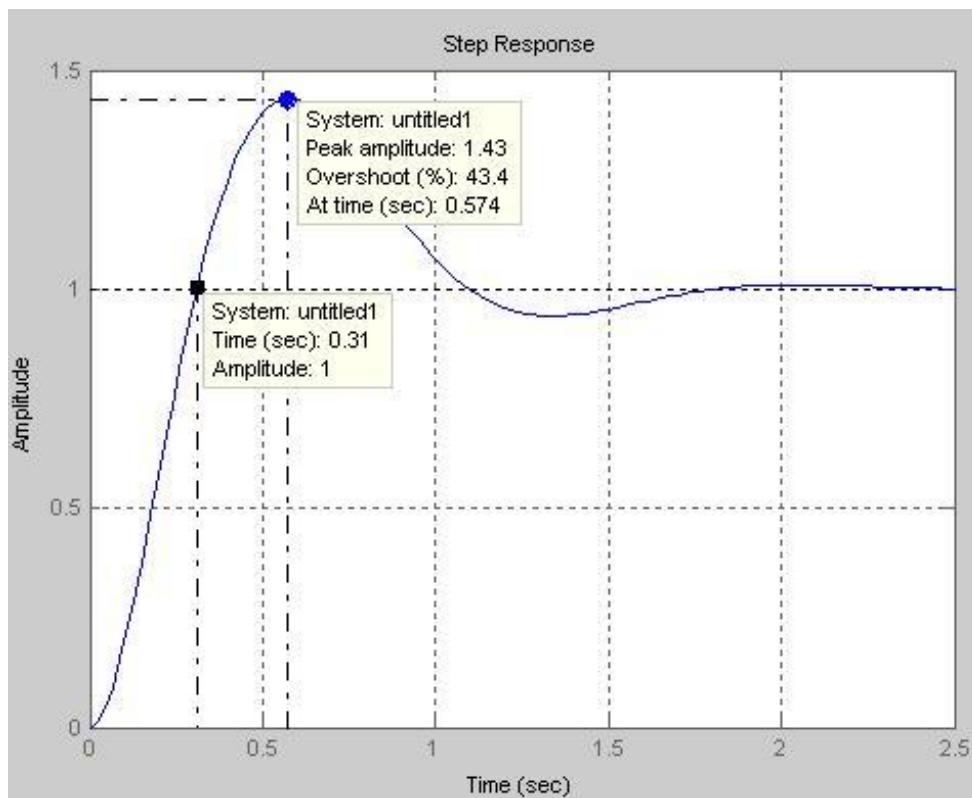


Рис. 3.4. Переходная характеристика $\Omega(t)$ при настройке на симметричный оптимум

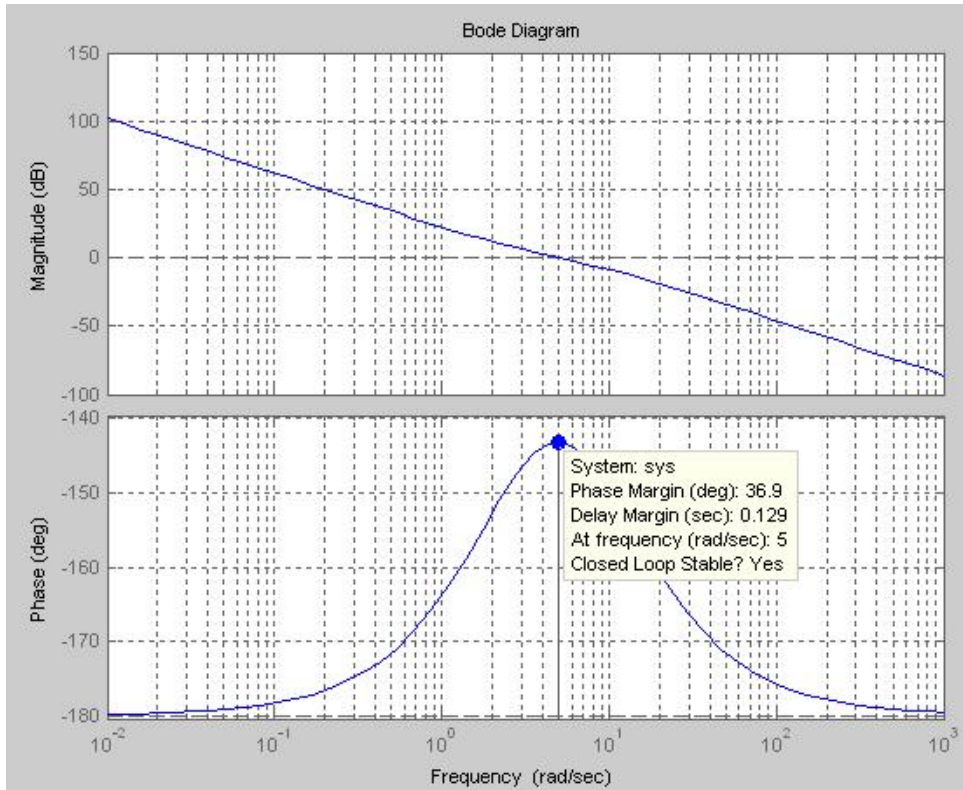


Рис. 3.5. Стандартный график ЛЧХ при настройке на симметричный оптимум

Если условие (3.13) трудновыполнимо, то производят настройку КС с передаточной функцией (3.9). Параметры ПИ-регулятора при этом рассчитываются по выражениям:

$$K_{pc} = \frac{T_M}{K_{тп} K_{дв} K_{ос} 2T_{\Sigma}} \text{ и } T_{pc} = 4T_{\Sigma}.$$

Тогда передаточная функция скорректированного КС:

$$W_{kc}(s) = \frac{T_M(4T_{\Sigma}s + 1)}{8T_{\Sigma}^2 s(T_{\Sigma}s + 1)(T_M s + 1)}. \quad (3.17)$$

Следует отметить, что в полученном выражении необходимым является выполнение условия $T_M > 4T_{\Sigma}$, в противном случае настройка на СО невозможна.

Выбирая для примера КС, структурная схема которого представлена на рис. 3.1, $T_M = 0,1$ с, получаем ЛЧХ и переходную характеристику КС (рис. 3.6, 3.7), с астатизмом первого порядка ($\nu=1$).

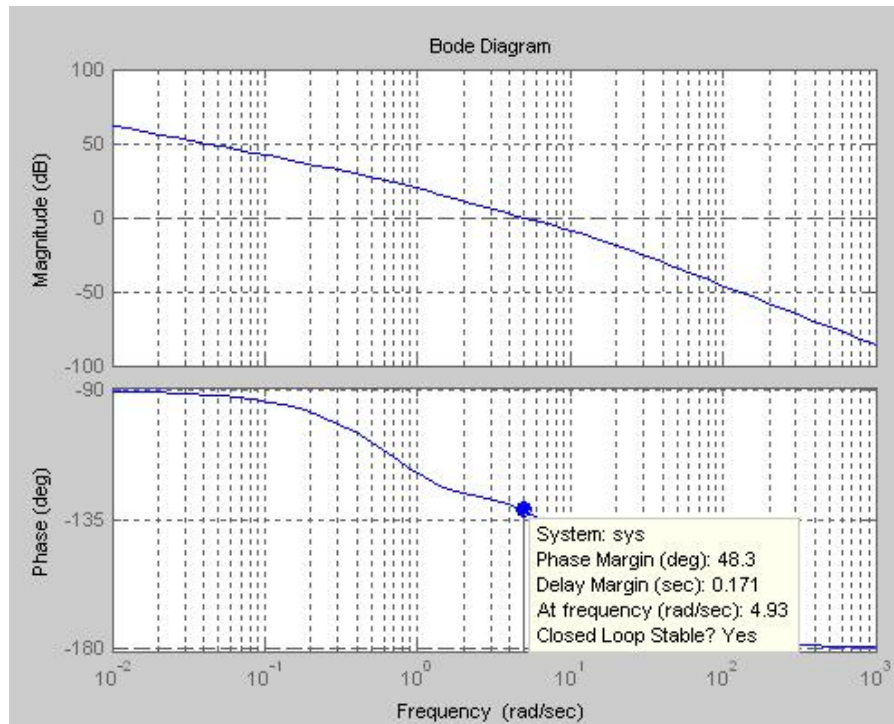


Рис. 3.6. ЛЧХ контура скорости с астатизмом первого порядка

Также заметим, что при увеличении электромеханической постоянной времени T_M и неизменном значении суммарной малой постоянной времени T_Σ увеличивается запас по фазе $\theta_3 = 48,3^\circ$ и уменьшается перерегулирование $\sigma = 24,4 \%$.

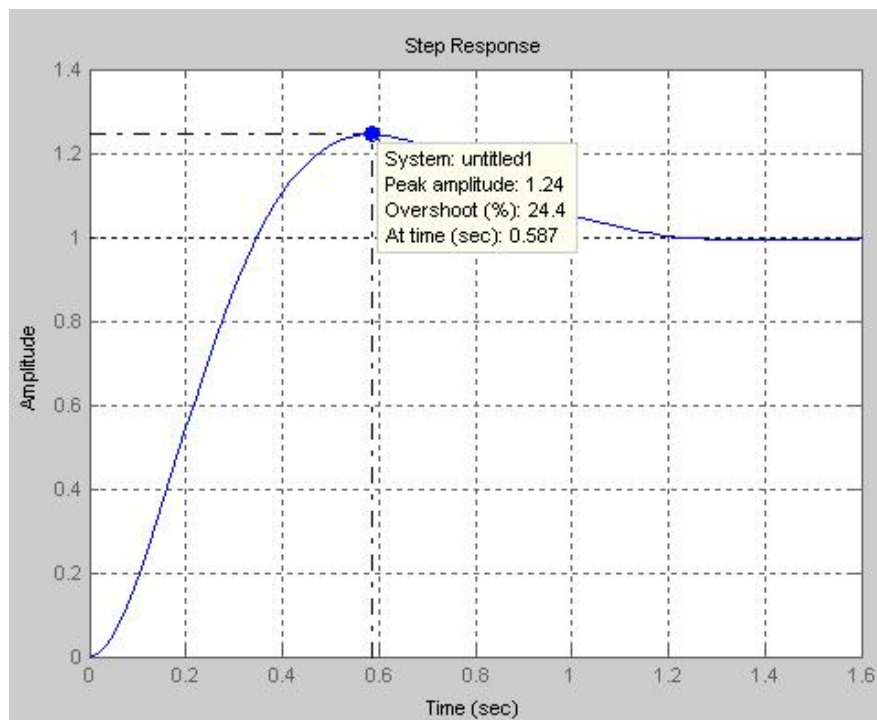


Рис. 3.7. Переходная характеристика контура скорости с астатизмом первого порядка

3.2. СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА СКОРОСТИ ДЛЯ НАСТРОЙКИ КОНТУРА СКОРОСТИ НА ОПТИМУМ ПО МОДУЛЮ

При выполнении данной работы необходимо уяснить состав и динамические свойства элементов контура скорости. Контур скорости состоит из регулятора скорости, тиристорного преобразователя, электродвигателя и датчика скорости.

Параметры динамической модели нескорректированного контура скорости рассчитаны в лабораторной работе № 2, поэтому синтез РС сводится к определению его структуры и расчёту параметров, обеспечивающих настройку КС на ОМ.

На схеме, представленной на рис. 3.8, передаточная функция двигателя показана динамическим звеном второго порядка, полученным в результате преобразования ССДМ (рис. 1.3). По схеме определяем передаточную функцию разомкнутого КС:

$$W_{\text{КС}}(s) = W_{\text{РС}}(s) \cdot \frac{K_{\text{ТП}}}{T_{\text{ТП}}s + 1} \cdot \frac{K_{\text{ДВ}}}{T_{\text{М}}T_{\text{Э}}s^2 + T_{\text{М}}s + 1} \cdot \frac{K_{\text{ОС}}}{T_{\text{Ф}}s + 1}. \quad (3.18)$$

Передаточная функция КС, настроенного на ОМ, имеет вид:

$$W_{\text{КС}}^{\text{ОМ}}(s) = \frac{1}{2T_{\Sigma}s(T_{\Sigma}s + 1)}, \quad (3.19)$$

где T_{Σ} – суммарная постоянная времени КС.

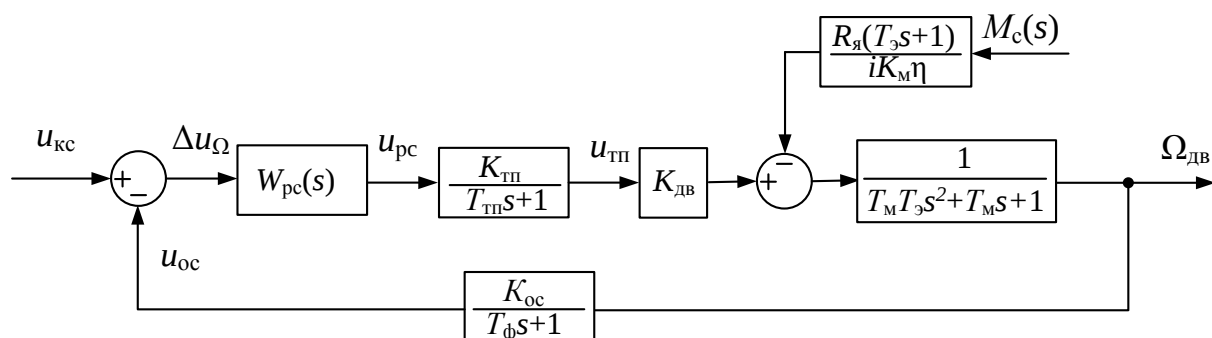


Рис. 3.8. Структурная схема динамической модели контура скорости

Приравнивая правые части выражений (3.18) и (3.19), получим уравнение:

$$W_{pc}(s) \cdot \frac{K_{\text{тп}}}{T_{\text{тп}}s + 1} \cdot \frac{K_{\text{дв}}}{T_{\text{м}}T_{\text{э}}s^2 + T_{\text{м}}s + 1} \cdot \frac{K_{\text{ос}}}{T_{\text{ф}}s + 1} = \frac{1}{2T_{\Sigma}s(T_{\Sigma}s + 1)},$$

из которого находим передаточную функцию РС:

$$W_{pc}(s) = \frac{T_{\text{м}}T_{\text{э}}s^2 + T_{\text{м}}s + 1}{2K_{\text{тп}}K_{\text{дв}}K_{\text{ос}}T_{\Sigma}s}. \quad (3.20)$$

Выражение (3.20) представляет собой передаточную функцию свойства которой соответствуют динамическим свойствам ПИД-регулятора.

Для реализации данной структуры необходимо в передаточную функцию (3.20) добавить инерционное звено с малой постоянной времени T_{pc3} . Тогда передаточная функция РС запишется как:

$$W_{pc}(s) = \frac{T_{pc1}T_{pc2}s^2 + T_{pc1}s + 1}{2K_{\text{тп}}K_{\text{дв}}K_{\text{ос}}T_{\Sigma}s(T_{pc3}s + 1)}.$$

Поскольку постоянная времени $T_{pc2} < T_{pc1}$, то малую постоянную времени РС T_{pc3} принимаем из соображений, что

$$T_{pc3} \leq \frac{T_{pc2}}{N} \quad (N = 10).$$

Постоянную времени T_{pc3} следует отнести к суммарной малой постоянной времени КС и считать ее по формуле:

$$T_{\Sigma} = T_{\text{тп}} + T_{\text{ф}} + T_{pc3}.$$

Для подтверждения правильности проведенных расчётов необходимо получить график ЛЧХ, график переходной функции КС по задающему воздействию и график переходной функции КС по моменту сопротивления нагрузки M_c^0 . По результатам моделирования проводится анализ и сравнительная оценка полученных показателей качества.

Пример 3.1 ($T_{\text{м}} > 4T_{\text{э}}$). Рассчитать параметры и электрическую схему аналогового ПИД-регулятора. Для расчёта использовать данные, рассчитанные в примере 2.2а. Выбрать РС-элементы и операционный усилитель.

Решение. Поскольку, $4T_{\text{э}}$ меньше чем $T_{\text{м}}$, то передаточную функцию регулятора скорости представим в виде:

$$W_{\text{pc}}(s) = \frac{K_{\text{pc}}(T_{\text{pc1}}s + 1)(T_{\text{pc2}}s + 1)}{T_{\text{pc1}}s(T_{\text{pc3}}s + 1)},$$

где постоянные времени $T_{\text{pc1}} = \frac{2T_{\text{э}}}{1 - \sqrt{1 - \frac{4T_{\text{э}}}{T_{\text{м}}}}}$, $T_{\text{pc2}} = \frac{2T_{\text{э}}}{1 + \sqrt{1 - \frac{4T_{\text{э}}}{T_{\text{м}}}}}$,

$$T_{\text{pc3}} = \frac{T_{\text{pc2}}}{N}, \text{ коэффициент передачи } K_{\text{pc}} = \frac{T_{\text{pc1}}}{2K_{\text{тп}}K_{\text{дв}}K_{\text{ос}}(T_{\text{pc3}} + T_{\text{тп}} + T_{\text{ф}})}.$$

На основании схемы, представленной на рис. 3.9, постоянные времени и коэффициент передачи ПИД-регулятора скорости определяются по формулам:

$$T_{\text{pc1}} = R_3C_2; T_{\text{pc2}} = R_2C_1; T_{\text{pc3}} = \frac{R_1R_2C_1}{R_1 + R_2}; K_{\text{pc}} = \frac{R_3}{R_1 + R_2}. \quad (3.21)$$

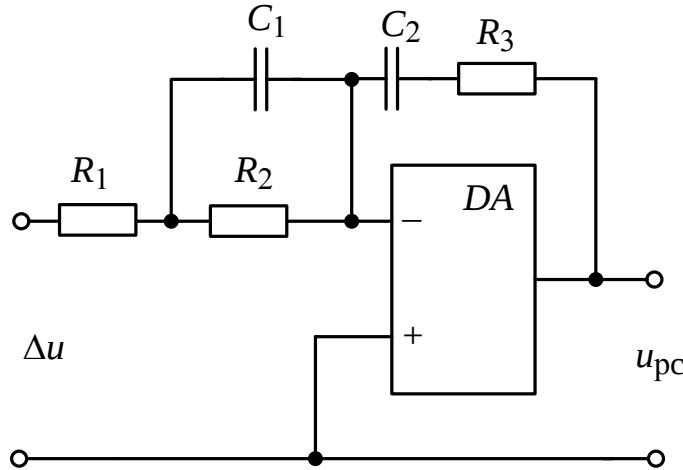


Рис. 3.9. Электрическая схема ПИД-регулятора скорости

Заметим, что в формулах (3.21) число неизвестных R_1, R_2, R_3, C_1, C_2 превышает число уравнений. Поэтому в инженерной практике прибегают к способу, когда значения емкостей назначаются из стандартного ряда 1; 10; 22; 33; 47; 100 мкФ. Тогда порядок расчета сводится к следующему.

1. Задаемся емкостью C_2 и рассчитываем $R_3 = T_{\text{pc1}} / C_2$.
2. Задаемся емкостью C_1 и рассчитываем $R_2 = T_{\text{pc2}} / C_1$.

3. Согласно формуле $K_{pc} = \frac{R_3}{R_1 + R_2}$ сопротивление

$$R_1 = \frac{R_3 - R_2 K_{pc}}{K_{pc}}.$$

Приводим сопротивления R_1, R_2, R_3 к номинальным значениям по ряду E192 (табл. П5). Необходимо отметить, что при этом коэффициент передачи регулятора может измениться. В этой связи сопротивление R_3 выбирается переменным, чтобы соответствующей его подстройкой выставить расчетное значение K_{pc} .

Переходим к расчету номинальных значений RC-элементов.
Постоянные времени РС:

$$T_{pc1} = \frac{2T_{\Theta}}{1 - \sqrt{1 - \frac{4T_{\Theta}}{T_M}}} = \frac{2 \cdot 0,014}{1 - \sqrt{1 - \frac{4 \cdot 0,014}{0,081}}} = 0,063 \text{ с};$$

$$T_{pc2} = \frac{2T_{\Theta}}{1 + \sqrt{1 - \frac{4T_{\Theta}}{T_M}}} = \frac{2 \cdot 0,014}{1 + \sqrt{1 - \frac{4 \cdot 0,014}{0,081}}} = 0,018 \text{ с};$$

$$T_{pc3} = \frac{T_{pc2}}{N} = \frac{0,018}{10} = 0,0018 \text{ с}.$$

Коэффициент передачи регулятора скорости:

$$K_{pc} = \frac{T_{pc1}}{2K_{тп}K_{дв}K_{ос}(T_{pc3} + T_{тп} + T_{\phi})} =$$

$$= \frac{0,063}{2 \cdot 11 \cdot 0,818 \cdot 0,127(0,0018 + 0,004 + 0,012)} = 1,55. \quad (3.22)$$

Задаем $C_2 = 100$ мкФ и по табл. П6 выбираем конденсатор Panasonic серии NHG. Тогда

$$R_3 = \frac{T_{pc1}}{C_2} = \frac{0,063}{47 \cdot 10^{-6}} = 1,34 \text{ кОм}.$$

Приводим сопротивление к номинальному значению по ряду E192 (см. табл. П5) и принимаем $R_3 = 1,33$ кОм.

Задаем $C_1 = 33$ мкФ и по табл. П6 выбираем конденсатор Panasonic серии NHG. Тогда

$$R_2 = \frac{T_{pc2}}{C_2} = \frac{0,018}{33 \cdot 10^{-6}} = 0,545 \text{ кОм.}$$

Приводим сопротивление к номинальному значению по ряду E192 (см. табл. П5) и принимаем $R_2 = 0,542$ кОм.

Рассчитываем сопротивление:

$$R_1 = \frac{R_3 - R_2 K_{pc}}{K_{pc}} = \frac{(1,33 - 0,542 \cdot 1,55)}{1,55} = 0,316 \text{ кОм.}$$

Приводим сопротивление к номинальному значению по ряду E192 (см. табл. П5) и принимаем $R_1 = 0,316$ кОм.

По полученным номинальным значениям сопротивлений РС пересчитываем коэффициент передачи

$$K_{pc} = \frac{R_3}{R_1 + R_2} = \frac{1,33}{0,316 + 0,542} = 1,55.$$

Полученное значение не отличается от величины коэффициента передачи $K_{pc} = 1,55$, рассчитанного по формуле (3.22), поэтому подстройки резистора R_3 не требуется.

Пример 3.2. Провести моделирование КС с аналоговым ПИД-регулятором скорости по примеру 2.2 а. Получить графики переходных функций по задающему воздействию и по моменту сопротивления нагрузки M_c^0 . Построить график ЛЧХ разомкнутого КС. Провести анализ результатов моделирования.

Решение. Для моделирования построим ССДМ КС в системе Simulink, представленную на рис. 3.10.

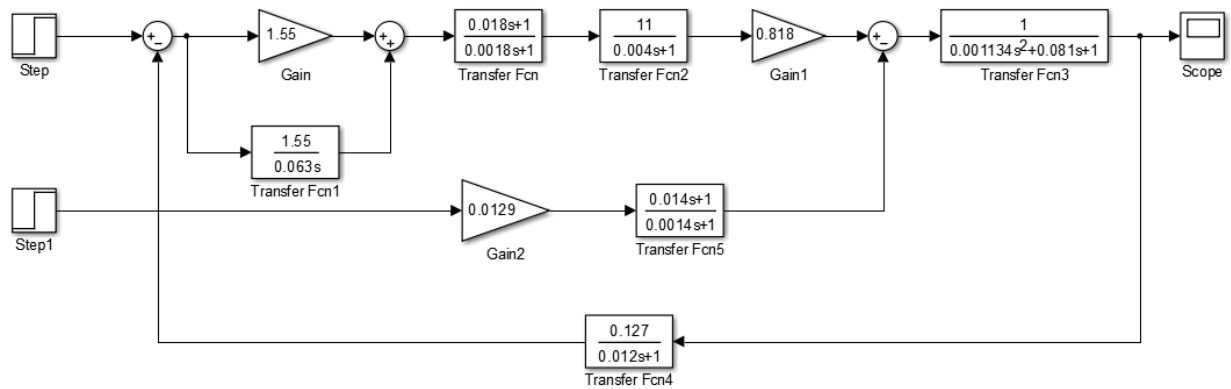


Рис. 3.10. Структурная схема динамической модели контура скорости в системе Simulink

В блоке Step задаём воздействие, равное входному напряжению суммирующего усилителя КС $u_{\text{cy}}^{\text{КС}} = 10 \text{ В}$, а в блоке Step 1 значение момента сопротивления нагрузки $M_c^0 = 0$. На рис. 3.11 изображен график переходной характеристики контура скорости по управляющему воздействию.

Для построения переходной характеристики по моменту сопротивления нагрузки M_c устанавливаем соответственно в блоке Step входное воздействие $u_{\text{cy}}^{\text{КС}} = 0$, а в блоке Step 1 – момент сопротивления $M_c^0 = -195 \text{ Н} \cdot \text{м}$. Полученная зависимость представлена на рис. 3.12.

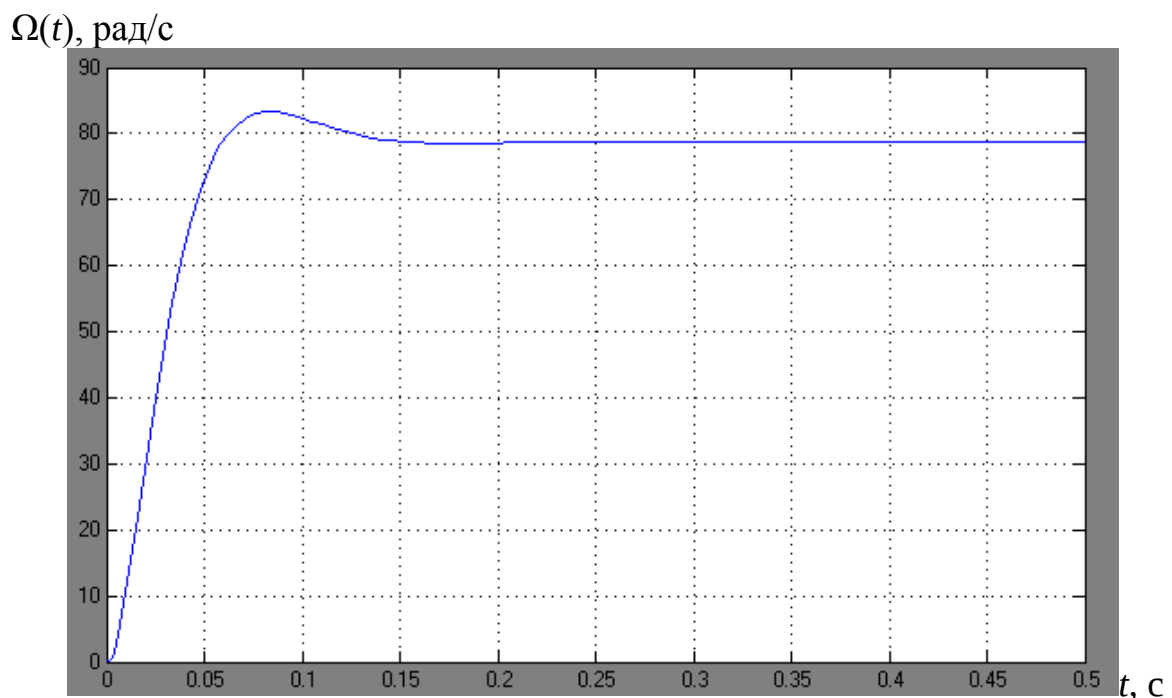


Рис. 3.11. График зависимости угловой скорости от времени скорректированного контура скорости по сигналу задания

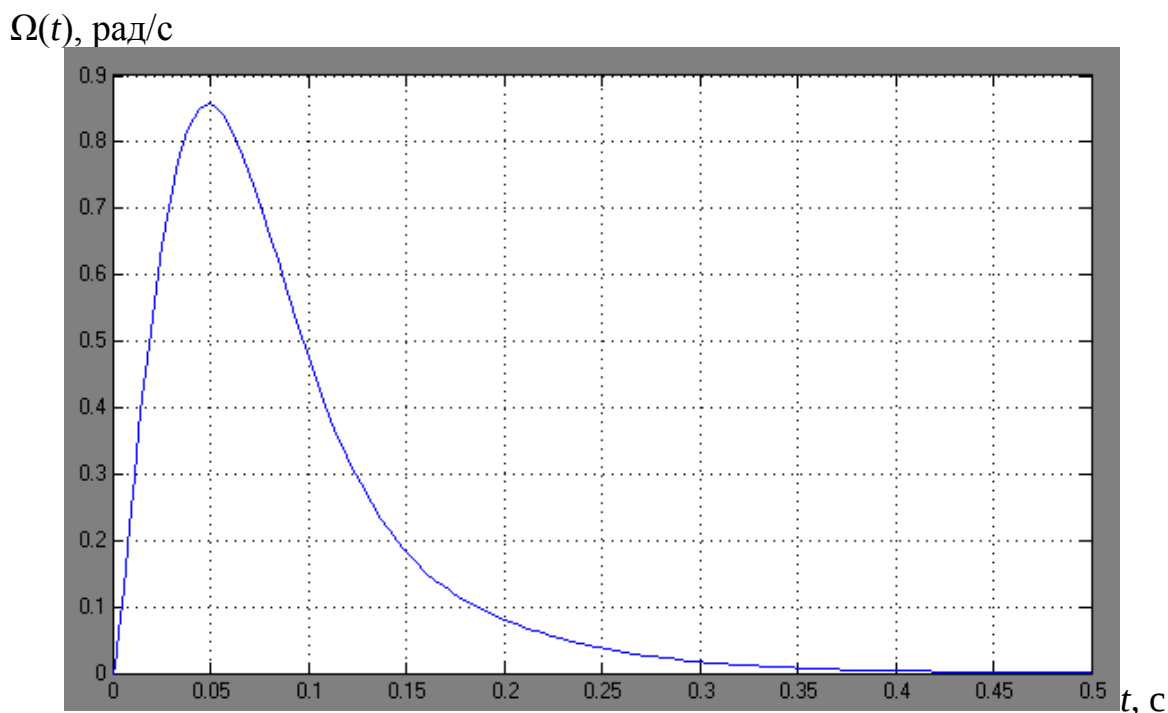


Рис. 3.12. График зависимости угловой скорости от времени скорректированного контура скорости по моменту сопротивления

Переходим к анализу полученных графиков. По графику на рис. 3.11 определяем максимальное значение угловой скорости вращения двигателя $\Omega_{\max} = 83$ рад/с и установившееся значение скорости $\Omega_{\text{уст}} = 78,74$ рад/с. По этим данным рассчитываем перерегулирование:

$$\sigma = \frac{\Omega_{\max} - \Omega_{\text{уст}}}{\Omega_{\text{уст}}} \cdot 100 \% = \frac{83 - 78,74}{78,74} \cdot 100 \% = 5,41\%.$$

Перерегулирование, полученное в результате моделирования, отличается от требуемого значения 4,3 %. Такое изменение обусловлено влиянием малой постоянной времени T_{ϕ} . Если принять $T_{\phi} = 0$, то перерегулирование будет равно 4,3 %, а передаточная функция ТГ представится безынерционным звеном:

$$W_{\text{oc}}(s) = K_{\text{oc}}.$$

При этом суммарную малую постоянную времени КС следует рассчитывать по формуле:

$$T_{\Sigma} = T_{\text{тп}} + T_{\text{рц3}}.$$

Время нарастания t_H^{KC} определяется в первой точке пересечения графика переходной функции и установившегося значения угловой скорости $\Omega_{уст}$ и составляет:

$$t_H^{KC} = 0,06 \text{ с.}$$

Проверяем соответствие полученного значения требованиям настройки на ОМ:

$$t_H^{KC} \cong 4,7T_{\Sigma} = 4,7 \cdot 0,0178 = 0,083 \text{ с.}$$

Из анализа графика на рис. 3.12 следует, что при воздействии неизменного по величине момента сопротивления M_c моментная составляющая ошибки $\Delta\Omega_M$ примерно через 0,45 с становится равной нулю. Это говорит о том, что искусственная механическая характеристика стала абсолютно жёсткой. Увеличение точности обусловлено наличием в структуре регулятора скорости интегральной составляющей.

Для построения ЛЧХ необходимо написать программу в Command Window среды MatLab. Поскольку ЛЧХ строятся на основе передаточной функции разомкнутого контура скорости, то все передаточные функции соответствующих элементов, входящих в него, необходимо перемножить и получить:

$$W_{KC}(s) = W_{pc}(s) \cdot W_{тп}(s) \cdot W_{дв} \cdot W_{oc}(s).$$

Обозначая $W_{pc}(s) = \text{sys1}$, $W_{тп}(s) = \text{sys2}$, $W_{дв}(s) = \text{sys3}$, $W_{oc}(s) = \text{sys4}$, составляем программу в соответствии со следующим алгоритмом:

```
num1 = [KpcTpc1Tpc2 (Tpc1+Tpc2)Kpc Kpc];
```

```
den1 = [Tpc1Tpc3 Tpc1 0];
```

```
sys1 = tf(num1, den1)
```

```
num2 = [Kтп];
```

```
den2 = [Tтп 1];
```

```
sys2 = tf(num2, den2)
```

```
num3 = [Kдв];
```

```
den3 = [TэTМ TМ 1];
```

```
sys3 = tf(num3, den3)
```

```
num4 = [Koc];
```

```
den4 = [Tф 1];
```

```
sys4 = tf(num4, den4)
```

```
sys5 = sys1*sys2*sys3*sys4
```

В результате решения будет получена искомая передаточная функция разомкнутого КС $W_{\text{КС}}(s)$ с численными значениями коэффициентов полиномов числителя и знаменателя $b_2, b_1, b_0, d_6, d_5, d_4, d_3, d_2, d_1, d_0 = 0$:

$$W_{\text{КС}}(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{d_6 s^6 + d_5 s^5 + d_4 s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s}.$$

Далее переходим к построению ЛЧХ:

```
num = [b2 b1 b0];
den = [d6 d5 d4 d3 d2 d1 0];
bode (num, den)
```

Перед тем как применить программу построения ЛЧХ, находим соответствующие коэффициенты из блоков Transfer Fcn, Transfer Fcn1, Gain, Transfer Fcn2, Transfer Fcn3 схемы, изображённой на рис. 3.10:

```
num1 = [0.0017577 0.12555 1.55];
den1 = [0.0001134 0.063 0];
sys1 = tf (num1, den1);
num2 = [11];
den2 = [0.004 1];
sys2 = tf (num2, den2);
num3 = [0.818];
den3 = [0.001134 0.081 1];
sys3 = tf (num3, den3);
num4 = [0.127];
den4 = [0.012 1];
sys4 = tf (num4, den4);
sys5 = sys1*sys2*sys3*sys4
```

```
sys5 =
```

$$0.002009 s^2 + 0.1435 s + 1.771$$

$$6.173\text{e-}12 s^6 + 5.928\text{e-}09 s^5 + 1.669\text{e-}06 s^4 + 0.0001671 s^3 + 0.006224 s^2 + 0.063 s$$

```
num = [0.002009 0.1435 1.771];
den = [6.173e-12 5.928e-09 1.669e-06 0.0001671 0.006224 0.063 0];
bode (num, den)
```

Результаты моделирования представлены на рис. 3.12.

Из анализа графиков видно, что запасы устойчивости по фазе и амплитуде составляют $L_3 = 17,8$ дБ (Gain Margin) и $\theta_3 = 63,5^\circ$ (Phase Margin) соответственно.

Напомним, что запас устойчивости по амплитуде L_3 определяется как разность между линией 0 дБ и значением логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ) на частоте, соответствующей точке пересечения графика фазовой частотной характеристики со значением -180° .

Запас устойчивости по фазе θ_3 вычисляется по формуле:

$$\theta_3 = 180^\circ - |\theta(\omega_c)|.$$

Значение фазы $\theta(\omega_c)$ соответствует частоте среза ω_c , т. е. точке пересечения графика ЛАЧХ с линией 0 дБ.

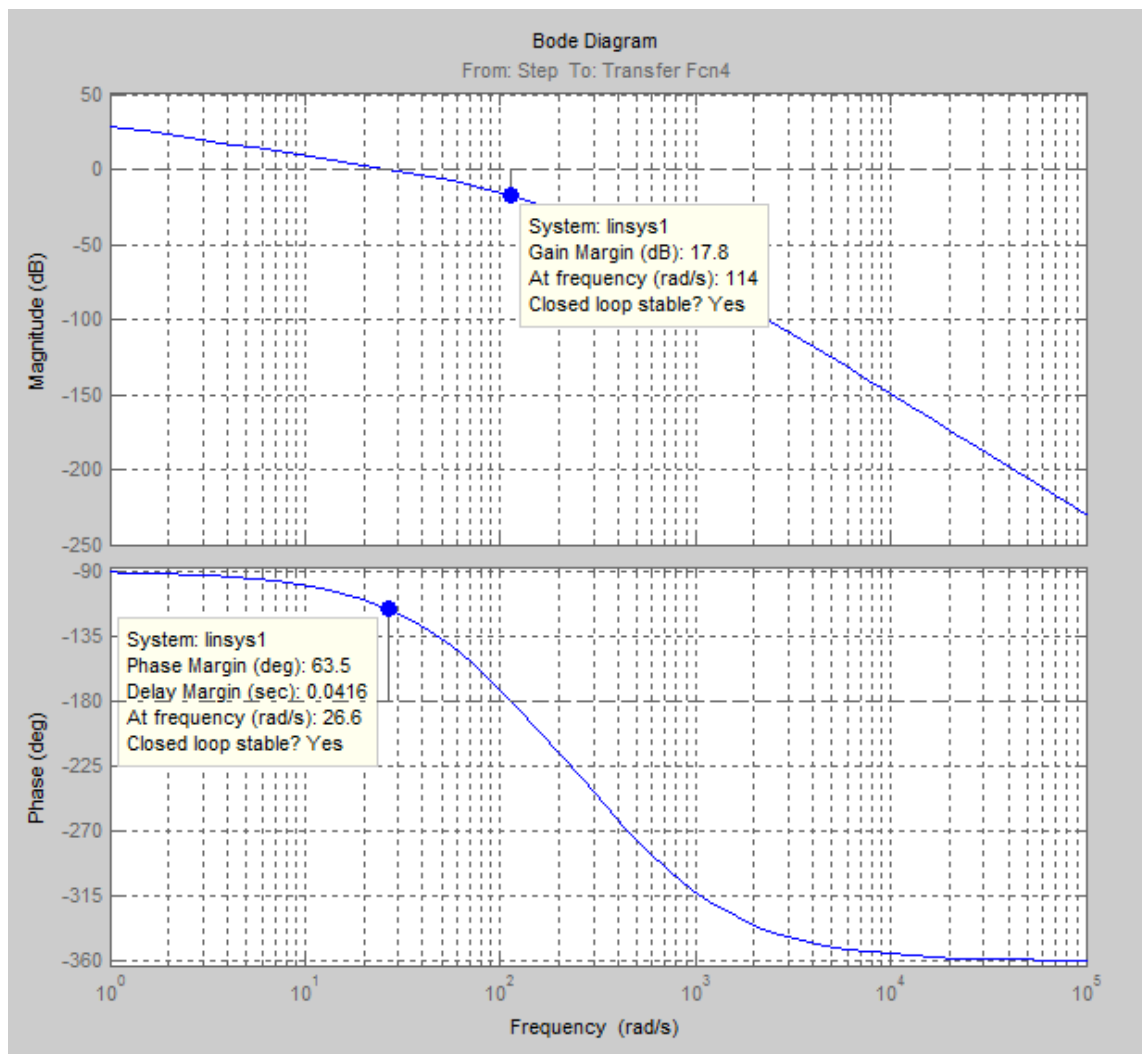


Рис. 3.12. Логарифмические частотные характеристики контура скорости

Результаты моделирования подтверждают правильность расчёта параметров РС и позволяют сделать вывод о том, что КС настроен на ОМ.

Задача построения ЛЧХ может решаться с применением приложения Linear Analysis Tool. Для этого необходимо выполнить операции:

- определить вход и выход разомкнутого КС по рис. 3.10;
- нажать правой клавишей мыши на линию связи блоков Step и первого сумматора, и во вкладке Linear Analysis Points отметить Input Point;
- на выход разомкнутого КС установить блок Terminator и на соответствующей линии связи отметить Output Point;
- на панели инструментов окна модели открыть вкладку Analysis и в строке Control Design выбрать Linear Analysis;
- в окне Linear Analysis Tool в строке Plot Result выбрать Bode Plot, нажать пиктограмму Linearize и получить графики ЛЧХ.

Отчётные материалы

1. Расчет параметров структурной схемы динамической модели контура скорости.
2. Расчет параметров аналогового регулятора скорости.
3. Электрическая схема аналогового регулятора скорости.
4. Структурная схема динамической модели контура скорости.
5. Графики зависимостей угловой скорости от времени скорректированного контура скорости по сигналу задания и моменту сопротивления и их анализ.
6. ЛЧХ и их анализ.

Контрольные вопросы

1. Дать определение настройки на ОМ.
2. Дать определение настройки на СО.
3. Записать передаточную функцию замкнутого контура настроенного на ОМ.
4. Записать передаточную функцию разомкнутого контура настроенного на СО.
5. Перечислить показатели качества переходного процесса с применением стандартных настроек.
6. Записать передаточную функцию ПИД-регулятора.
7. Начертить электрическую схему ПИД-регулятора.
8. Изложить порядок моделирования контура скорости с применением системы MatLab.

ЧАСТЬ 4 . ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ЦИФРОВОГО РЕГУЛЯТОРА СКОРОСТИ И МОДЕЛИРОВАНИЕ КОНТУРА СКОРОСТИ

1.1. УРАВНЕНИЯ СОСТОЯНИЯ ЛИНЕЙНЫХ НЕПРЕРЫВНЫХ СТАЦИОНАРНЫХ СИСТЕМ

В современной теории управления широко применяется *метод пространства состояний*, который базируется на математических моделях в переменных состояния [5, 6, 8, 9, 11, 13, 15]. Такая математическая модель представляет собой систему уравнений первого порядка, которую обычно представляют в векторно-матричной форме. Преимущество такого представления заключается в том, что облегчается решение задач анализа и синтеза с применением ЦВМ на этапе проектирования.

Динамические свойства линейной непрерывной стационарной системы описываются векторно-матричными уравнениями:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \quad (4.1)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u}, \quad (4.2)$$

где $\mathbf{x}^T = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]$ – вектор-состояния размерности $(n \times 1)$; $\mathbf{u}^T = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_m]$ – вектор-входа размерности $(m \times 1)$; $\mathbf{y}^T = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_q]$ – вектор-выхода размерности $(q \times 1)$; $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{C}$ и $\mathbf{D}$ – матрицы коэффициентов размерности $(n \times n)$, $(n \times m)$, $(q \times n)$, $(q \times m)$, соответственно.

Уравнение (4.1) связывает переменные состояния и входные переменные и называется *уравнением состояния*. Уравнение (4.2) связывает выходные переменные с переменными состояния и входными переменными, и называется *уравнением выхода*.

На рис. 4.1 изображена *векторная структурная схема* линейной непрерывной стационарной системы, построенная по уравнениям (4.1) и (4.2).

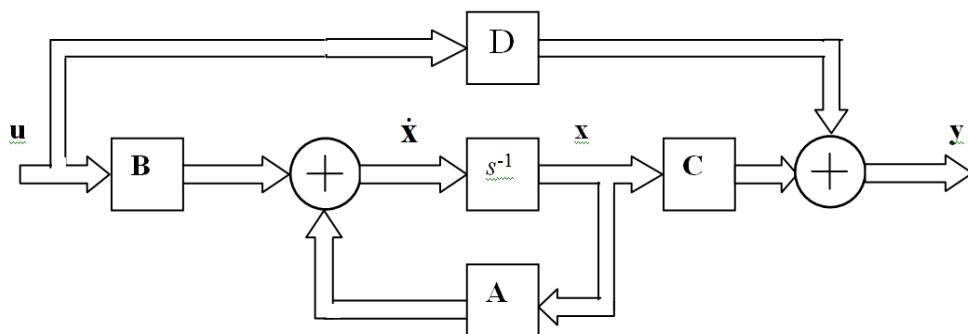


Рис. 4.1. Векторная структурная схема

Из схемы следует, что на выходе интегратора (s^{-1}) формируется вектор состояния x . Матрица A называется *основной матрицей* системы. B – матрица связи вектора входа системы с переменными состояния. C – матрица связи переменных состояния с вектором выхода системы. D – матрица связи вектора входа с вектором выхода.

1.2. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ

Применительно к цифровым системам управления используют структурные схемы моделирования, которые называются *схемами программирования* [6, 13, 15]. На основании схем программирования получают разностные уравнения цифровых регуляторов в векторно-матричной форме. Уравнения являются основой рабочей программы, которая может быть реализована в виде вычислительной процедуры микропроцессора.

Основное отличие схем моделирования цифровых систем от непрерывных заключается в наличии элемента задержки. Элемент задержки в преобразовании Лапласа представляется звеном запаздывания e^{-sT_0} , что соответствует степени z^{-1} в теории z -преобразования. Поэтому в структурных схемах моделирования цифровых систем вместо интегрирующего звена s^{-1} будет стоять элемент задержки z^{-1} . При этом переход от непрерывной модели к цифровой осуществляется заменой в соответствии с формулой трапеций:

$$s^{-1} = \frac{T_0}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1}, \quad (4.3)$$

где T_0 – период квантования.

Переход с применением формулы трапеций от аналоговой модели регулятора к цифровой будем называть *дискретной аппроксимацией* регулятора.

Большинство корректирующих устройств ЭП традиционно выполняются в виде аналоговых регуляторов, поэтому с целью модернизации на этапе проектирования решается задача замены аналогового регулятора цифровым. После проверки соответствия показателей качества синтезированного ЭП требованиям задания, выполняется дискретная аппроксимация аналогового регулятора и получение передаточной функции цифрового регулятора для обеспечения

возможности перепрограммирования с целью улучшения качества управления.

Далее выполняются следующие операции:

- моделирование синтезированного ЭП с цифровым регулятором и уточнение периода квантования T_0 с применением прикладной программы MatLab;

- составление структурной схемы программирования и определение разностных уравнений цифрового регулятора;

Модель цифрового регулятора в переменных состояния описывается векторно-матричными уравнениями следующего вида:

$$\mathbf{X}[(k+1)T_0] = \mathbf{A}\mathbf{X}(kT_0) + \mathbf{B}\Delta\mathbf{U}(kT_0);$$

$$\mathbf{U}_{\text{цр}}(kT_0) = \mathbf{C}\mathbf{X}(kT_0) + \mathbf{D}\Delta\mathbf{U}(kT_0),$$

где $\mathbf{U}_{\text{цр}}(kT_0)$ – вектор выходного сигнала цифрового регулятора; $\Delta\mathbf{U}(kT_0)$ – вектор входного сигнала рассогласования.

Непосредственное программирование. Передаточная функция цифрового регулятора имеет вид:

$$W(z) = \frac{U_{\text{цр}}(z)}{\Delta U(z)} = \frac{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{d_2 z^2 + d_1 z + d_0}.$$

После преобразования будем иметь:

$$W(z) = \frac{U_{\text{цр}}(z)}{\Delta U(z)} = \frac{b_2 + b_1 z^{-1} + b_0 z^{-2}}{d_2 + d_1 z^{-1} + d_0 z^{-2}}.$$

Перепишем последнее выражение в виде:

$$U_{\text{цр}}(z) = E(z) \cdot (b_2 + b_1 z^{-1} + b_0 z^{-2}), \quad (4.4)$$

где

$$E(z) = \frac{\Delta U(z)}{d_2 + d_1 z^{-1} + d_0 z^{-2}}. \quad (4.5)$$

По выражениям (4.4) и (4.5) находим:

$$U_{\text{цп}}(z) = b_2 E(z) + b_1 z^{-1} E(z) + b_0 z^{-2} E(z), \quad (4.6)$$

$$E(z) = \frac{1}{d_2} U(z) - \frac{d_1}{d_2} z^{-1} E(z) - \frac{d_0}{d_2} z^{-2} E(z). \quad (4.7)$$

Уравнения (4.6) и (4.7) реализуются в виде структурной схемы непосредственного программирования, которая изображена на рис. 4.2.

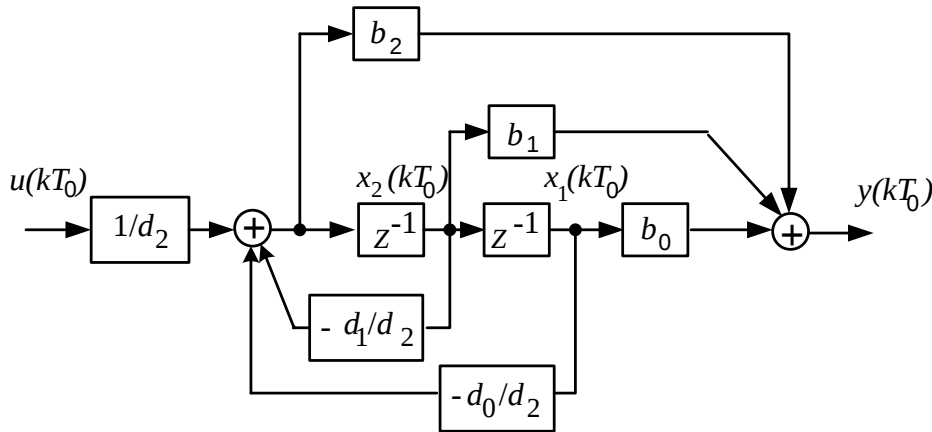


Рис. 4.2. Структурная схема непосредственного программирования

В качестве переменных состояния системы принимаем выходные сигналы элементов задержки $x_1(kT_0)$ и $x_2(kT_0)$. По схеме (рис. 4.2) составляем уравнения состояния:

$$x_1[(k+1)T_0] = x_2(kT_0);$$

$$x_2[(k+1)T_0] = -\frac{d_0}{d_2} x_1(kT_0) - \frac{d_1}{d_2} x_2(kT_0) + \frac{1}{d_2} u(kT_0);$$

и уравнение выхода системы:

$$y(kT_0) = \frac{b_0 d_2 - b_2 d_0}{d_2} x_1(kT_0) + \frac{b_1 d_2 - b_2 d_1}{d_2} x_2(kT_0) + \frac{b_2}{d_2} u(kT_0).$$

Окончательно

$$\begin{bmatrix} x_1[(k+1)T_0] \\ x_2[(k+1)T_0] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{d_0}{d_2} & -\frac{d_1}{d_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(kT_0) \\ x_2(kT_0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{d_2} \end{bmatrix} u(kT_0);$$

$$y(kT_0) = \begin{bmatrix} \frac{b_0 d_2 - b_2 d_0}{d_2} & \frac{b_1 d_2 - b_2 d_1}{d_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(kT_0) \\ x_2(kT_0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{b_2}{d_2} \end{bmatrix} u(kT_0).$$

Последовательное программирование. Передаточная функция цифрового регулятора записывается в виде произведения:

$$W(z) = \frac{K(1 + c_1 z^{-1})}{(1 + a_1 z^{-1})} \cdot \frac{(1 + c_2 z^{-1})}{(1 + a_2 z^{-1})}.$$

Применяя к сомножителям преобразование (4.4) получаем структурную схему в переменных состояния, изображенную на рис. 4.3.

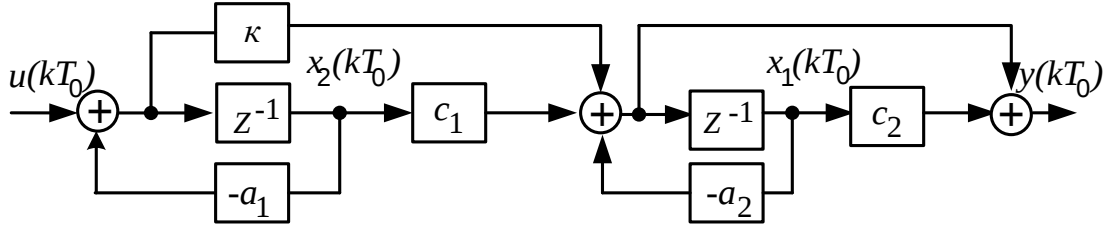


Рис. 4.3. Структурная схема последовательного программирования

Из схемы находим уравнения состояния и выхода системы в векторно-матричной форме:

$$\begin{bmatrix} x_1[(k+1)T_0] \\ x_2[(k+1)T_0] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_2 & (c_1 - a_1 K) \\ 0 & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(kT_0) \\ x_2(kT_0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K \\ 1 \end{bmatrix} u(kT_0);$$

$$y(kT_0) = [(c_2 - a_2) \quad (c_1 - a_1 K)] \begin{bmatrix} x_1(kT_0) \\ x_2(kT_0) \end{bmatrix} + [K] u(kT_0).$$

Параллельное программирование. Представим передаточную функцию цифрового регулятора в виде суммы передаточных функций:

$$W(z) = \frac{K_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} + \frac{K_2 z^{-1}}{1 + a_2 z^{-1}}, \quad (4.8)$$

где K_1 , K_2 зависят от a_1 , a_2 и K и вычисляются в результате разложения (4.8) на элементарные дроби.

Структурная схема параллельного программирования, составленная непосредственно по слагаемым выражения (4.8) показана на рис. 4.4.

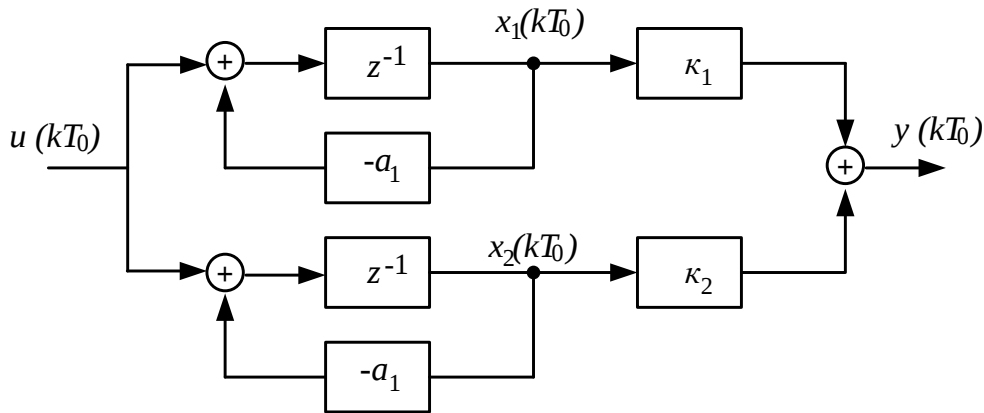


Рис. 4.4. Структурная схема параллельного программирования

Обозначив выходные сигналы элементов задержки символами переменных состояния $x_1(kT_0)$ и $x_2(kT_0)$, получаем:

$$\begin{bmatrix} x_1[(k+1)T_0] \\ x_2[(k+1)T_0] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 \\ 0 & -a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(kT_0) \\ x_2(kT_0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} u(kT_0);$$

$$y(kT_0) = [k_1 \ k_2] \begin{bmatrix} x_1(kT_0) \\ x_2(kT_0) \end{bmatrix}.$$

Диагональные элементы основной матрицы уравнений состояния являются полюсами заданной передаточной функции, что подтверждает правильность составления уравнений по схеме, показанной на рис. 4.4.

4.3. v-ПРЕОБРАЗОВАНИЕ

v-преобразование предполагает применение хорошо зарекомендовавших себя в инженерной практике методов анализа и синтеза непрерывных систем [2, 9] и позволяет с помощью замены

$$z = \frac{1+v}{1-v} \quad (4.15)$$

перейти к характеристическому уравнению относительно новой переменной v . Причем, комплексная v -плоскость корней характеристического уравнения

$$1 + W\left(\frac{1+v}{1-v}\right) = 0$$

позволяет использовать критерии устойчивости, используемые для непрерывных систем.

Действительно, если ЦСУ устойчива, то в выражении (4.9) модуль числителя должен быть меньше модуля знаменателя.

Правомочность приведённых рассуждений иллюстрируется расположением вектора v на рис. 4.5.

Поскольку $|v-1|=|1-v|$, то длина вектора $v+1$ меньше длины вектора $v-1$ и тогда, согласно (4.15), модуль z будет меньше единицы и левая половина v -плоскости будет областью устойчивости.

Аналогичное рассуждение можно привести также и для правой половины v -плоскости, в которой (см. рис. 4.5) длина вектора $v+1$ всегда больше длины вектора $v-1$ и z по модулю больше единицы, что соответствует неустойчивой системе. Наконец, мнимая ось v -плоскости является границей устойчивости, поскольку длины векторов $v+1$ и $v-1$ равны и $|z|=1$.

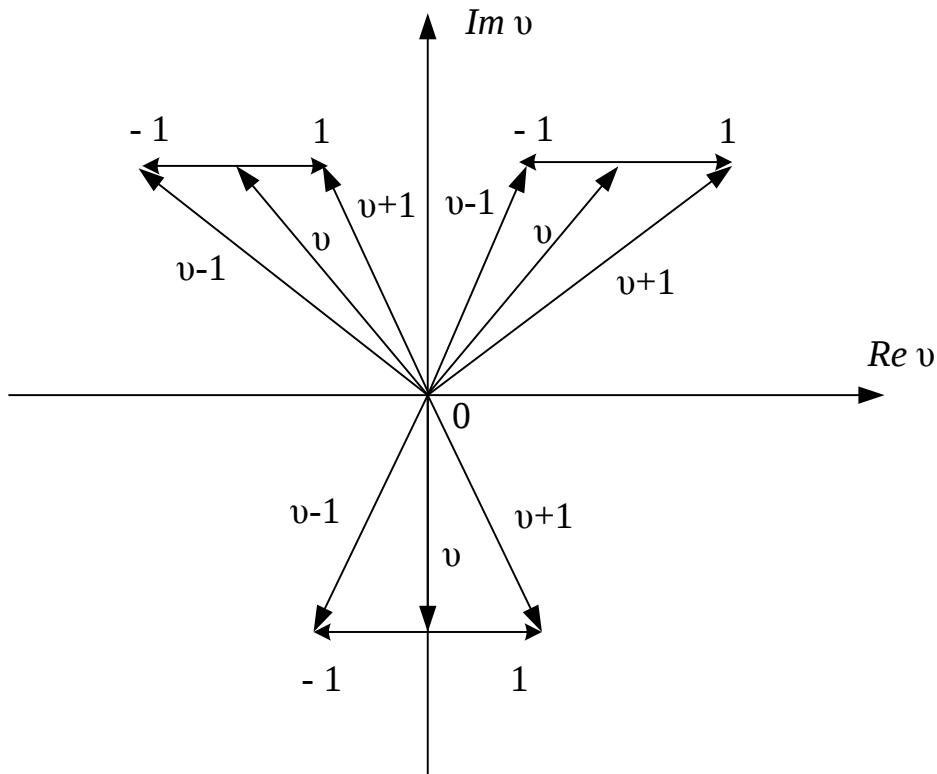


Рис. 4.5. v -плоскость

Наибольший практический интерес представляет применение логарифмических амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик

с использованием такого понятия, как *псевдочастота*. Для определения псевдочастоты рассмотрим v -преобразование (4.15) и выделим из него комплексную переменную v . Тогда

$$v = \frac{z-1}{z+1}.$$

Полагая, что $z = e^{j\omega T_0}$, имеем

$$v = \frac{e^{j\omega T_0} - 1}{e^{j\omega T_0} + 1}.$$

Домножив числитель и знаменатель последнего выражения на степень $e^{-j\frac{\omega T_0}{2}}$, получим:

$$v = \frac{e^{j\frac{\omega T_0}{2}} - e^{-j\frac{\omega T_0}{2}}}{e^{j\frac{\omega T_0}{2}} + e^{-j\frac{\omega T_0}{2}}},$$

После преобразований с применением формулы Эйлера можно записать, что

$$v = j \operatorname{tg} \frac{\omega T_0}{2} = j \bar{\omega}_v,$$

где $\bar{\omega}_v = \operatorname{tg} \frac{\omega T_0}{2}$ – *относительная псевдочастота*;

Удобнее использовать *абсолютную псевдочастоту*

$$\omega_v = \frac{2}{T_0} \bar{\omega}_v$$

которая имеет размерность с^{-1} .

При малых частотах

$$\operatorname{tg} \frac{\omega T_0}{2} \cong \frac{\omega T_0}{2}$$

и абсолютная псевдочастота

$$\omega_v \cong \omega.$$

При изменении частоты ω в пределах от $-\pi T_0$ до πT_0 псевдо частота ω_v изменяется от $-\infty$ до $+\infty$.

Таким образом, для построения логарифмических частотных характеристик необходимо в дискретной передаточной функции разомкнутой ЦСУ $W(z)$ сделать подстановку (4.9), получить

$$W\left(\frac{1+v}{1-v}\right)$$

и перейти к псевдо частоте ω_v :

$$W\left(\frac{1+v}{1-v}\right)_{v=j\frac{T_0}{2}\omega_v} = W(j\omega_v).$$

4.4. ПРИМЕРЫ ПРОГРАММНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ РЕГУЛЯТОРА СКОРОСТИ И МОДЕЛИРОВАНИЯ КОНТУРА СКОРОСТИ

Пример 4.1 ($T_M < 4T_\Sigma$). Провести дискретную аппроксимацию передаточной функции регулятора скорости и получить векторно-матричные уравнения цифрового регулятора. Для расчёта использовать данные, рассчитанные в примере 2.2б. Принять период квантования $T_0 = 0,001$ с.

Решение. Поскольку, $4T_\Sigma$ больше, чем T_M , то передаточную функцию регулятора скорости представим в виде:

$$\begin{aligned} W_{pc}(s) &= \frac{T_{pc1}T_{pc2}s^2 + T_{pc1}s + 1}{2K_{тп}K_{дв}K_{ос}T_\Sigma s(T_{pc3}s + 1)} = \\ &= \frac{0,059 \cdot 0,04s^2 + 0,059s + 1}{2 \cdot 22 \cdot 0,863 \cdot 0,064 \cdot 0,016s(0,004s + 1)} = \\ &= \frac{0,00236s^2 + 0,059s + 1}{0,000155s^2 + 0,0389s}, \end{aligned}$$

где $T_{pc1} = T_M = 0,059$ с, $T_{pc2} = T_\Sigma = 0,04$ с, $T_{pc3} = \frac{T_{pc2}}{N} = \frac{0,04}{10} = 0,004$ с,
 $T_\Sigma = T_{тп} + T_\phi + T_{pc3} = 0,004 + 0,008 + 0,004 = 0,016$ с.

Для определения передаточной функции цифрового регулятора скорости $W_{pc}(z)$ с применением формулы трапеций (4.3) составим программу:

```
num = [0.00236 0.059 1];
den = [0.000155 0.0389 0];
fs = 1000;
[numd, dend] = bilinear(num, den, fs)
numd =
    13.6988 -27.0536 13.3606
dend =
    1.0000 -1.7770 0.7770
```

В приведенной программе частота дискретизации:

$$f_s = \frac{1}{T_0} = \frac{1}{0,001} = 1000 \text{ Гц.}$$

В результате выполнения программы получаем передаточную функцию цифрового регулятора скорости:

$$W_{pc}(z) = \frac{B(z)}{D(z)} = \frac{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{d_2 z^2 + d_1 z + d_0} = \frac{13,6988z^2 - 27,0563z + 13,3606}{z^2 - 1,7770z + 0,7770}.$$

Для получения уравнений состояния цифрового регулятора скорости применим метод непосредственного программирования. Структурная схема представлена на рис. 4.6.

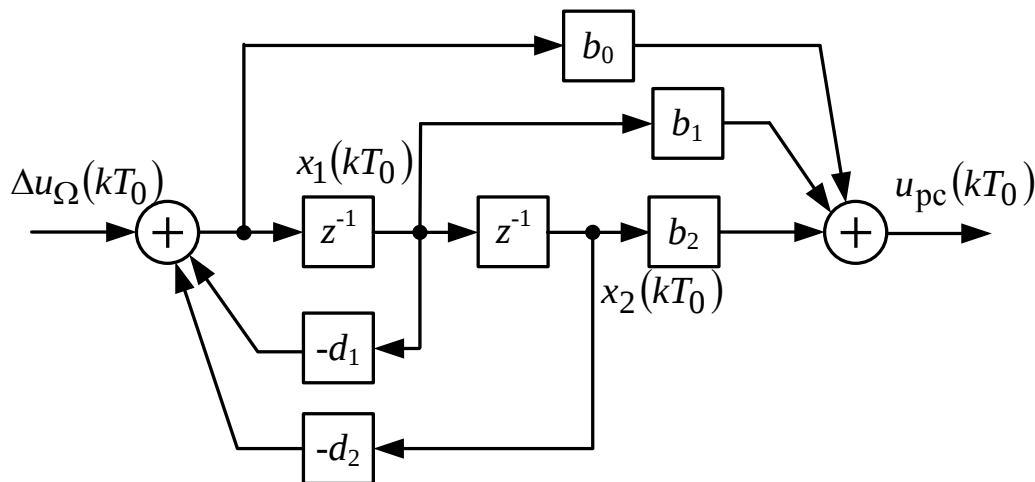


Рис. 4.6. Структурная схема непосредственного программирования

По схеме программирования находим уравнения состояния и выхода системы¹.

Уравнения состояния:

$$\begin{aligned}x_1[(k+1)T_0] &= -d_1x_1(kT_0) - d_2x_2(kT_0) + \Delta u_\Omega(kT_0); \\x_2[(k+1)T_0] &= x_1(kT_0).\end{aligned}$$

Уравнение выхода

$$u_{pc}(kT_0) = (-d_1b_0 + b_1)x_1(kT_0) + (-d_2b_0 + b_2)x_2(kT_0) + b_0\Delta u_\Omega(kT_0).$$

Векторно-матричная форма уравнений цифрового регулятора скорости:

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} x_1[(k+1)T_0] \\ x_2[(k+1)T_0] \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -d_1 & -d_2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(kT_0) \\ x_2(kT_0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta u_\Omega(kT_0); \\ u_{pc}(kT_0) &= \begin{bmatrix} -d_1b_0 + b_1 & -d_2b_0 + b_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(kT_0) \\ x_2(kT_0) \end{bmatrix} + b_0\Delta u_\Omega(kT_0).\end{aligned}$$

Коэффициенты матриц векторно-матричной формы записи уравнений цифрового регулятора скорости получим с применением программы:

```
num = [13.6988 -27.0536 13.3606];
```

```
den = [1.0000 -1.7770 0.7770];
```

```
[A, B, C, D] = tf2ss(num, den)
```

```
A =
```

```
1.7770 -0.7770
```

```
1.0000 0
```

```
B =
```

```
1
```

```
0
```

```
C =
```

```
-2.7108 2.7166
```

```
D =
```

```
13.6988
```

¹ Отличие схемы программирования на рис. 4.6 от рис. 4.2, и уравнений цифрового регулятора от выражений (4.8) – (4.12) обусловлено особенностями вычисления коэффициентов матриц в среде MatLab.

$$A = \begin{bmatrix} 1,7770 & -0,7770 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}; C = [-2,7108 \quad 2,7166]; D = [13,6988].$$

Пример 4.2. Составить ССДМ КС с цифровым регулятором скорости. Получить графики зависимостей угловой скорости по сигналу задания и моменту сопротивления. Построить логарифмические псевдочастотные характеристики (ЛПЧХ). Провести анализ результатов моделирования. Записать рабочую программу цифрового регулятора скорости в среде программирования CoDeSys. Коэффициент передачи АЦП $K_{vz2} = 1$.

Решение. Для моделирования построим ССДМ КС с цифровым регулятором скорости в системе Simulink (рис. 4.7).

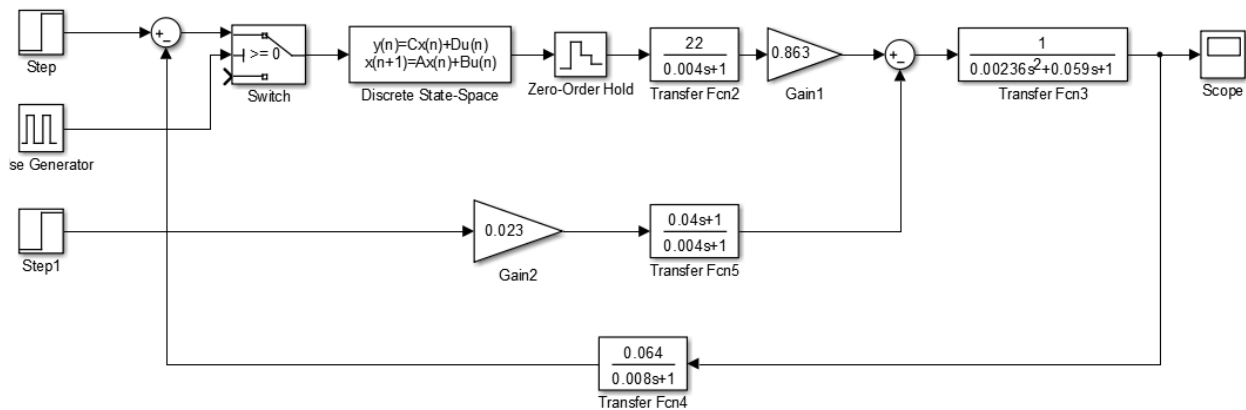


Рис. 4.7. Структурная схема динамической модели контура скорости с цифровым регулятором скорости

Цифровой регулятор скорости реализован блоком Discrete State-Space, расположенным в библиотеке блоков Discrete. Диалоговое окно блока представлено на рис. 4.8.

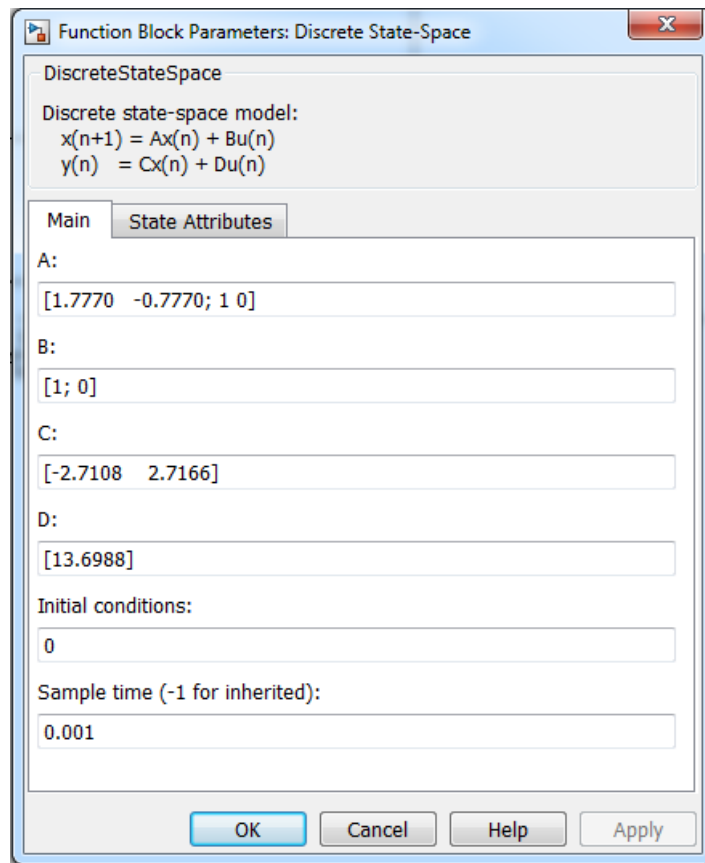


Рис. 4.8. Диалоговое окно блока Discrete State-Space

Блок Zero-Order Hold представляет собой экстраполятор нулевого порядка, восстанавливающий непрерывный сигнал u_{pc} с выхода цифрового регулятора скорости. Блок Switch реализует модель квантователя, преобразующего непрерывный сигнал рассогласования Δu_{Ω} в дискретный. Блок Pulse Generator формирует последовательность единичных импульсов с периодом следования T_0 .

Для задания параметров блока Zero-Order Hold необходимо в строке Sample time установить период квантования T_0 (рис. 4.9).

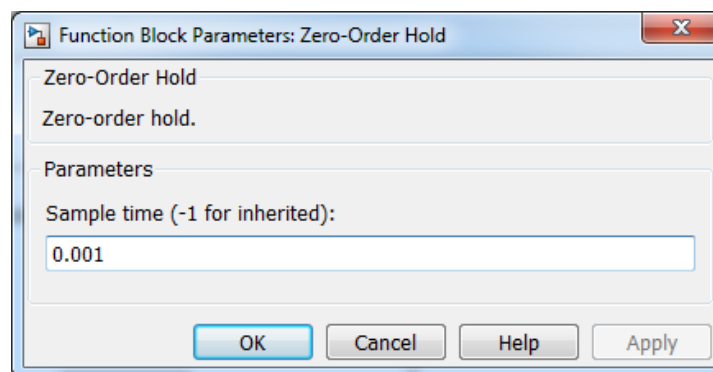


Рис. 4.9. Диалоговое окно блока Zero-Order Hold

Для задания параметров блока Pulse Generator необходимо в строке Period установить период квантования T_0 (рис. 4.10).

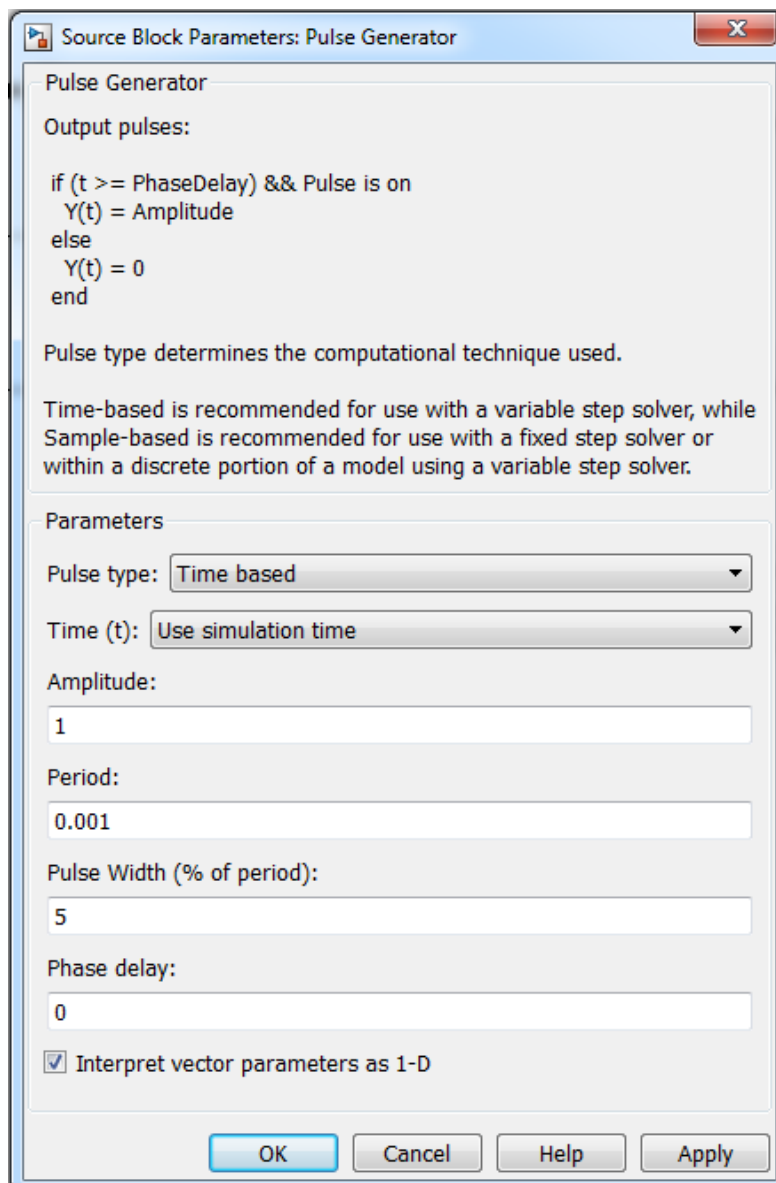


Рис. 4.10. Диалоговое окно блока Pulse Generator

Для получения графика в блоке Step задаём входное воздействие $u_{цр} = 10 \text{ В}$, а в блоке Step1 значение момента сопротивления $M_c = 0$. На рис. 4.11 изображена зависимость скорости вращения скорректированного контура скорости по сигналу задания. Время моделирования составляет 0,5 с.

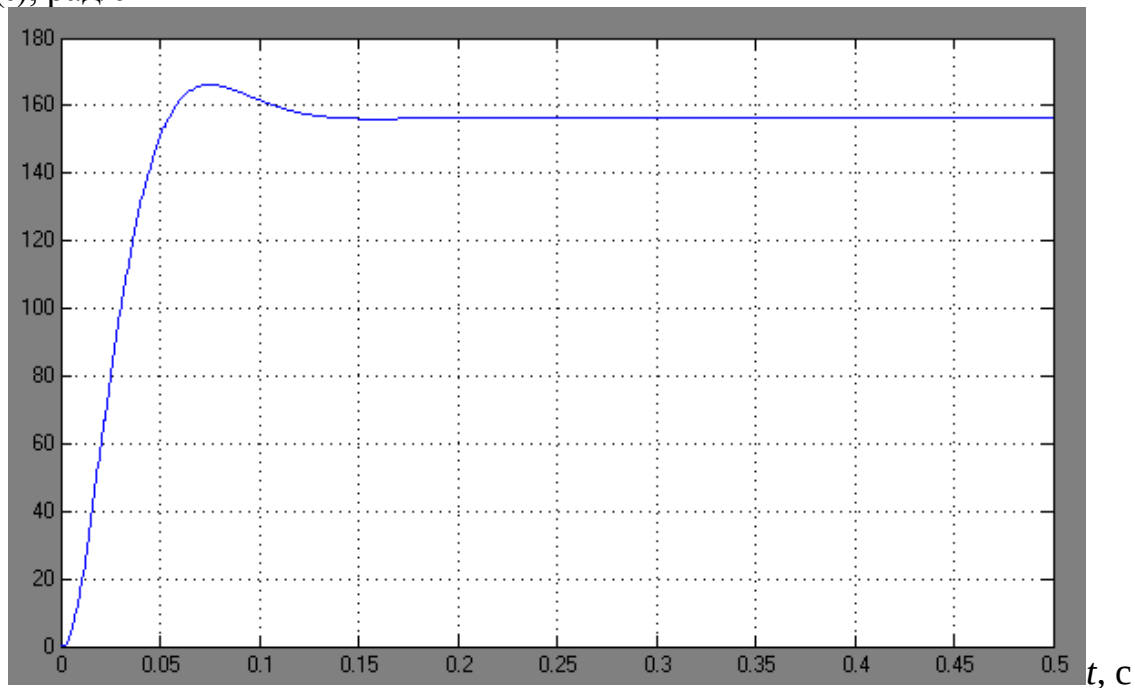
$\Omega(t)$, рад/с


Рис. 4.11. График зависимости угловой скорости от времени скорректированного контура скорости по сигналу задания

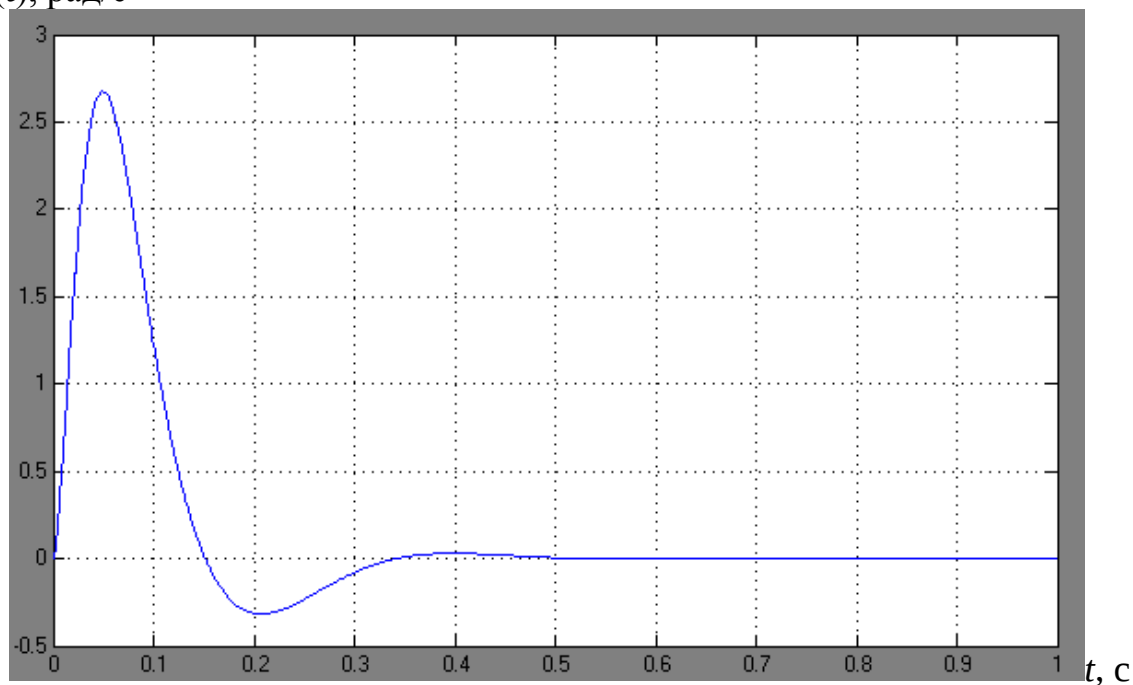
 $\Omega(t)$, рад/с


Рис. 4.12. График зависимости угловой скорости от времени скорректированного контура скорости по моменту сопротивления

Для построения графика зависимости угловой скорости от времени скорректированного контура скорости по моменту сопротивления нагрузки

M_c^0 устанавливаем в блоке Step входное воздействие $u_{цр} = 0$, а в блоке Step 1 момент сопротивления $M_c^0 = -250 \text{ Н} \cdot \text{м}$. Результаты моделирования представлены на рис. 4.12.

Переходим к анализу полученных графиков. По характеристике на рис. 4.11 определяем максимальное значение угловой скорости вращения ЭД $\Omega_{\max} = 166 \text{ рад/с}$ и установившееся значение $\Omega_{\text{уст}} = 157 \text{ рад/с}$. По этим данным рассчитываем перерегулирование:

$$\sigma = \frac{\Omega_{\max} - \Omega_{\text{уст}}}{\Omega_{\text{уст}}} \cdot 100\% = \frac{166 - 157}{157} \cdot 100\% = 5,7\%.$$

Время нарастания $t_H^{\text{КС}}$ составляет:

$$t_H^{\text{КС}} = 0,055 \text{ с}.$$

Проверяем соответствия требованиям настройки на ОМ:

$$t_H^{\text{КС}} \cong 4,7T_{\Sigma} = 4,7 \cdot 0,016 = 0,075 \text{ с}.$$

Из анализа графика на рис. 4.12 следует, что при воздействии неизменного по величине момента сопротивления M_c^0 моментная составляющая ошибки $\Delta\Omega_M$ примерно через 0,5 с становится равной нулю. Это говорит о том, что искусственная механическая характеристика стала абсолютно жёсткой. Увеличение точности обусловлено наличием в структуре регулятора скорости интегральной составляющей.

Для построения ЛПЧХ определим передаточную функцию разомкнутого контура скорости $W_{\text{КС}}(s)$ в соответствии с программой:

```
num1 = [0.00236 0.059 1];
den1 = [0.000155 0.0389 0];
sys1 = tf(num1, den1);
num2 = [22];
den2 = [0.004 1];
sys2 = tf(num2, den2);
num3 = [0.863];
den3 = [0.00236 0.059 1];
sys3 = tf(num3, den3);
```

```
num4 = [0.064];
den4 = [0.008 1];
sys4 = tf(num4, den4);
sys5 = sys1*sys2*sys3*sys4
sys5 =
```

$$0.002868 s^2 + 0.07169 s + 1.215$$

$$\frac{1.171e-11 s^6 + 7.62e-09 s^5 + 1.656e-06 s^4 + 0.0001316 s^3 + 0.002917 s^2 + 0.0389 s}{s^2 + 0.0389 s}$$

Переходим к переменной z и определяем передаточную функцию разомкнутого контура скорости $W_{kc}(z)$:

```
num = [0.002868 0.07169 1.215];
den = [1.171e-11 7.62e-09 1.656e-06 0.0001316 0.002917 0.0389 0];
fs = 1000;
[numd, dend] = bilinear(num, den, fs)

numd =
    1.0e-04 *
    0.113794412337498  0.230445490219111 -0.105176807885243
-0.449273886999890   -0.119222096426341    0.219209259388897
0.110985354633275

dend =
    1.0000000000000000 -5.412175658119320 12.177351665884430
-14.579027775916543    9.794918887321495   -3.501280381059882
0.520213261889818
```

Ниже приведена программа построения ЛПЧХ с использованием v -преобразования (4.9) в форме:

$$a = \frac{1+b}{1-b}.$$

```
syms a b;
a = (1+b)/(1-b);
simplify(((0.113794412337498*a^6+0.230445490219111*a^5-
0.105176807885243*a^4-0.449273886999890*a^3-
0.119222096426341*a^2+0.219209259388897*a+0.110985354633275)*1.0e-
04)/(1.0000000000000000*a^6-
```

5.412175658119320*a^5+12.177351665884430*a^4-
14.579027775916543*a^3+9.794918887321495*a^2-
3.501280381059882*a+0.520213261889818))

ans =

(1840027*b^6 - 479978*b^5 - 5999915*b^4 - 2879852*b^3 +
+259125983100239917*b^2 + 3238623038240070*b +
+27444045040019)/(40000*(423202965422690413*b^6
+137694560056400434*b^5 + 14962086053372643*b^4
+594508008642556*b^3 + 6588829259875*b^2 + 43933057586*b - 19))

По полученной дискретной передаточной функции разомкнутого контура скорости

$$W_{\text{кк}}(b) = \frac{1840027b^6 - 479978b^5 - 5999915b^4 - 2879852b^3 + 259125983100239917b^2 + 3238623038240070b + 27444045040019}{40000(423202965422690413b^6 + 137694560056400434b^5 + 14962086053372643b^4 + 594508008642556b^3 + 6588829259875b^2 + 43933057586b - 19)}$$

переходим к построению ЛПЧХ в соответствии с программой:

```
num=[1840027 -479978 -5999915 -2879852 259125983100239917  
3238623038240070 27444045040019];
```

```
den=[40000*423202965422690413 40000*137694560056400434  
40000*14962086053372643 40000*594508008642556 40000*6588829259875  
40000*43933057586 -40000*19];
```

```
bode(num, den)
```

Результаты моделирования представлены на рис. 4.13.

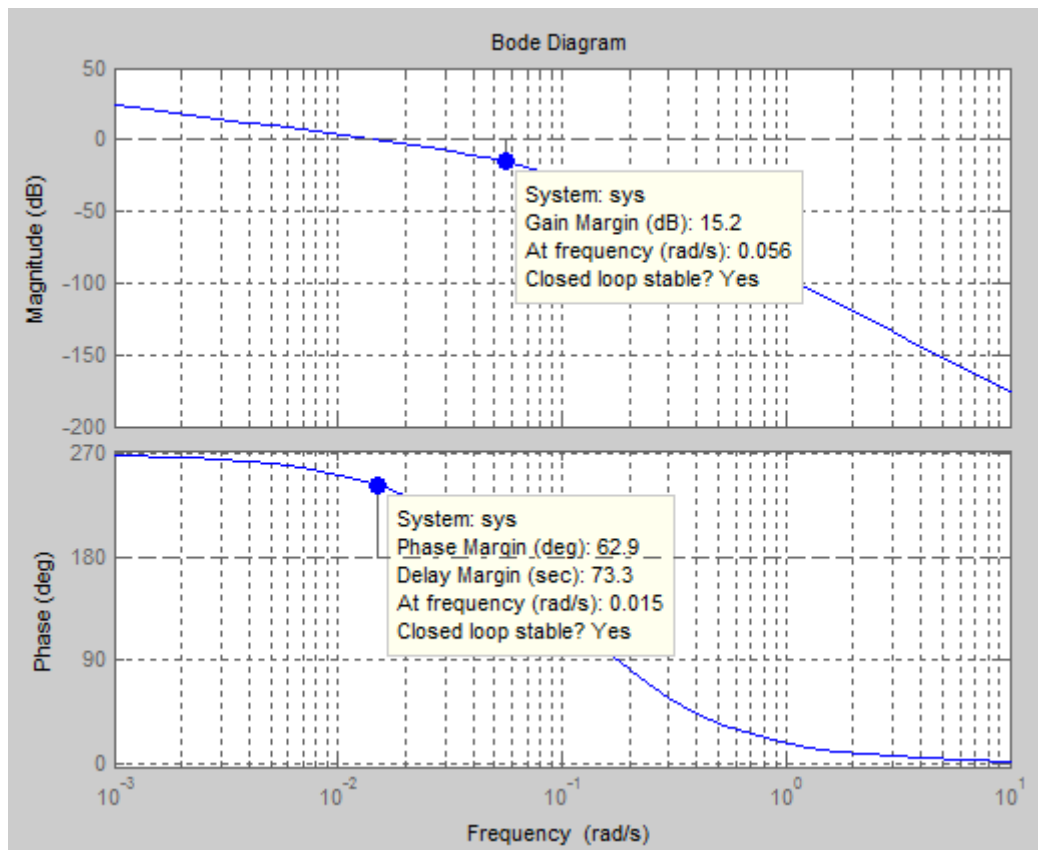


Рис. 4.13. Логарифмические псевдочастотные характеристики

В передаточной функции разомкнутого контура скорости $W_{\text{кc}}(b)$, полученной в результате v -преобразования в числителе и знаменателе имеются коэффициенты с отрицательными знаками. Поскольку после v -преобразования дискретную систему можно рассматривать как линейную непрерывную, то, в соответствии с критерием Гурвица, можно сделать вывод о том, что она является неминимально-фазовой, т.е., имеет положительные нули и полюсы.

У таких систем ЛАЧХ не отличается от ЛАЧХ минимально фазовых систем, поскольку модуль комплексного числа не зависит от знака действительной или мнимой части. При этом график в полярных координатах не изменится в результате поворота на 360° или -360° . ЛФЧХ на рис. 4.13 смещена вверх на 360° по сравнению с ЛФЧХ минимально-фазового контура скорости $W_{\text{кc}}(s)$ (рис. 3.12).

Рассмотрим более наглядно определение запасов устойчивости с помощью амплитудно-фазовой частотной характеристики (АФЧХ) с применением программы:

```
num = [1840027    -479978   -5999915   -2879852   259125983100239917  
3238623038240070 27444045040019];
```

```
den = [40000*423202965422690413      40000*137694560056400434
40000*14962086053372643 40000*594508008642556 40000*6588829259875
40000*43933057586 -40000*19];
nyquist(num, den)
```

Результаты моделирования представлены на рис. 4.14.

Запас устойчивости по фазе определяется на частоте среза ω_c , которая соответствует точке пересечения АФЧХ с окружностью единичного радиуса. Запас устойчивости больше нуля и определяется по формуле

$$\theta_3 = 180^\circ - |\theta(\omega_c)|.$$

В нашем примере $\omega_c = 0,015$ рад/с (At frequency) (см. рис. 4.14), а запас устойчивости по фазе $\theta_3 = 62,9^\circ$ (Phase Margin).

Запас устойчивости по амплитуде H_3 определяется на отрицательной вещественной полуоси как соотношение:

$$H_3 = \frac{1}{H(\omega_\pi)},$$

где $H(\omega_\pi) = |W(j\omega_\pi)|$.

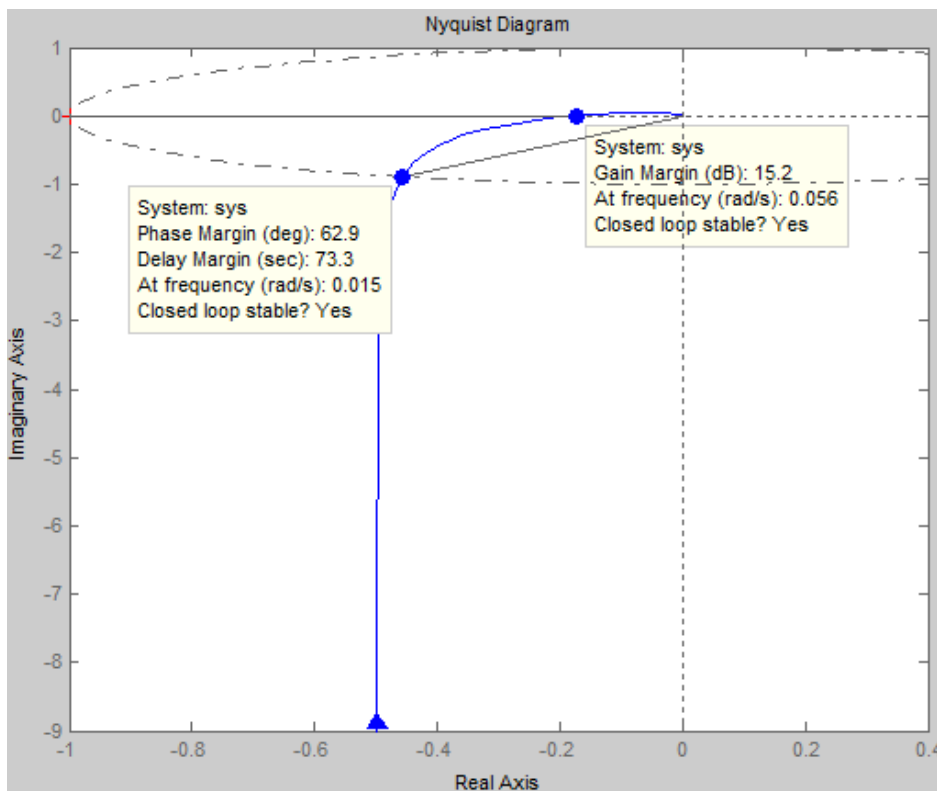


Рис. 4.14. Амплитудно-фазовая псевдочастотная характеристика

Частота ω_π соответствует значению аргумента вектора $W(j\omega)$, равного -180° . В логарифмическом масштабе запас устойчивости по амплитуде запишется в виде:

$$L_3 = 20 \lg H_3 = 20 \lg \frac{1}{H(\omega_\pi)} = -20 \lg H(\omega_\pi).$$

Поскольку $H(\omega_\pi)$ меньше единицы, то запас устойчивости по амплитуде всегда больше нуля. В нашем случае $\omega_\pi = 0,056$ рад/с, $L_3 = 15,2$ дБ (см. рис. 4.16).

Необходимо отметить, что графики псевдочастотных характеристик смещаются на величину $\frac{2}{T_0}$, при этом запасы устойчивости по фазе и амплитуде останутся прежними.

Алгоритм работы цифрового регулятора скорости в виде полученных разностных уравнений реализуем на промышленном контроллере типа ПЛК154 производства компании Овен с помощью программы в среде CoDeSys, которая позволяет составить, проверить и отладить программу в режиме симуляции без загрузки в цифровой регулятор (контроллер). Ниже приведен листинг программы, реализующей цифровой регулятор положения и окно редактирования в среде программирования CoDeSys (рис. 4.15). Редактор состоит из раздела объявлений (верхняя часть) и раздела кода (нижняя часть).

```
PROGRAM PLC_PRG
```

```
VAR_INPUT
```

```
in:REAL;
```

```
END_VAR
```

```
VAR_OUTPUT
```

```
out:REAL;
```

```
END_VAR
```

```
VAR
```

```
    x1: REAL:=0; x2: REAL:=0; x12: REAL:=0;
```

```
    x22: REAL:=0; Urs: REAL:=0; dU:REAL:=0;
```

```
END_VAR
```

```
Считывание сигнала рассогласования с входа контроллера:
```

```
dU:=in;
```

```
Вычисление уравнений состояния:
```

```
x1:=1.7770*x12-0.7770*x22+dU;
```

```
x2:=x12;
```

Вычисление уравнения выхода:

$Urs = -2.7108 * x_{12} + 2.7166 * x_{22} + 13.6988 * dU;$

Запись сигнала управления на выход контроллера

$out = Urs;$

$x_{12} = x_1;$

$x_{22} = x_2;$

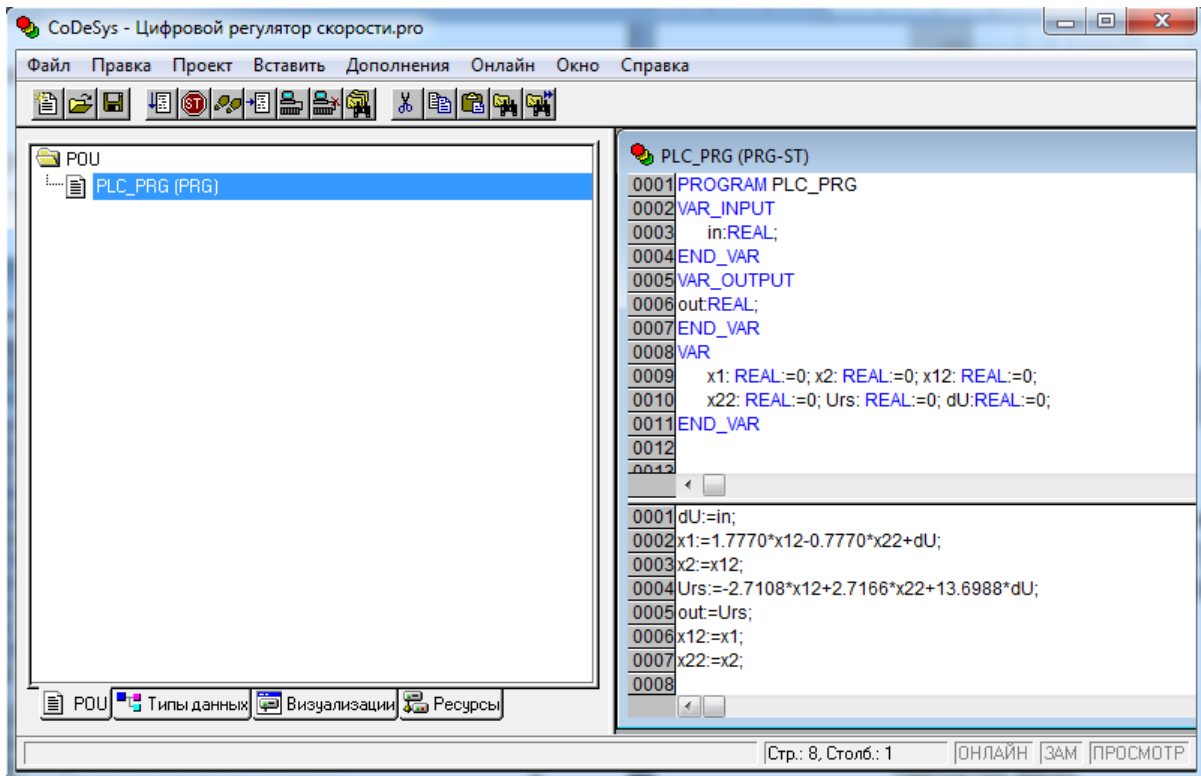


Рис. 4.15. Рабочая программа цифрового регулятора скорости в среде CoDeSys

В начале программы, приведенной на рис. 4.15 описываются используемые переменные и их тип (REAL – переменная с плавающей запятой), затем следует сама программа, где описываются все вычисления.

Расчет начинается со считывания значения сигнала рассогласования с входа регулятора (функция $dU := in$). Затем производится расчет новых значений уравнений состояния и выхода. Полученное значение выходного сигнала (Urs) подается на аналоговый выход регулятора (функция $out := Urs$) для дальнейшего использования в системе управления. Программа работает в циклическом режиме и постоянно отслеживает состояние системы, сводя к минимуму значение сигнала рассогласования.

Проверка рабочей программы цифрового регулятора скорости проведена с помощью моделирования, результаты которого представлены на рис. 4.16.

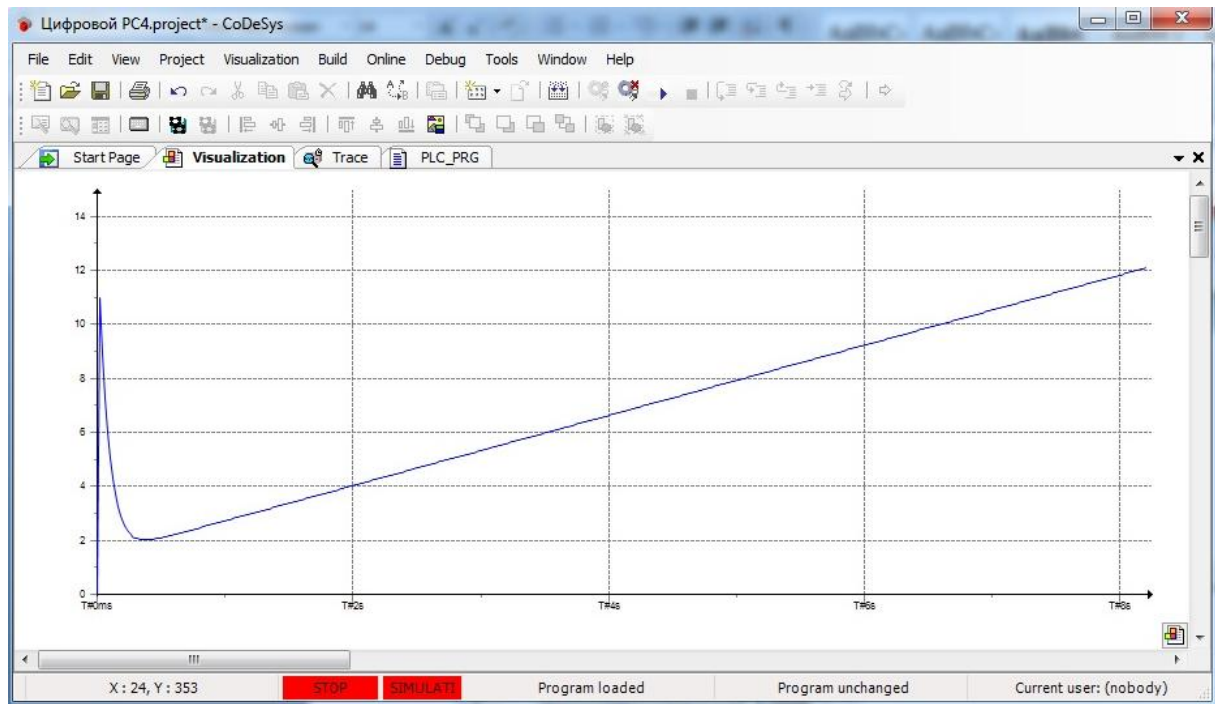


Рис. 4.16. Переходная характеристика цифрового регулятора скорости в среде CoDeSys

Реакция цифрового регулятора скорости на единичный скачок представляет собой сумму дельта-функции Дирака, полученной при дифференцировании единичного скачка в момент времени $t = 0$ (нуль, близкий к окружности единичного радиуса), постоянной составляющей и прямой линии, соответствующей операции интегрирования (полюс на окружности единичного радиуса). Полученные результаты подтверждают правильность синтеза ПИД-регулятора

Отчётные материалы

1. Структурная схема непосредственного программирования цифрового регулятора скорости.
2. Векторно-матричные уравнения цифрового регулятора скорости.
3. Структурная схема динамической модели контура скорости с цифровым регулятором скорости.
4. Графики зависимостей угловой скорости от времени скорректированного контура скорости сигналу задания и моменту сопротивления и их анализ.
5. Z-преобразование и v-преобразование передаточной функции разомкнутого контура скорости с применением MatLab.
6. Логарифмические псевдочастотные характеристики и их анализ.
7. Рабочая программа цифрового регулятора скорости в среде CoDeSys.

Контрольные вопросы

1. Записать и пояснить уравнения состояния непрерывных систем управления.
2. Записать и пояснить уравнения состояния цифровых систем управления.
3. Изобразить векторную структурную схему динамической модели системы в переменных состояния.
4. Объяснить метод непосредственного программирования цифровых регуляторов.
5. Объяснить метод последовательного программирования цифровых регуляторов.
6. Объяснить метод параллельного программирования цифровых регуляторов.
7. Показать методику получения векторно-матричных уравнений состояния цифровых регуляторов.
8. Пояснить частотные методы анализа и синтеза применительно к цифровым системам управления.
9. Изложить порядок исследования цифровых систем управления в системе Simulink.
10. Объяснить результаты моделирования цифровых систем управления во временной и частотной областях в системе MatLab.

ЧАСТЬ 5. СИНТЕЗ АНАЛОГОВОГО РЕГУЛЯТОРА ПОЛОЖЕНИЯ (ГРАФОАНАЛИТИЧЕСКИЙ МЕТОД)

5.1. ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ СИНТЕЗА РЕГУЛЯТОРА ПОЛОЖЕНИЯ

Для синтеза регулятора положения (РП) применяют различные методы. Одним из них является синтез с применением ЛЧХ на основе критерия динамической точности системы при воспроизведении задающего гармонического воздействия [2, 7]. Этот метод получил широкое применение при решении задач проектирования благодаря высокой степени наглядности и удобству интерпретации результатов вычислений.

Для обеспечения точности воспроизведения задающего гармонического воздействия:

$$\alpha_3 = \alpha_{3\max} \sin(\omega_3 t) \quad (5.1)$$

необходимо, чтобы низкочастотная асимптота желаемой ЛЧХ проходила не ниже контрольной точки A_K (рис. 5.1). Ордината $L(\omega_3)$ контрольной точки на известной частоте ω_3 задающего воздействия будет зависеть от ошибки:

$$\Delta\alpha(s) = \frac{1}{1+W(s)} \cdot \alpha_3(s), \quad (5.2)$$

где $W(s)$ – передаточная функция скорректированного ЭП.

При гармоническом входном сигнале (5.1) максимальная ошибка определится из (5.2):

$$\Delta\alpha_{\max} = \left| \frac{1}{1+W(j\omega_3)} \right| \alpha_{3\max}.$$

В зоне рабочих частот $W(j\omega_3) \gg 1$ и

$$\Delta\alpha_{\max} = \left| \frac{1}{W(j\omega_3)} \right| \alpha_{3\max},$$

откуда находим

$$L(\omega_3) = 20 \lg |W(j\omega_3)| = 20 \lg \left(\frac{\alpha_{3\max}}{\Delta\alpha_{\max}} \right). \quad (5.3)$$

Выражение (5.3) может быть преобразовано, если заданы максимальные значения угловой скорости $\Omega_{\max}$ и углового ускорения $\varepsilon_{\max}$.

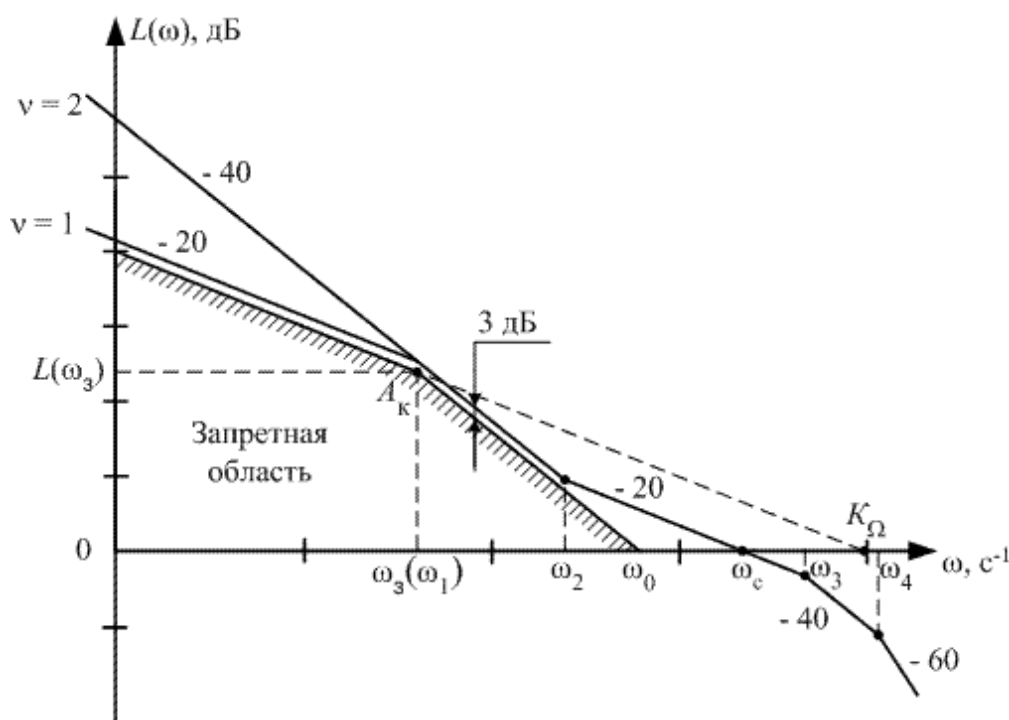


Рис. 5.1. Запретная область для астатических систем

При воспроизведении задающего воздействия (5.1) изменение угловой скорости и ускорения исполнительного вала ЭП определится через соответствующие производные:

$$\begin{aligned}\dot{\alpha} &= \omega_3 \alpha_{3 \max} \cos(\omega_3 t) = \Omega_{\max} \cos(\omega_3 t); \\ \ddot{\alpha} &= -\omega_3^2 \alpha_{3 \max} \sin(\omega_3 t) = -\varepsilon_{\max} \sin(\omega_3 t).\end{aligned}$$

Тогда координаты контрольной точки A_K вычисляются по формулам:

$$\begin{aligned}\omega_3 &= \frac{\varepsilon_{\max}}{\Omega_{\max}}; \\ L(\omega_K) &= 20 \lg \left(\frac{\Omega_{\max}^2}{\varepsilon_{\max} \Delta \alpha_{\max}} \right).\end{aligned}$$

Линии, образующие «запретную область» (рис. 5.1) получаются следующим образом. Если зафиксировать значение $\Omega_{\max}$, а амплитуду углового ускорения $\varepsilon_{\max}$ уменьшать, то контрольная точка A_K будет перемещаться влево от частоты ω_3 по прямой с наклоном -20 Дб/дек. Если теперь зафиксировать значение $\varepsilon_{\max}$ и уменьшать амплитуду угловой скорости $\Omega_{\max}$, то контрольная точка A_K будет перемещаться вправо от частоты ω_3 по прямой с наклоном -40 Дб/дек. Точка пересечения этой прямой с осью частот называется *базовой частотой* и вычисляется по формуле:

$$\omega_0 = \sqrt{K_\varepsilon}, \quad (5.4)$$

где $K_\varepsilon = \sqrt{2} \frac{\varepsilon_{\max}}{\Delta \alpha_\varepsilon}$ – коэффициент передачи системы по ускорению;

$\Delta \alpha_\varepsilon$ – максимальное значение ошибки по ускорению.

Точка пересечения прямой с наклоном -20 Дб/дек с осью частот соответствует частоте, равной коэффициенту передачи системы по скорости:

$$K_\Omega = \sqrt{2} \frac{\Omega_{\max}}{\Delta \alpha_\Omega}, \quad (5.5)$$

где $\Delta \alpha_\Omega$ – максимальное значение ошибки по скорости.

Чтобы желаемая ЛАЧХ не попала в запретную область, её располагают на 3 дБ выше этой области (рис. 5.1). Поэтому формулы (5.4) и (5.5) содержат множитель $\sqrt{2}$.

Таким образом, повышение точности обработки задающего воздействия обеспечивается коэффициентом передачи системы, что, в свою очередь, может привести к уменьшению запасов устойчивости и к увеличению числа колебаний переходного процесса. Колебательность системы оценивается *показателем колебательности*, который вычисляется по формуле:

$$M = \left| \frac{\Phi(j\omega)}{\Phi(0)} \right|,$$

где $\Phi(j\omega) = \frac{W(j\omega)}{1+W(j\omega)}$ – передаточная функция замкнутой системы.

В общем случае показатель колебательности должен лежать в пределах $M = 1,1 \div 1,5$. В следящих электроприводах часто, с целью демпфирования процесса слежения, требования к показателю колебательности ограничивают до величины $M = 1,1 \div 1,3$.

Рассмотрим порядок синтеза РП с применением моделирующей программы в следящем ЭП [18].

Сформулируем основные этапы синтеза.

1. Обоснование структуры и расчёт параметров желаемой передаточной функции $W_{\text{ж}}(s)$ ЭП.
2. Определение динамической модели неизменяемой части ЭП и преобразование передаточной функции $W_{\text{н}}(s)$ для моделирования.
3. Составление алгоритма структурных преобразований по формуле:

$$W_{\text{рп}}(s) = W_{\text{ж}}(s) / W_{\text{н}}(s)$$

и построение ЛАЧХ РП.

4. Определение по ЛАЧХ структуры РП и расчёт параметров передаточной функции РП.

5. Моделирование ССДМ ЭП с синтезированным РП и проверка соответствия полученных результатов техническим требованиям задания.

На первом этапе, при формировании желаемой передаточной функции $W_{\text{ж}}(s)$ необходимо исходить из требований к точностным характеристикам и динамическим показателям ЭП, которые сформулированы в техническом задании.

При разработке следящего ЭП с астатизмом второго порядка ($\nu = 2$) рассчитывается желаемая передаточная функция:

$$W_{\text{ж}}(s) = \frac{K_{\text{э}}(T_{1\text{ж}}s + 1)}{s^2(T_{2\text{ж}}s + 1)}. \quad (5.6)$$

Низкочастотный участок желаемой ЛАХ $L_{\text{ж}}(\omega)$ пройдёт через контрольную точку $A_{\text{к}}$ с наклоном -40 Дб/дек и пересечёт ось частот на базовой частоте ω_0 (рис. 5.1). Протяжённость среднечастотного участка желаемой ЛАХ зависит от постоянных времени $T_{1\text{ж}}$ и $T_{2\text{ж}}$, которые рассчитываются по формулам:

$$T_{1\text{ж}} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \sqrt{\frac{M}{M-1}}; \quad T_{2\text{ж}} = \frac{\sqrt{M(M-1)}}{\omega_0(M+1)}. \quad (5.7)$$

При разработке следящего ЭП с астатизмом первого порядка ($\nu = 1$) рассчитывается желаемая передаточная функция

$$W_{\text{ж}}(s) = \frac{K_{\Omega}(T_{2\text{ж}}s + 1)}{s(T_{1\text{ж}}s + 1)(T_{3\text{ж}}s + 1)}. \quad (5.8)$$

Первый участок желаемой ЛАХ $L_{\text{ж}}(\omega)$, соответствующий передаточной функции (5.8) будет иметь наклон -20 Дб/дек (рис. 5.1). Поэтому на частоте $1/T_{1\text{ж}}$ график $L_{\text{ж}}(\omega)$ системы с астатизмом первого порядка будет иметь излом, который желательно иметь в контрольной точке $A_{\text{к}}$. Для того чтобы система с передаточной функцией (5.8) имела максимальный запас по фазе, необходимо, чтобы соответствующая частота $\omega_{\text{м}}$ значительно превышала первую частоту сопряжения желаемой ЛАХ, то есть:

$$\omega_{\text{м}} \gg 1/T_{1\text{ж}}. \quad (5.9)$$

Частота, соответствующая максимальному запасу по фазе, зависит от протяжённости среднечастотного участка желаемой ЛАХ h и рассчитывается по формуле:

$$\omega_{\text{м}} = \frac{1}{T_{3\text{ж}} \cdot \sqrt{h}}, \quad \text{где } h = \frac{M+1}{M-1}.$$

Если условие (5.9) выполняется, то расчёт постоянных времени $T_{2\text{ж}}$ и $T_{3\text{ж}}$ в выражении (5.8) производится по формулам:

$$T_{2\text{ж}} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \sqrt{\frac{M}{M-1}}; \quad T_{3\text{ж}} = \frac{\sqrt{M(M-1)}}{\omega_0(M+1)}. \quad (5.10)$$

На втором этапе необходимо получить динамическую модель неизменяемой части ЭП в виде, удобном для моделирования. Неизменяемая часть ЭП представляет собой произведение передаточных

функций: замкнутого контура скорости $\Phi_{\text{кc}}(s)$, редуктора $1/s$ и датчика положения $K_{\text{дп}}$.

Передаточная функция замкнутого контура скорости в соответствии с рис. 3.8 определяется с помощью выражения:

$$\Phi_{\text{кc}}(s) = \frac{W(s)}{[1 + W(s)]W_{\text{oc}}(s)}, \quad (5.11)$$

где

$$W(s) = \frac{K_{\text{pc}}(T_{\text{pc1}}s + 1)(T_{\text{pc2}}s + 1)}{T_{\text{pc1}}s(T_{\text{pc3}}s + 1)} \frac{K_{\text{тп}}}{T_{\text{тп}}s + 1} \frac{K_{\text{дв}}}{T_{\text{м}}T_{\text{э}}s^2 + T_{\text{м}}s + 1} \frac{K_{\text{oc}}}{T_{\text{ф}}s + 1};$$

$$W_{\text{oc}}(s) = \frac{K_{\text{oc}}}{T_{\text{ф}}s + 1}.$$

Содержание третьего этапа зависит от того, какое решение принято о структуре желаемой передаточной функции $W_{\text{ж}}(s)$.

На четвёртом этапе составляется алгоритм структурных преобразований согласно формуле

$$W_{\text{рп}}(s) = \frac{W_{\text{ж}}(s)}{W_{\text{н}}(s)} \quad (5.12)$$

и определяются ЛАЧХ регулятора положения. На этом этапе производится аппроксимация асимптотами полученных ЛАЧХ, определяется структура и рассчитываются параметры регулятора положения.

На последнем этапе исследуется полная динамическая модель синтезированного ЭП при различных типовых воздействиях с целью подтверждения правильности расчётов и проверки соответствия полученных результатов техническим требованиям задания.

5.2. ПРИМЕР СИНТЕЗА РЕГУЛЯТОРА ПОЛОЖЕНИЯ В СИСТЕМЕ С АСТАТИЗМОМ ВТОРОГО ПОРЯДКА

Пример 5.1. Синтезировать регулятор положения с применением ЛЧХ на основе критерия динамической точности системы. Для расчётов принять следующие параметры:

- максимальная угловая скорость нагрузки $\Omega_{\text{max}} = 65$ град/с;
- максимальное угловое ускорение нагрузки $\varepsilon_{\text{max}} = 19$ град/с²;
- ошибка по скорости $\Delta\alpha_{\Omega} = 25$ мин;

- ошибка по ускорению $\Delta\alpha_\varepsilon = 50$ мин;
- передаточное число редуктора $i_1 = 69$;
- показатель колебательности $M = 1,1$;
- коэффициент передачи вращающегося трансформатора $K_{\text{вТ}} = 28,5$ В/рад.

Моментную составляющую ошибки определить при отработке квадратично возрастающего момента сопротивления $M_c = \frac{\ddot{M}_c^0 t^2}{2}$ ($\ddot{M}_c^0 = 195 \frac{\text{Н} \cdot \text{м}}{\text{с}^2}$).

Параметры контура скорости принять из примера 3.2.

Решение. 1. Определяем параметры желаемой передаточной функции ЭП (5.6). Коэффициент передачи по ускорению будет равен:

$$K_\varepsilon = \sqrt{2} \frac{\varepsilon_{\max}}{\Delta\alpha_\varepsilon} = \sqrt{2} \frac{19 \cdot 60}{50} = 32,244 \text{ с}^{-2}.$$

Значение базовой частоты определится по формуле (5.4):

$$\omega_0 = \sqrt{K_\varepsilon} = \sqrt{32,244} = 5,678 \text{ с}^{-1}.$$

По выражениям (5.7) рассчитываем постоянные времени:

$$T_{1\text{ж}} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \sqrt{\frac{M}{M-1}} = \frac{1}{5,678} \cdot \sqrt{\frac{1,1}{1,1-1}} = 0,584 \text{ с};$$

$$T_{2\text{ж}} = \frac{\sqrt{M(M-1)}}{\omega_0(M+1)} = \frac{\sqrt{1,1(1,1-1)}}{5,678(1,1+1)} = 0,0278 \text{ с}.$$

С учётом проведённых расчётов запишем желаемую передаточную функцию ЭП с астатизмом второго порядка:

$$W_{\text{ж}}(s) = \frac{K_\varepsilon (T_{1\text{ж}}s + 1)}{s^2 (T_{2\text{ж}}s + 1)} = \frac{32,244(0,584s + 1)}{s^2 (0,0278s + 1)}. \quad (5.13)$$

Передаточная функция неизменяемой части:

$$W_{\text{н}}(s) = \Phi_{\text{кС}}(s) \frac{K_{\text{дП}}}{is}.$$

Данные для определения передаточной функции $W_H(s)$ примем по примеру 3.2 и составим программу:

```

num1 = [0.0017577 0.12555 1.55];
den1 = [0.0001134 0.063 0];
sys1 = tf(num1, den1);
num2 = [11];
den2 = [0.004 1];
sys2 = tf(num2, den2);
num3 = [0.818];
den3 = [0.001134 0.081 1];
sys3 = tf(num3, den3);
sys4 = sys1*sys2*sys3;
num5 = [0.127];
den5 = [0.012 1];
sys5 = tf(num5, den5);
sys6 = feedback(sys4,sys5);
num7 = [28.5];
den7 = [69 0];
sys7 = tf(num7, den7);
sys8 = sys6*sys7
sys8 =

```

$$\frac{0.005409 s^3 + 0.8371 s^2 + 36.97 s + 397.5}{4.259e-10 s^7 + 4.09e-07 s^6 + 0.0001152 s^5 + 0.01153 s^4 + 0.5681 s^3 + 14.25 s^2 + 122.2 s}$$

В приведенной программе оператор `feedback` осуществляет операцию замыкания отрицательной обратной связи контура скорости согласно уравнения

$$\Delta u_{\Omega} = u_{\text{КС}} - u_{\text{ОС}}.$$

Для определения передаточной функции регулятора положения составляем следующую программу:

```

num1 = [32.244*0.584 32.244];
den1 = [0.0278 1 0 0];
sys1 = tf(num1, den1);
num2 = [0.005409 0.8371 36.97 397.5];
den2 = [4.259e-10 4.09e-07 0.0001152 0.01153 0.5681 14.25 122.2 0];
sys2 = tf(num2, den2);
sys3 = sys1/sys2

```

sys3 =

$$8.02e-09 s^8 + 7.715e-06 s^7 + 0.002182 s^6 + 0.2208 s^5 + 11.07 s^4 + 286.7 s^3 + 2761 s^2 + 3940 s$$

$$0.0001504 s^6 + 0.02868 s^5 + 1.865 s^4 + 48.02 s^3 + 397.5 s^2$$

Составляем программу для определения ЛАЧХ регулятора положения, изображенную на рис. 5.2:

```
num = [8.02e-09 7.715e-06 0.002182 0.2208 11.07 286.7 2761 3940 0];
den = [0.0001504 0.02868 1.865 48.02 397.5 0 0];
bode (num, den)
```

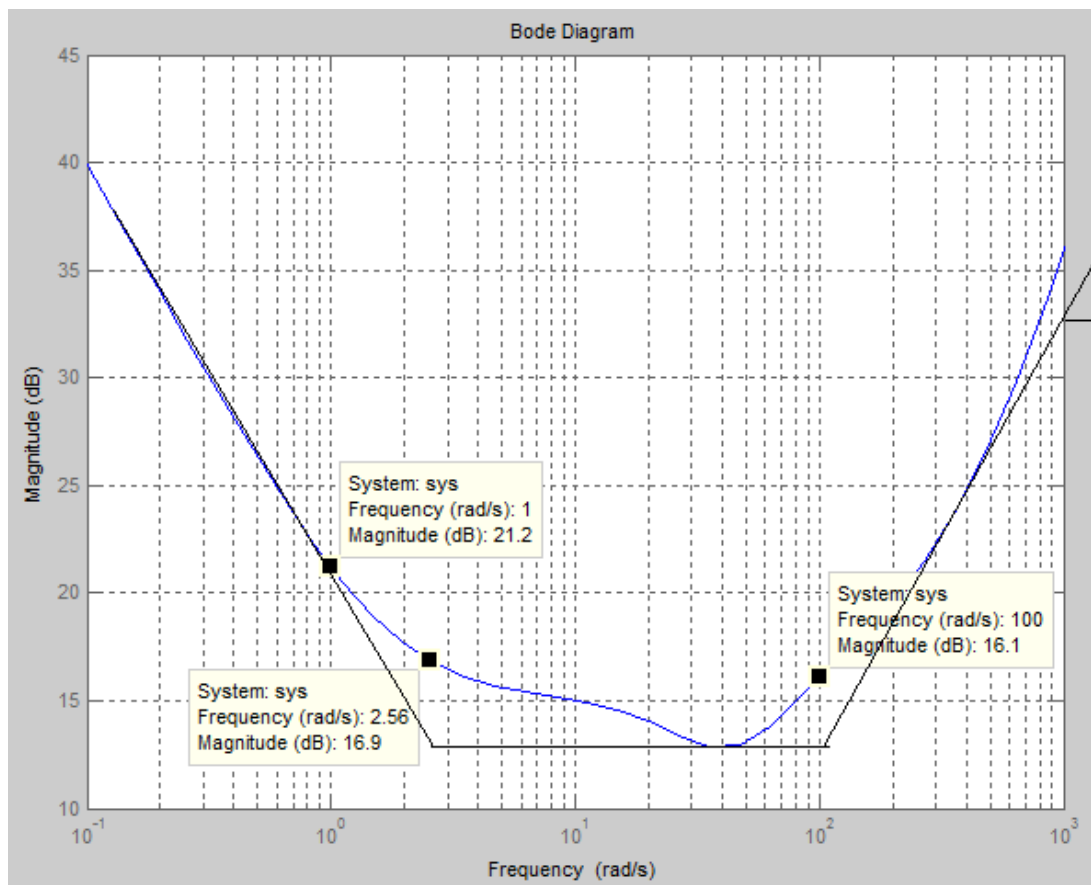


Рис. 5.2. ЛАЧХ регулятора положения

Переходим к анализу полученного графика. Низкочастотный участок ЛАЧХ регулятора положения проходит под наклоном -20 дБ/дек, постепенно изменяя наклон к среднечастотному участку до 0 дБ/дек. Высокочастотный участок полученной ЛАЧХ ($\omega \geq 100 \text{ с}^{-1}$) аппроксимируем двумя асимптотами с наклоном 20 дБ/дек и 0 дБ/дек.

Таким образом, проведённый анализ показывает, что ЛАЧХ следует аппроксимировать четырьмя асимптотами (рис. 5.2) и придать регулятору положения свойства ПИД-регулятора.

Рассчитаем параметры передаточной функции регулятора положения. На частоте $\omega = 1$ находим:

$$20 \lg \left(\frac{K_{\text{рп}}}{T_1} \right) = 21,2 \text{ дБ}, \quad (5.15)$$

откуда $\frac{K_{\text{рп}}}{T_1} = 11,481 \text{ с}^{-1}$.

По графику, представленному на рис. 5.2, определяем частоты сопряжения $\omega_1 = 2,56 \text{ с}^{-1}$; $\omega_2 = 100 \text{ с}^{-1}$; $\omega_3 = 1000 \text{ с}^{-1}$ и рассчитываем постоянные времени:

$$T_1 = \frac{1}{\omega_1} = \frac{1}{2,56} = 0,39 \text{ с}; \quad T_2 = \frac{1}{\omega_2} = \frac{1}{100} = 0,01 \text{ с}; \quad T_3 = \frac{1}{\omega_3} = \frac{1}{1000} = 0,001 \text{ с}.$$

Подставляя значение T_1 в (5.15), получаем коэффициент передачи регулятора положения:

$$K_{\text{рп}} = T_1 \cdot 11,481 = 0,39 \cdot 11,481 = 4,477.$$

С учётом полученных значений передаточная функция синтезированного регулятора положения принимает вид:

$$W_{\text{рп}}(s) = \frac{K_{\text{рп}}(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{T_1 s(T_3 s + 1)} = \frac{4,477(0,39s + 1)(0,01s + 1)}{0,39s(0,001s + 1)}.$$

Для построения динамической модели ЭП представим передаточную функцию РП (ПИД-регулятора) в виде произведения:

$$W_{\text{рп}}(s) = \frac{K_{\text{рп}}(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{T_1 s(T_3 s + 1)} = \left(K_{\text{рп}} + \frac{K_{\text{рп}}/T_1}{s} \right) \left(\frac{T_2 s + 1}{T_3 s + 1} \right).$$

Данная модель ПИД-регулятора чётко показывает все три составляющие алгоритма его работы: пропорциональную $K_{\text{рп}}$, интегральную $\frac{K_{\text{рп}}/T_1}{s}$ и дифференциальную составляющую, представленную в виде форсирующего звена первого порядка $(T_2 s + 1)$. Заметим, что первая составляющая обеспечивает передачу сигнала, пропорциональную

коэффициенту $K_{рп}$. Интегральная составляющая обеспечивает точность работы системы за счёт сведения к нулю установившейся ошибки при отработке линейно возрастающего сигнала $\alpha_z = \Omega_{\max} t$. Дифференциальная составляющая обеспечивает увеличение запасов устойчивости по фазе и амплитуде и требуемую колебательность процесса.

С учётом рассчитанных параметров получаем ССДМ ЭП (рис. 5.5) с аналоговыми контуром положения и контуром скорости, который был синтезирован в примере 3.2. Особенностью схемы, показанной на рис. 5.5, является наличие блоков Ramp, Ramp1, Ramp2, Ramp3, служащих для формирования квадратично возрастающих воздействий $\frac{\varepsilon_{\max} t^2}{2}$ и $\frac{\ddot{M}_c^0 t^2}{2}$ на выходах умножителей Product, Product1.

Блок Ramp (рис. 5.3), реализующий линейно возрастающий сигнал, находится в библиотеке блоков Sources.



Рис. 5.3. Блок Ramp

В диалоговые окна блоков Ramp и Ramp1 (рис. 5.4) вводятся значения 1 и $\frac{\varepsilon_{\max}}{2}$.

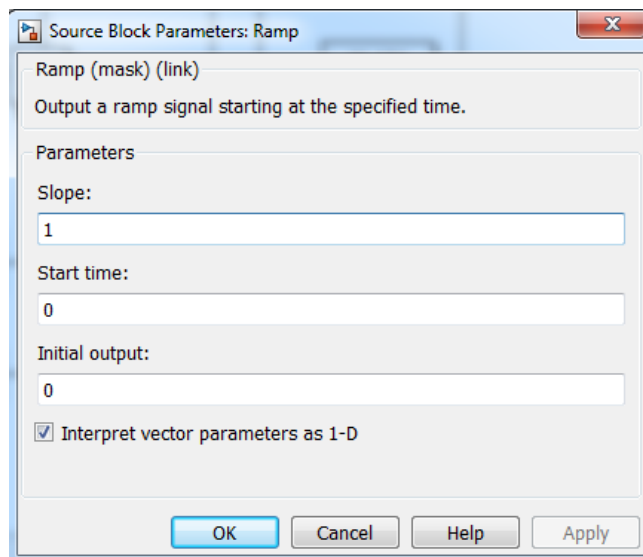


Рис. 5.4. Диалоговое окно блока Ramp

Аналогично, в диалоговые окна блоков Ramp2 и Ramp3 вводятся значения 1 и $\frac{\ddot{M}_c^0}{2}$ соответственно.

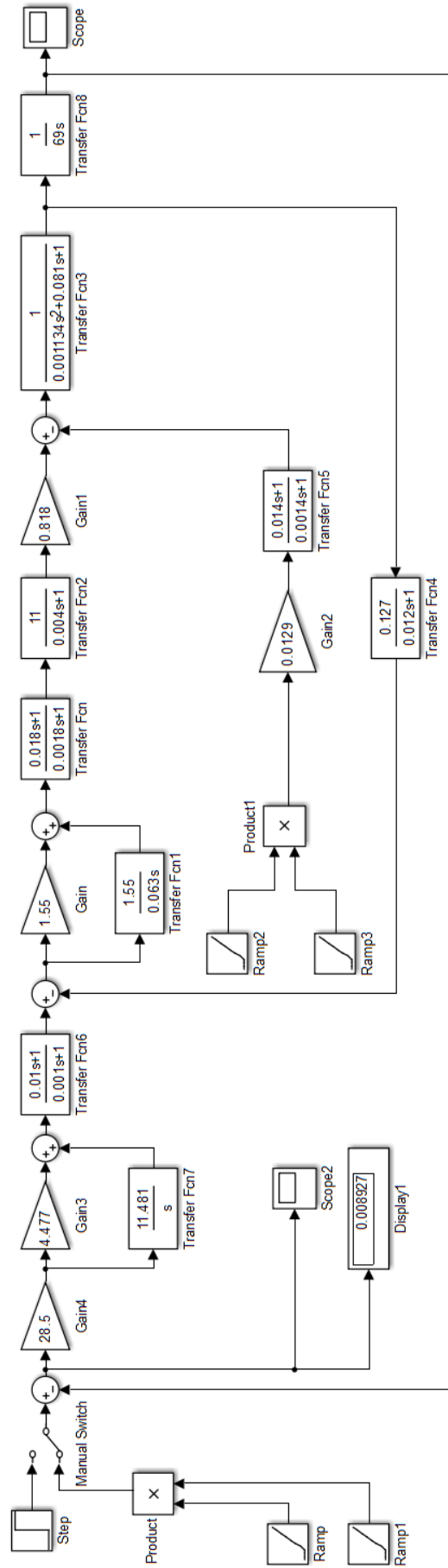


Рис. 5.5. Структурная схема динамической модели электропривода в среде MatLab

Результаты моделирования показаны на рис. 5.6-5.8.

$\alpha(t)$, рад

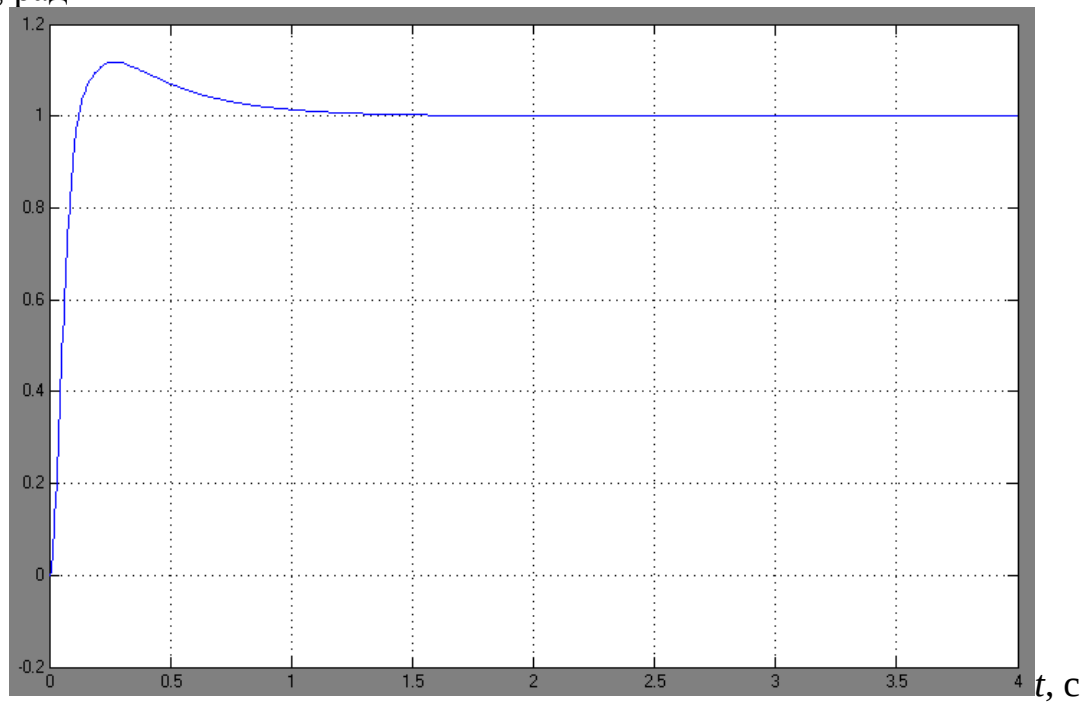


Рис. 5.6. Переходная характеристика системы по задающему воздействию

$\Delta\alpha_{\text{еуст}}$, рад

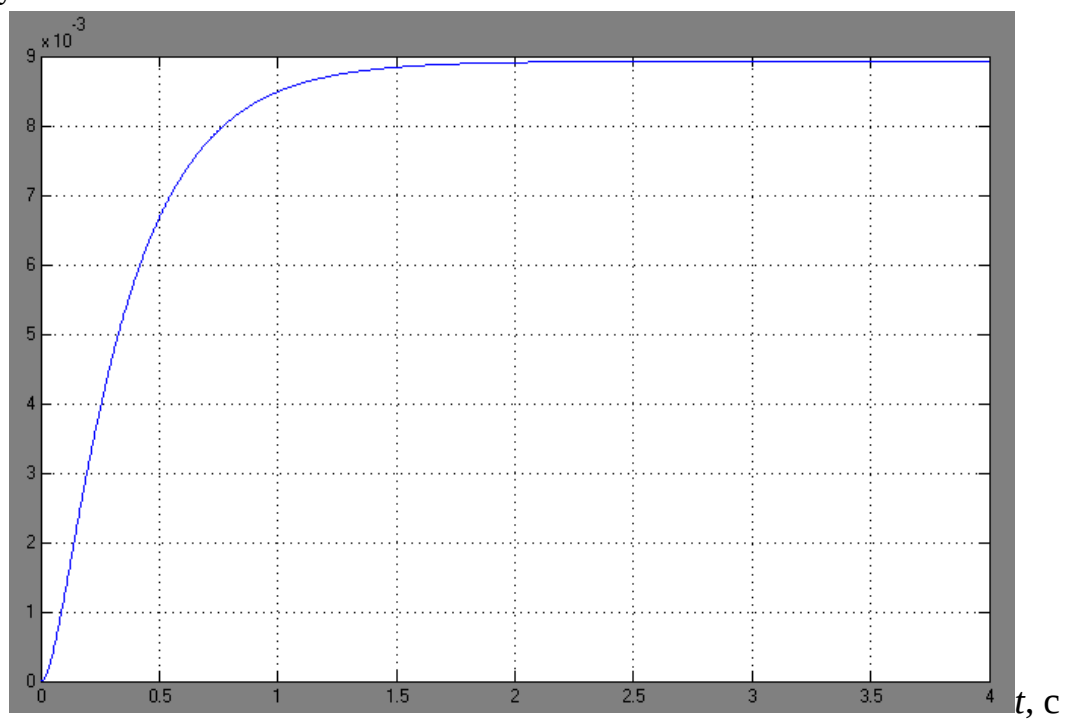


Рис. 5.7. График ошибки системы при квадратично возрастающем задающем воздействии

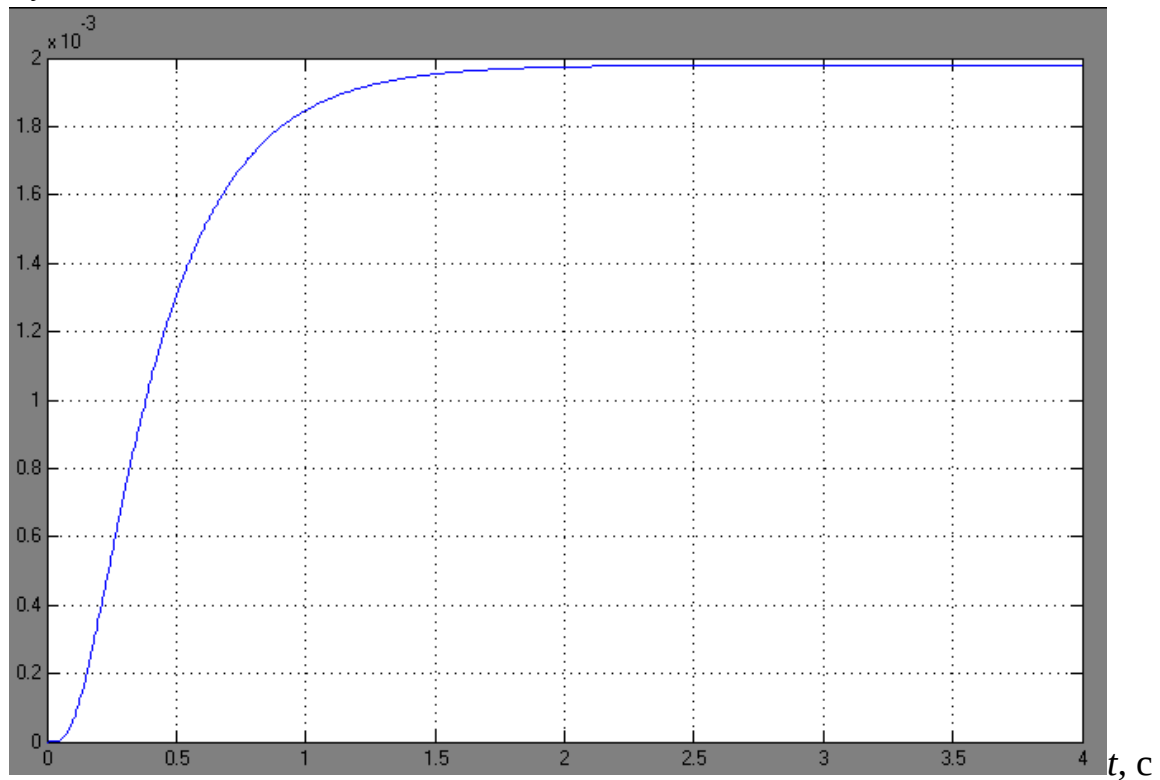
$\Delta\alpha_{уст}^M, \text{ рад}$


Рис. 5.8. График моментной составляющей ошибки системы при квадратично возрастающем моменте сопротивления

Анализ графика (рис. 5.6) показывает, что следящий позиционный ЭП отрабатывает ступенчатое воздействие α_3 примерно за 2,0 с с перерегулированием $\sigma = 11\%$ и числом колебаний $N < 1$, что соответствует заданному показателю колебательности $M = 1,1$.

Поскольку контур положения содержит ПИД-регулятор положения, очевидно, что при ступенчатом и линейно возрастающем задающем воздействии статическая ошибка и ошибка по скорости будут равны нулю. На рис. 5.7 представлена характеристика при отработке типового задающего воздействия $\varepsilon_{\max} t^2/2$. Установившаяся ошибка системы $\Delta\alpha_{уст}$ составляет около 30 мин. Моментная составляющая ошибки $\Delta\alpha_{уст}^M$ при отработке квадратично возрастающего момента сопротивления $\frac{\ddot{M}_c^0 t^2}{2}$ составляет 6,84 мин по истечении 2,5 с (рис. 5.8).

5.3. ПРИМЕР СИНТЕЗА РЕГУЛЯТОРА ПОЛОЖЕНИЯ В СИСТЕМЕ С АСТАТИЗМОМ ПЕРВОГО ПОРЯДКА

Пример 5.2. Синтезировать регулятор положения с применением ЛЧХ на основе критерия динамической точности системы. Параметры для расчётов принять из примера 5.1. Моментную составляющую ошибки определить при отработке линейно возрастающего момента сопротивления $\dot{M}_c^0 = 195 \frac{\text{Н} \cdot \text{м}}{\text{с}}$.

Решение. Определяем параметры желаемой передаточной функции ЭП (5.8).

Коэффициент передачи по скорости:

$$K_{\Omega} = \sqrt{2} \frac{\Omega_{\max}}{\Delta \alpha_{\Omega}} = \sqrt{2} \frac{65 \cdot 60}{25} = 220,617 \text{ с}^{-1}.$$

Коэффициент передачи по ускорению:

$$K_{\varepsilon} = \sqrt{2} \frac{\varepsilon_{\max}}{\Delta \alpha_{\varepsilon}} = \sqrt{2} \frac{19 \cdot 60}{50} = 32,244 \text{ с}^{-2}.$$

Значение базовой частоты будет равно:

$$\omega_0 = \sqrt{K_{\varepsilon}} = \sqrt{32,244} = 5,678 \text{ с}^{-1}.$$

По выражениям (5.8) рассчитываем постоянные времени:

$$T_{2ж} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \sqrt{\frac{M}{M-1}} = \frac{1}{5,678} \cdot \sqrt{\frac{1,1}{1,1-1}} = 0,584 \text{ с};$$

$$T_{3ж} = \frac{\sqrt{M(M-1)}}{\omega_0(M+1)} = \frac{\sqrt{1,1(1,1-1)}}{5,678(1,1+1)} = 0,0278 \text{ с}.$$

Рассчитываем протяжённость среднечастотного участка желаемой ЛАЧХ:

$$h = \frac{M+1}{M-1} = \frac{1,1+1}{1,1-1} = 21.$$

Частоту, соответствующую максимальному запасу по фазе определяем по формуле:

$$\omega_M = \frac{1}{T_{3ж} \cdot \sqrt{h}} = \frac{1}{0,0278 \cdot \sqrt{21}} = 7,85 \text{ с}^{-1}.$$

По условию обеспечения максимального запаса по фазе находим постоянную времени $T_{1ж}$:

$$T_{1ж} \gg 1/\omega_M = 1/7,85 = 0,127 \text{ с}.$$

Принимаем $T_{1ж} = 2 \text{ с}$.

С учётом проведённых расчётов желаемая передаточная функция ЭП с астатизмом первого порядка запишется как:

$$\begin{aligned} W_{ж}(s) &= \frac{K_{\Omega}(T_{2ж}s + 1)}{s(T_{1ж}s + 1)(T_{3ж}s + 1)} = \frac{220,617(0,584s + 1)}{s(2s + 1)(0,0278s + 1)} = \\ &= \frac{128,84s + 220,617}{0,0556s^3 + 2,0278s^2 + s}. \end{aligned}$$

Составляем программу для определения передаточной функции регулятора положения ЭП с астатизмом первого порядка. Передаточную функцию неизменяемой части принимаем по примеру 5.1.

```
num1 = [128.84 220.617];
den1 = [0.0556 2.0278 1 0];
sys1 = tf (num1, den1);
num2 = [0.005409 0.8371 36.97 397.5];
den2 = [4.259e-10 4.09e-07 0.0001152 0.01153 0.5681 14.25 122.2 0];
sys2 = tf (num2, den2);
sys3 = sys1/sys2
sys3 =
5.487e-08 s^8 + 5.279e-05 s^7 + 0.01493 s^6 + 1.511 s^5 + 75.74 s^4 + 1961
s^3 + 1.889e04 s^2 + 2.696e04 s
-----
0.0003007 s^6 + 0.05751 s^5 + 3.758 s^4 + 97.91 s^3 + 843 s^2 + 397.5 s
```

Составляем программу для определения ЛАЧХ регулятора положения, изображенную на рис. 5.9:

```
num = [5.487e-08 5.279e-05 0.01493 1.511 75.74 1961 1.889e04 2.696e04 0];
```

```
den = [0.0003007 0.05751 3.758 97.91 843 397.5 0];
bode (num, den)
```

Переходим к анализу полученных графиков. Низкочастотный участок ЛАЧХ РП проходит параллельно оси частот, постепенно изменяя наклон к среднечастотному участку в пределах от 0 до -20 дБ/дек и далее к 0 дБ/дек. Высокочастотный участок ЛАЧХ с увеличением частоты изменяет свой наклон также в пределах от 20 до 40 дБ/дек. Полученные ЛАЧХ следует аппроксимировать пятью асимптотами и придать регулятору положения свойства интегро-дифференцирующего регулятора.

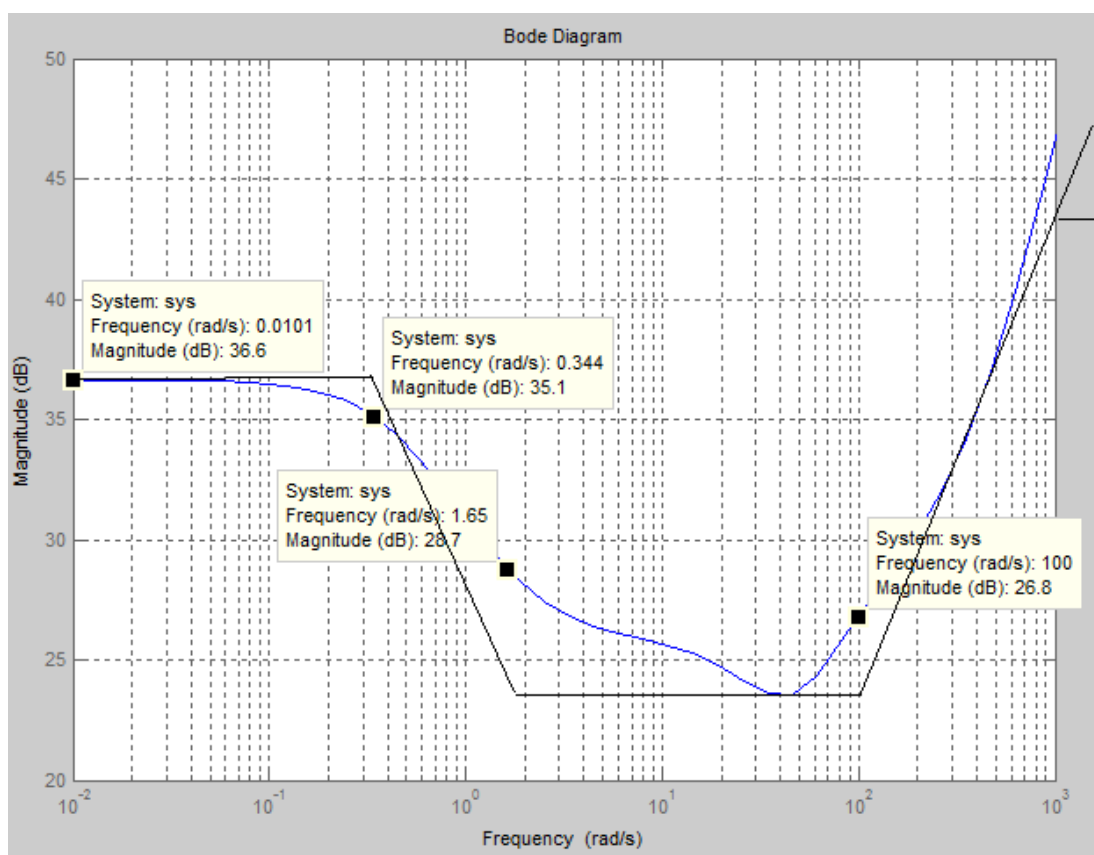


Рис. 5.9. ЛАЧХ регулятора положения

Рассчитаем параметры передаточной функции.

Находим коэффициент передачи $K_{рп}$. Из графика рис. 5.9 имеем:

$$20\lg(K_{рп}) = 36,6 \text{ дБ},$$

откуда $K_{рп} = 67,608$. Частоты сопряжения $\omega_1 = 0,344 \text{ с}^{-1}$; $\omega_2 = 1,65 \text{ с}^{-1}$; $\omega_3 = 100 \text{ с}^{-1}$; $\omega_4 = 1000 \text{ с}^{-1}$ и постоянные времени:

$$T_1 = \frac{1}{\omega_1} = \frac{1}{0,344} = 2,907 \text{ с}; T_2 = \frac{1}{\omega_2} = \frac{1}{1,65} = 0,606 \text{ с};$$

$$T_3 = \frac{1}{\omega_3} = \frac{1}{100} = 0,01 \text{ с}; T_4 = \frac{1}{\omega_4} = \frac{1}{1000} = 0,001 \text{ с}.$$

С учётом полученных значений передаточная функция синтезированного регулятора положения принимает вид:

$$W_{\text{рп}}(s) = \frac{K_{\text{рп}}(T_2s + 1)(T_3s + 1)}{(T_1s + 1)(T_4s + 1)} = \frac{67,608(0,606s + 1)(0,01s + 1)}{(2,907s + 1)(0,001s + 1)}.$$

Переходим к построению и моделированию ССДМ ЭП, показанной на рис. 5.10. Для формирования линейно возрастающих воздействий $\Omega_{\text{max}}t$ и $0, \dot{M}_c^0t$ используются блоки Ramp и Ramp1.

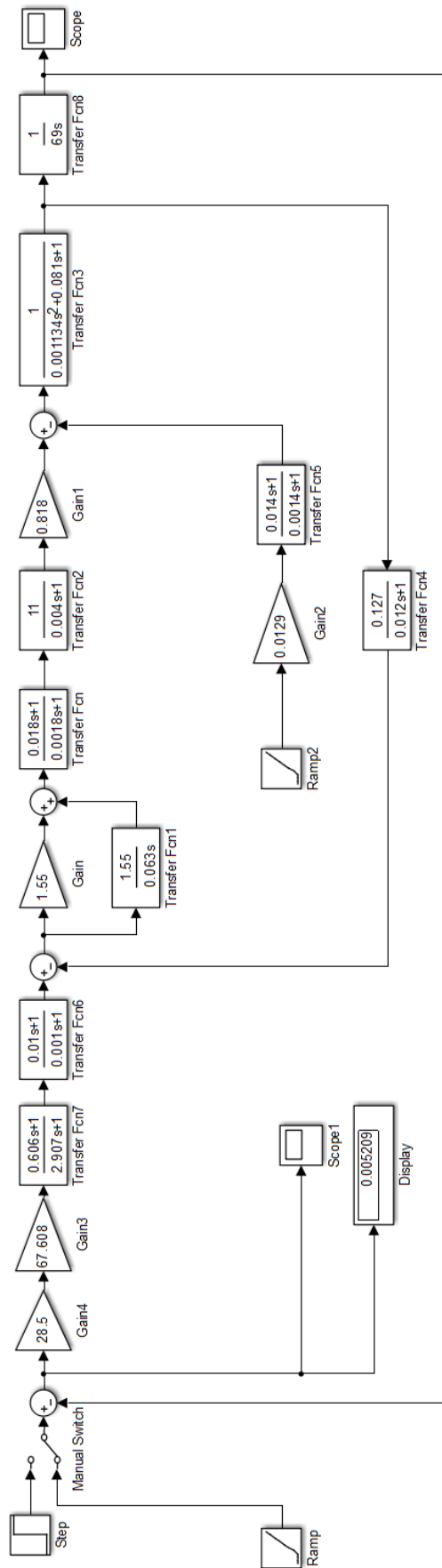


Рис. 5.10. Структурная схема динамической модели электропривода в среде MatLab

Результаты моделирования показаны на рис. 5.11 – 5.13.

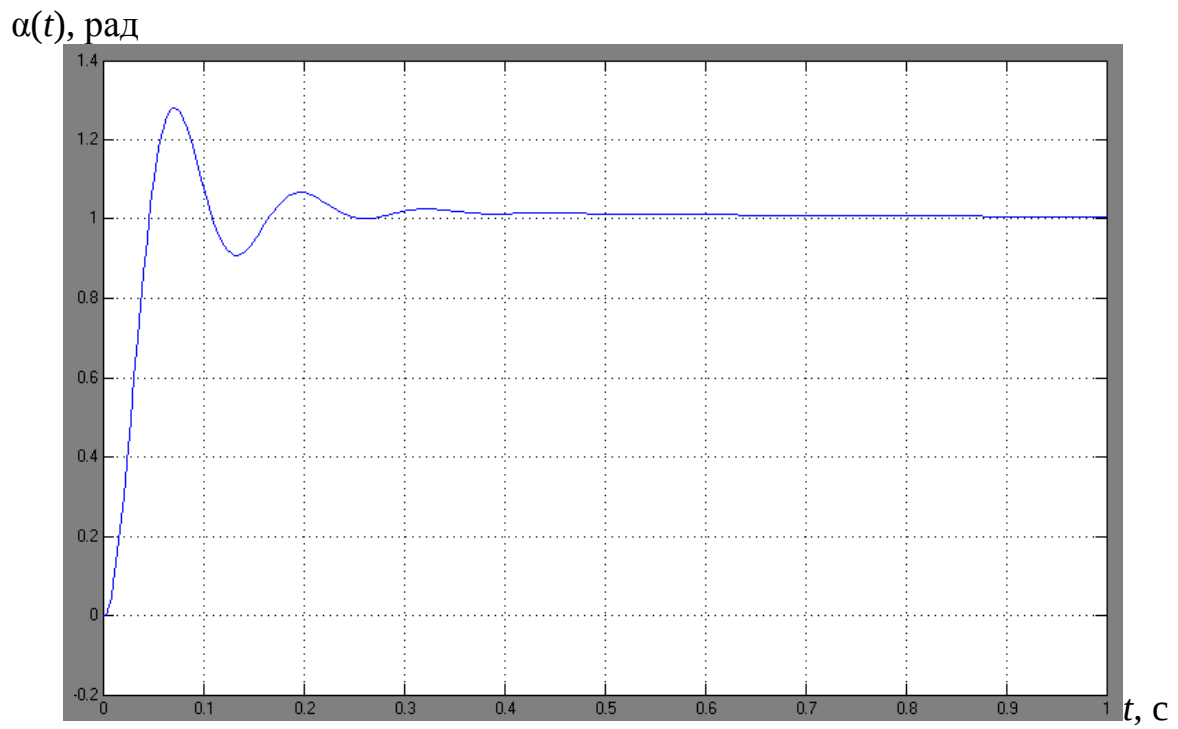


Рис. 5.11. Переходная характеристика системы по задающему воздействию

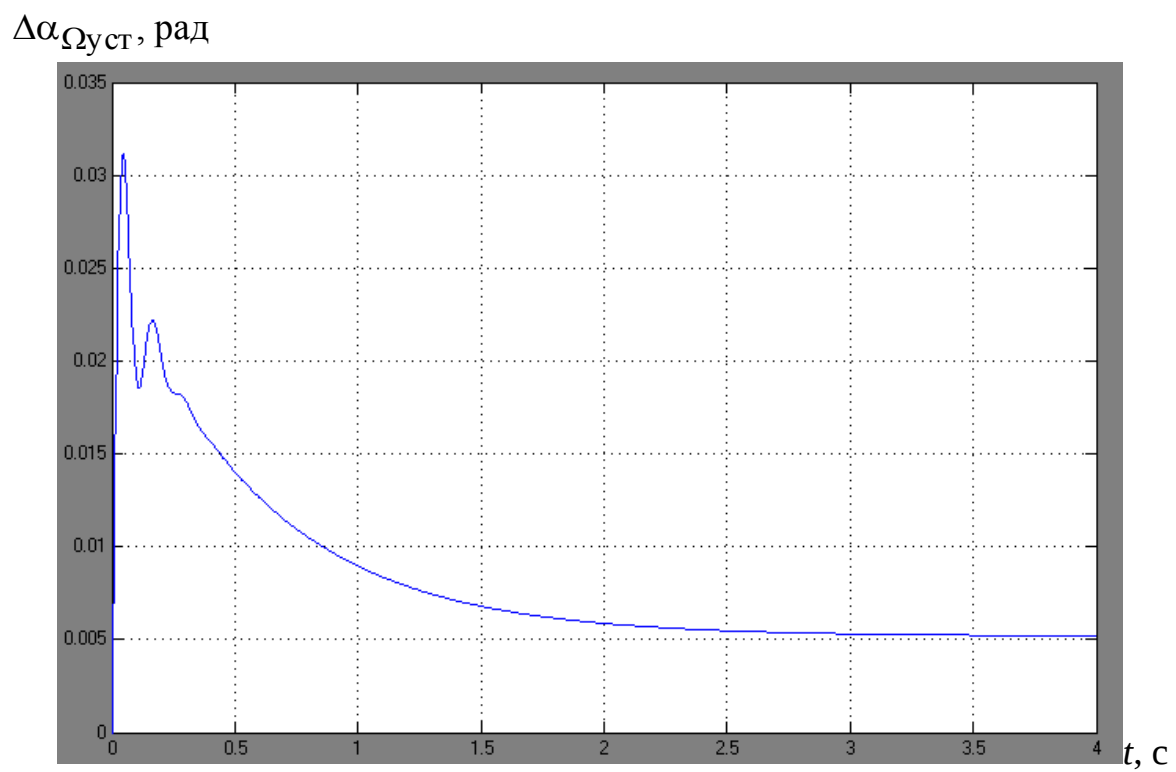


Рис. 5.12. График ошибки системы при линейно возрастающем задающем воздействии

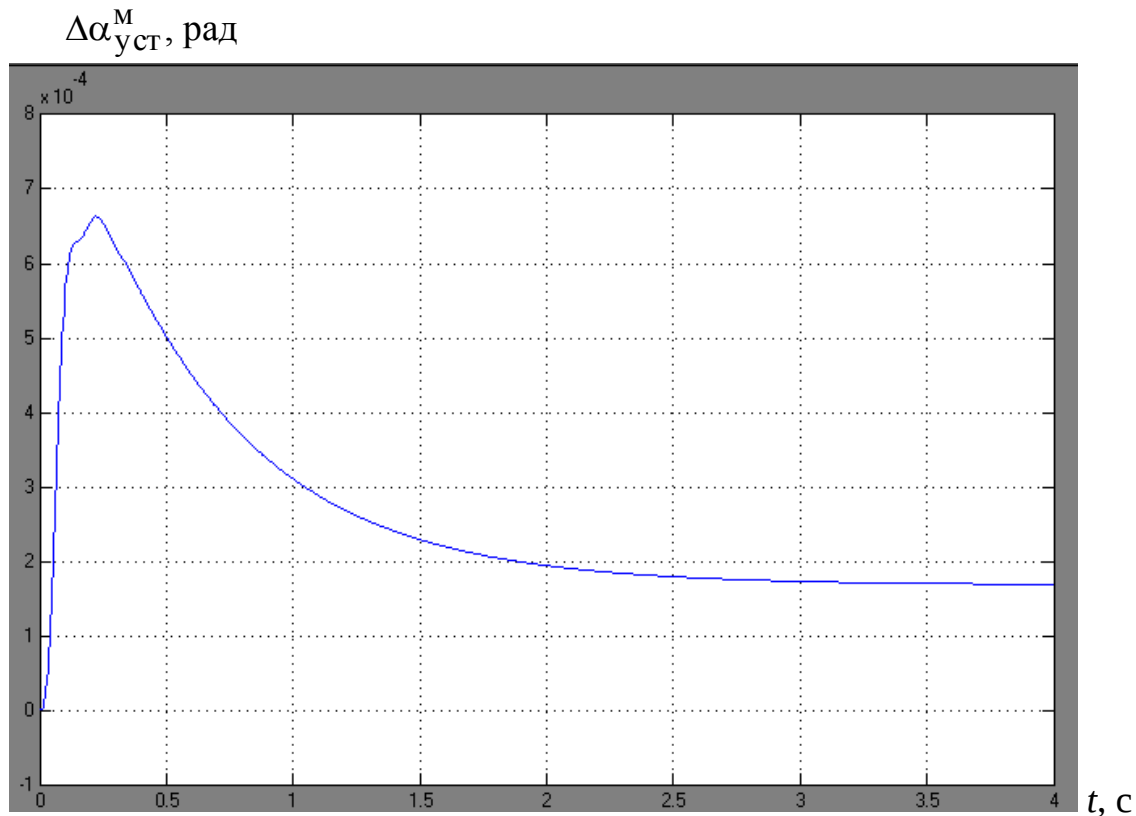


Рис. 5.13. График моментной составляющей ошибки системы при линейно возрастающем моменте сопротивления

Анализ графика (рис. 5.11) показывает, что следящий позиционный ЭП обрабатывает ступенчатое воздействие α_3 примерно за 1 с, с перерегулированием $\sigma = 28\%$ и числом колебаний $N = 2$, что соответствует заданному показателю колебательности.

Поскольку система включает интегрирующее звено на выходе, то очевидно, что статическая ошибка будет равна нулю. На рис. 5.12 представлена характеристика ЭП при линейно возрастающем задающем воздействии. В данном случае ошибка по скорости $\Delta\alpha_{\Omega_{уст}}$ составляет 17,8 мин.

На рис. 5.13 показан график ошибки, полученный при линейно возрастающем моменте сопротивления M_c . Из графика следует, что влияние возмущающего воздействия сказывается на динамической точности ЭП, а моментная составляющая ошибки $\Delta\alpha_{уст}^M$ составляет 0,58 мин по истечении 4 с. При ступенчатом возмущающем воздействии моментная составляющая установившейся ошибки $\Delta\alpha_{уст}^M$ будет равна нулю.

Отчётные материалы

1. ЛАЧХ ПИД-регулятора положения.
2. ЛАЧХ интегро-дифференцирующего регулятора положения.
3. ССДМ следящего позиционного электропривода с ПИД-регулятором положения.
4. ССДМ следящего позиционного электропривода с интегро-дифференцирующим регулятором положения.
5. Графики переходных характеристик и ошибок при отработке управляющих и возмущающих воздействий. Анализ графиков.

Контрольные вопросы

1. Пояснить назначение запретной области.
2. Перечислить этапы синтеза регуляторов положения различной конфигурации.
3. Составить алгоритм в среде MatLab для синтеза ПИД-регулятора положения.
4. Составить алгоритм в среде MatLab для синтеза интегро-дифференцирующего регулятора положения.
5. Пояснить порядок аппроксимации ЛАЧХ ПИД-регулятора положения.
6. Пояснить порядок аппроксимации ЛАЧХ интегро-дифференцирующего регулятора положения.
7. Дать сравнительную характеристику передаточных функций интегро-дифференцирующего регулятора и ПИД-регулятора.
8. Пояснить порядок исследования следящего позиционного электропривода с ПИД-регулятором положения.
9. Пояснить порядок исследования следящего позиционного электропривода с интегро-дифференцирующим регулятором положения.

ЧАСТЬ 6. ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ РЕГУЛЯТОРА ПОЛОЖЕНИЯ

6.1. АНАЛИТИЧЕСКИЙ СПОСОБ СИНТЕЗА РЕГУЛЯТОРА ПОЛОЖЕНИЯ

Аналитический способ синтеза предполагает определение полной модели РП, полученной в соответствии с выражением

$$W_{\text{рп}}(s) = W_{\text{ж}}(s) / W_{\text{н}}(s) \quad (6.1)$$

с применением программы в Command Window [18]. Применение данного подхода позволяет обойтись без построения ЛАЧХ РП и не требует дополнительных графических построений и расчетов, что, в свою очередь, упрощает решение задачи синтеза в целом.

Полученная модель наиболее адекватно соответствует заданным точностным характеристикам и обеспечивает достаточную плавность переходных процессов. На основании решения (6.1) производится дискретная аппроксимация аналоговой модели РП с применением формулы трапеций. Таким образом, задача сводится к следующим этапам:

- расчет параметров желаемой передаточной функции $W_{\text{ж}}(s)$ на основании ошибки по скорости $\Delta\alpha_{\Omega}$, ошибки по ускорению $\Delta\alpha_{\varepsilon}$, максимальной угловой скорости нагрузки Ω_{max} , максимального углового ускорения нагрузки ε_{max} и показателя колебательности M ;
- расчет передаточной функции неизменяемой части системы по формуле $W_{\text{н}}(s) = \Phi_{\text{кс}}^{\text{ом}}(s) \frac{K_{\text{дп}}}{is}$;
- составление программы решения задачи в соответствии с формулой (6.1);
- определение дискретной передаточной функции РП $W_{\text{рп}}(z)$ с применением формулы трапеций;
- определение коэффициентов матриц A , B , C , D векторно-матричной модели цифрового регулятора положения.

6.2. ПРИМЕР ПРОГРАММНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ РЕГУЛЯТОРА ПОЛОЖЕНИЯ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С АСТАТИЗМОМ ВТОРОГО ПОРЯДКА. МОДЕЛИРОВАНИЕ КОНТУРА ПОЛОЖЕНИЯ

Пример 6.1. Синтезировать регулятор положения на основе критерия динамической точности системы. Получить алгоритм работы цифрового регулятора положения. При решении задачи считать период квантования $T_0 = 0,001$ с. Для расчётов принять следующие параметры:

- максимальная угловая скорость нагрузки $\Omega_{\text{max}} = 10$ град/с;
- максимальное угловое ускорение нагрузки $\varepsilon_{\text{max}} = 6$ град/с²;
- ошибка по скорости $\Delta\alpha_{\Omega} = 10$ мин;
- ошибка по ускорению $\Delta\alpha_{\varepsilon} = 35$ мин;
- передаточное число редуктора $i_0 = 882$;

- показатель колебательности $M = 1,1$;
- коэффициент передачи вращающегося трансформатора $K_{\text{вТ}} = 57 \text{ В/рад.}$

Моментную составляющую ошибки определить при отработке квадратично возрастающего момента сопротивления $M_c = \frac{\ddot{M}_c^0 t^2}{2}$ ($\ddot{M}_c^0 = 250 \frac{\text{Н} \cdot \text{м}}{\text{с}^2}$).

Параметры контура скорости принять из примера 4.2.

Решение. Определяем параметры желаемой передаточной функции ЭП (5.6). Коэффициент передачи по ускорению будет равен:

$$K_\varepsilon = \sqrt{2} \frac{\varepsilon_{\max}}{\Delta \alpha_\varepsilon} = \sqrt{2} \frac{6 \cdot 60}{35} = 14,546 \text{ с}^{-2}.$$

Значение базовой частоты определится по формуле (5.4) и будет равно:

$$\omega_0 = \sqrt{K_\varepsilon} = \sqrt{14,546} = 3,814 \text{ с}^{-1}.$$

По выражениям (5.7) рассчитываем постоянные времени:

$$T_{1\text{ж}} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \sqrt{\frac{M}{M-1}} = \frac{1}{3,814} \cdot \sqrt{\frac{1,1}{1,1-1}} = 0,869 \text{ с};$$

$$T_{2\text{ж}} = \frac{\sqrt{M(M-1)}}{\omega_0(M+1)} = \frac{\sqrt{1,1(1,1-1)}}{3,814(1,1+1)} = 0,0414 \text{ с}.$$

С учётом проведённых расчётов запишем желаемую передаточную функцию ЭП с астатизмом второго порядка:

$$W_{\text{ж}}(s) = \frac{K_\varepsilon (T_{1\text{ж}}s + 1)}{s^2 (T_{2\text{ж}}s + 1)} = \frac{14,546(0,869s + 1)}{s^2 (0,0414s + 1)}. \quad (6.2)$$

Передаточная функция неизменяемой части:

$$W_{\text{н}}(s) = \Phi_{\text{кС}}^{\text{ом}}(s) \frac{K_{\text{дП}}}{is}.$$

Так как контур скорости настроен на оптимум по модулю, то передаточная функция замкнутого контура может быть записана в виде:

$$\Phi_{\text{КС}}^{\text{ОМ}}(s) = \frac{1/K_{\text{ос}}(T_{\phi}s + 1)}{2(T_{\Sigma}s)^2 + 2T_{\Sigma}s + 1} = \frac{15,625(0,008s + 1)}{0,000512s^2 + 0,032s + 1}.$$

Тогда

$$W_{\text{Н}}(s) = \Phi_{\text{КС}}^{\text{ОМ}}(s) \frac{K_{\text{ДП}}}{is} = \frac{1,01(0,008s + 1)}{s(0,000512s^2 + 0,032s + 1)}.$$

Для определения передаточной функции регулятора положения составляем следующую программу:

```
num1 = [14.546*0.869 14.546];
den1 = [0.0414 1 0 0];
sys1 = tf(num1, den1);
num2 = [1.01*0.008 1.01];
den2 = [0.000512 0.032 1 0];
sys2 = tf(num2, den2);
sys3 = sys1/sys2
sys3 =
0.006472 s^4 + 0.4119 s^3 + 13.11 s^2 + 14.55 s
-----
0.0003345 s^4 + 0.04989 s^3 + 1.01 s^2
```

Полученную передаточную функцию регулятора положения можно упростить:

```
num = [0.006472 0.4119 13.11 14.55 0];
den = [0.0003345 0.04989 1.01 0 0];
sy s= tf (num, den);
minreal(sys)
ans =
19.35 s^3 + 1231 s^2 + 3.919e04 s + 4.35e04
-----
s^3 + 149.1 s^2 + 3019 s
```

Для определения передаточной функции цифрового регулятора положения $W_{\text{рп}}(z)$ с применением формулы трапеций составим программу:

```

num = [19.35 1231 3.919e04 4.35e04];
den = [1 149.1 3019 0];
fs = 1000;
[numd, dend] = bilinear(num, den, fs)
numd =
    18.576410954661924 -54.547965297744668  53.403203894058869
   -17.431609097327989

dend =
    1.000000000000000 -2.858534057438136  2.719875691054094
   -0.861341633615959

```

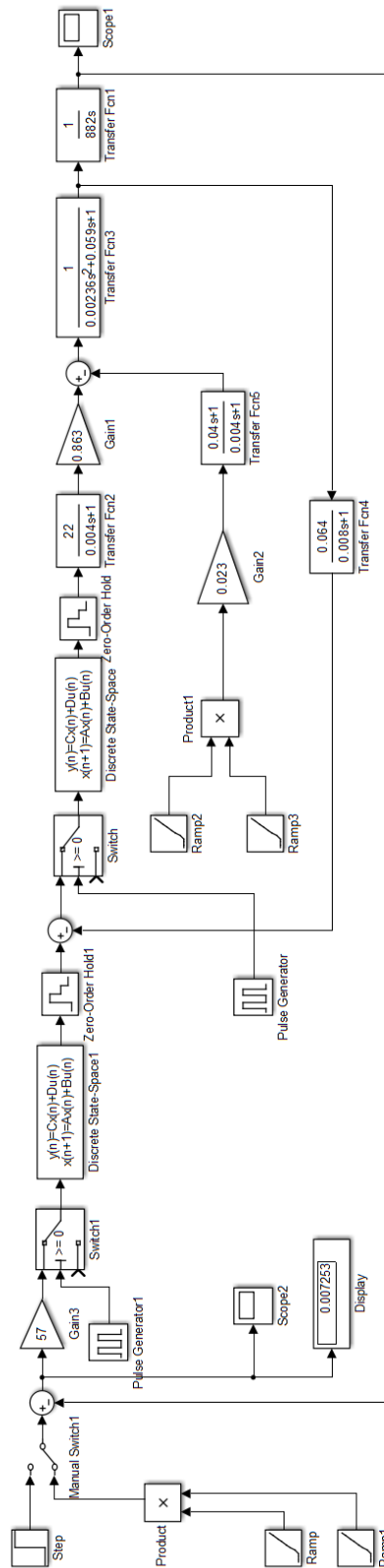
Коэффициенты матриц векторно-матричной формы записи уравнений цифрового регулятора скорости получим с применением программы:

```

num = [18.576410954661924 -54.547965297744668  53.403203894058869
   -17.431609097327989];
den = [1.000000000000000 -2.858534057438136  2.719875691054094
   -0.861341633615959];
[A, B, C, D] = tf2ss(num, den)
A =
    2.858534057438136 -2.719875691054094  0.861341633615959
    1.000000000000000          0          0
          0  1.000000000000000          0
B =
    1
    0
    0
C =
   -1.446661918876679  2.877675311442928 -1.430972938918092
D =
    18.576410954661924

```

Переходим к построению и моделированию ССДМ ЭП, показанной на рис. 6.1.



Для формирования квадратично возрастающих воздействий $\frac{\varepsilon_{\max} t^2}{2}$ и $\frac{\ddot{M}_c^0 t^2}{2}$ используются, соответственно, блоки Ramp, Ramp1 и Ramp2, Ramp3. Результаты моделирования показаны на рис. 6.2-6.4.

$\alpha(t)$, рад

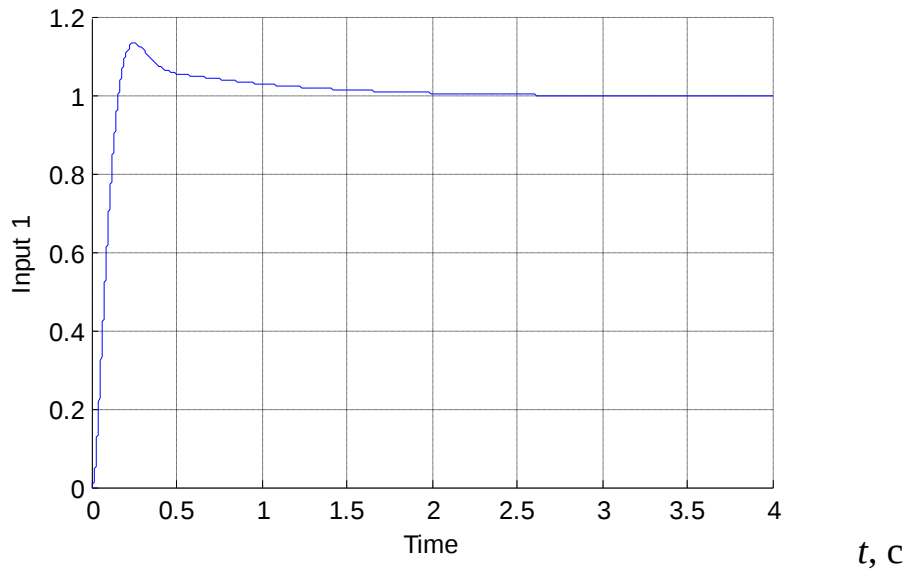


Рис. 6.2. Переходная характеристика системы по задающему воздействию $\Delta\alpha_{\text{уст}}$, рад

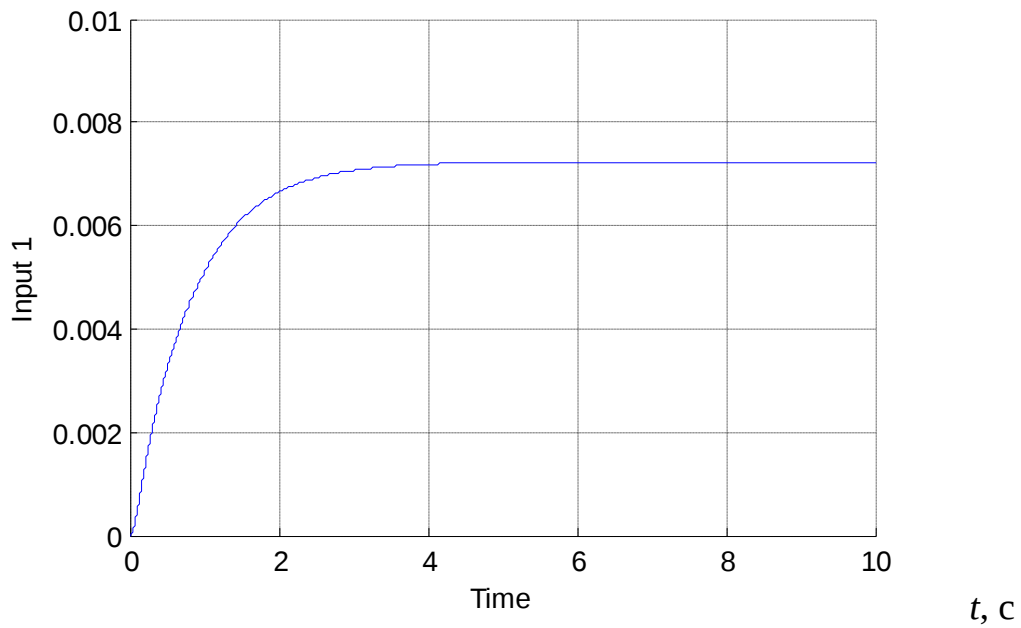


Рис. 6.3. График ошибки системы при квадратично возрастающем задающем воздействии

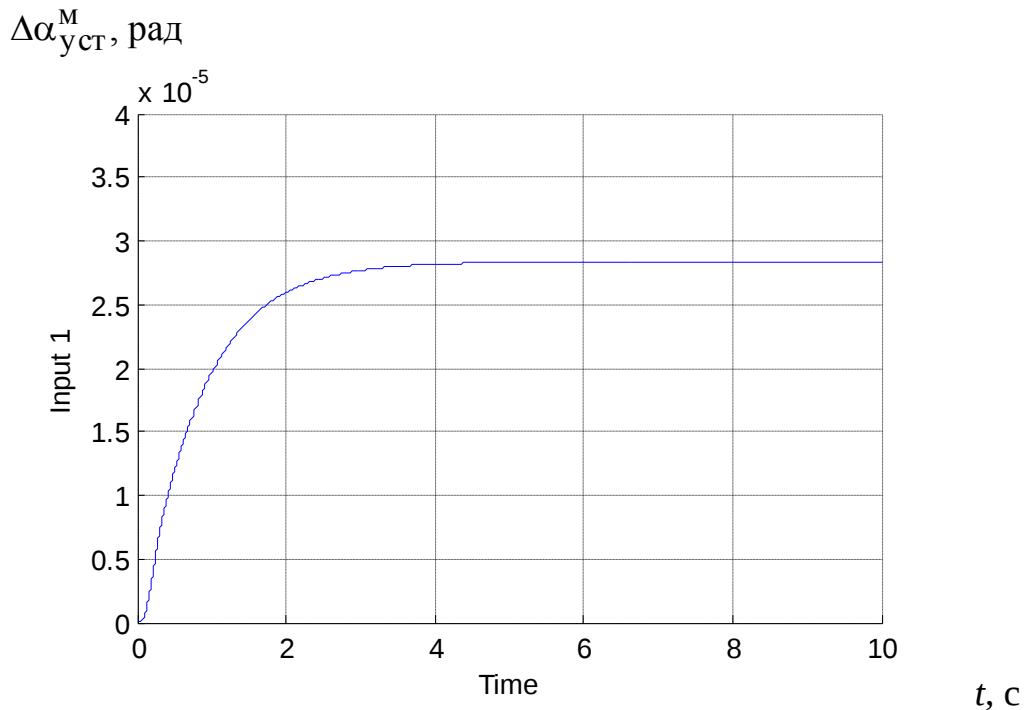


Рис. 6.4. График моментной составляющей ошибки системы при квадратично возрастающем моменте сопротивления

Анализ графика (рис. 6.2) показывает, что следящий позиционный ЭП обрабатывает ступенчатое воздействие α_3 примерно за 3,0 с с перерегулированием $\sigma = 14\%$ и числом колебаний $N < 1$, что соответствует заданному показателю колебательности $M = 1,1$.

Поскольку контур положения содержит ПИД-регулятор положения, очевидно, что при ступенчатом и линейно возрастающем задающем воздействии статическая ошибка и ошибка по скорости будут равны нулю. На рис. 6.3 представлена характеристика при обработке типового задающего воздействия $\varepsilon_{\max} t^2/2$. Установившаяся ошибка системы $\Delta\alpha_{уст}$ составляет около 25 мин. Моментная составляющая ошибки $\Delta\alpha_{уст}^M$ при обработке квадратично возрастающего момента сопротивления $\frac{\ddot{M}_c^0 t^2}{2}$ составляет 0,1 мин по истечении 4 с (рис. 6.4).

Графики переходных процессов получены с применением блока MultiPlot Graph из раздела Robust Control Toolbox библиотеки Simulink.

6.3. ПРИМЕР ПРОГРАММНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ РЕГУЛЯТОРА ПОЛОЖЕНИЯ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С АСТАТИЗМОМ ПЕРВОГО ПОРЯДКА. МОДЕЛИРОВАНИЕ КОНТУРА ПОЛОЖЕНИЯ

Пример 6.2. Синтезировать регулятор положения на основе критерия динамической точности системы. Получить алгоритм работы цифрового регулятора положения. При решении задачи считать период квантования $T_0 = 0,001$ с. Параметры для расчётов принять из примера 6.1. Моментную составляющую ошибки определить при отработке линейно возрастающего момента сопротивления $\dot{M}_c^0 = 250 \frac{\text{Н} \cdot \text{м}}{\text{с}}$.

Решение. Определяем параметры желаемой передаточной функции ЭП (5.8).

Коэффициент передачи по скорости:

$$K_{\Omega} = \sqrt{2} \frac{\Omega_{\max}}{\Delta \alpha_{\Omega}} = \sqrt{2} \frac{10 \cdot 60}{10} = 84,853 \text{ с}^{-1}.$$

Коэффициент передачи по ускорению:

$$K_{\varepsilon} = \sqrt{2} \frac{\varepsilon_{\max}}{\Delta \alpha_{\varepsilon}} = \sqrt{2} \frac{6 \cdot 60}{35} = 14,546 \text{ с}^{-2}.$$

Значение базовой частоты будет равно:

$$\omega_0 = \sqrt{K_{\varepsilon}} = \sqrt{14,546} = 3,814 \text{ с}^{-1}.$$

По выражениям (5.8) рассчитываем постоянные времени:

$$T_{2ж} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \sqrt{\frac{M}{M-1}} = \frac{1}{3,814} \cdot \sqrt{\frac{1,1}{1,1-1}} = 0,869 \text{ с};$$

$$T_{3ж} = \frac{\sqrt{M(M-1)}}{\omega_0(M+1)} = \frac{\sqrt{1,1(1,1-1)}}{3,814(1,1+1)} = 0,0414 \text{ с}.$$

Рассчитываем протяжённость среднечастотного участка желаемой ЛАХ:

$$h = \frac{M+1}{M-1} = \frac{1,1+1}{1,1-1} = 21.$$

Частоту, соответствующую максимальному запасу по фазе определяем по формуле:

$$\omega_M = \frac{1}{T_{3ж} \cdot \sqrt{h}} = \frac{1}{0,0414 \cdot \sqrt{21}} = 5,271 \text{ с}^{-1}.$$

По условию обеспечения максимального запаса по фазе находим постоянную времени $T_{1ж}$

$$T_{1ж} \gg 1/\omega_M = 1/5,271 = 0,19 \text{ с}.$$

Принимаем $T_{1ж} = 2 \text{ с}$.

С учётом проведённых расчётов желаемая передаточная функция ЭП с астатизмом первого порядка запишется как

$$\begin{aligned} W_{ж}(s) &= \frac{K_{\Omega}(T_{2ж}s + 1)}{s(T_{1ж}s + 1)(T_{3ж}s + 1)} = \frac{84,853(0,869s + 1)}{s(2s + 1)(0,0414s + 1)} = \\ &= \frac{73,737s + 84,853}{0,0828s^3 + 2,0414s^2 + s}. \end{aligned}$$

Составляем программу для определения передаточной функции регулятора положения ЭП с астатизмом первого порядка. Передаточную функцию неизменяемой части принимаем по примеру 6.1.

```
num1 = [73.737 84.853];
den1 = [0.0828 2.0414 1 0];
sys1 = tf (num1, den1);
num2 = [1.01*0.008 1.01];
den2 = [0.000512 0.032 1 0];
sys2 = tf (num2, den2);
sys3 = sys1/sys2
sys3 =
0.03775 s^4 + 2.403 s^3 + 76.45 s^2 + 84.85 s
-----
0.000669 s^4 + 0.1001 s^3 + 2.07 s^2 + 1.01 s
```

Полученную передаточную функцию регулятора положения можно упростить:

```
num = [0.03775 2.403 76.45 84.85 0];
den = [0.000669 0.1001 2.07 1.01 0];
sys = tf (num, den);
minreal(sys)
ans =
    56.43 s^3 + 3592 s^2 + 1.143e05 s + 1.268e05
-----
    s^3 + 149.6 s^2 + 3094 s + 1510
```

Для определения передаточной функции цифрового регулятора положения $W_{rp}(z)$ с применением формулы трапеций составим программу:

```
num = [56.43 3592 1.143e05 1.268e05];
den = [1 149.6 3094 1510];
fs = 1000;
[numd, dend] = bilinear (num, den, fs)
numd =
    1.0e+02 *
    0.541614130759388 -1.590382688226577  1.556987441228908
-0.508217704855976

dend =
    1.000000000000000 -2.858033778534080  2.718946267315896
-0.860911084879865
```

Коэффициенты матриц векторно-матричной формы записи уравнений цифрового регулятора скорости получим с применением программы:

```
num = [0.541614130759388*1.0e+02 -1.590382688226577*1.0e+02
1.556987441228908*1.0e+02 -0.508217704855976*1.0e+02];
den = [1.000000000000000 -2.858033778534080  2.718946267315896
-0.860911084879865];
[A, B, C, D] = tf2ss(num, den)
A =
    2.858033778534080 -2.718946267315896  0.860911084879865
```

$$\begin{array}{ccc} 1.0000000000000000 & 0 & 0 \\ 0 & 1.0000000000000000 & 0 \end{array}$$

B =

$$\begin{array}{c} 1 \\ 0 \\ 0 \end{array}$$

C =

$$\begin{array}{ccc} -4.243120758487180 & 8.436772207512632 & -4.193609595764613 \end{array}$$

D =

$$54.161413075938803$$

Переходим к построению и моделированию ССДМ ЭП, показанной на рис. 6.5. Для формирования линейно возрастающих воздействий $\Omega_{\max} t$ и $\dot{M}_c^0 t$ используются блоки Ramp1 и Ramp3.

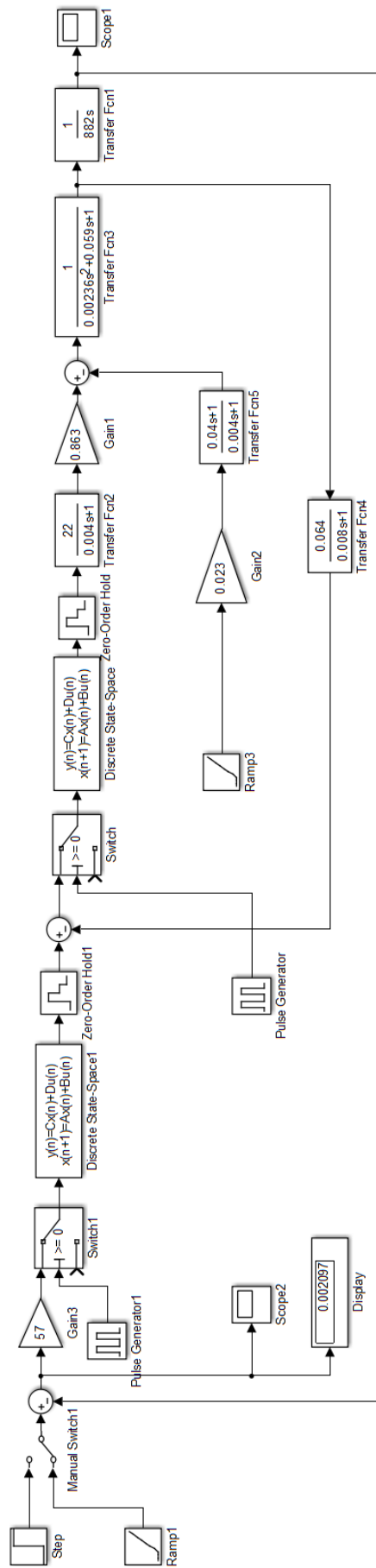


Рис. 6.5. Структурная схема динамической модели электропривода в среде MatLab

Результаты моделирования показаны на рис. 6.6 – 6.8.

$\alpha(t)$, рад

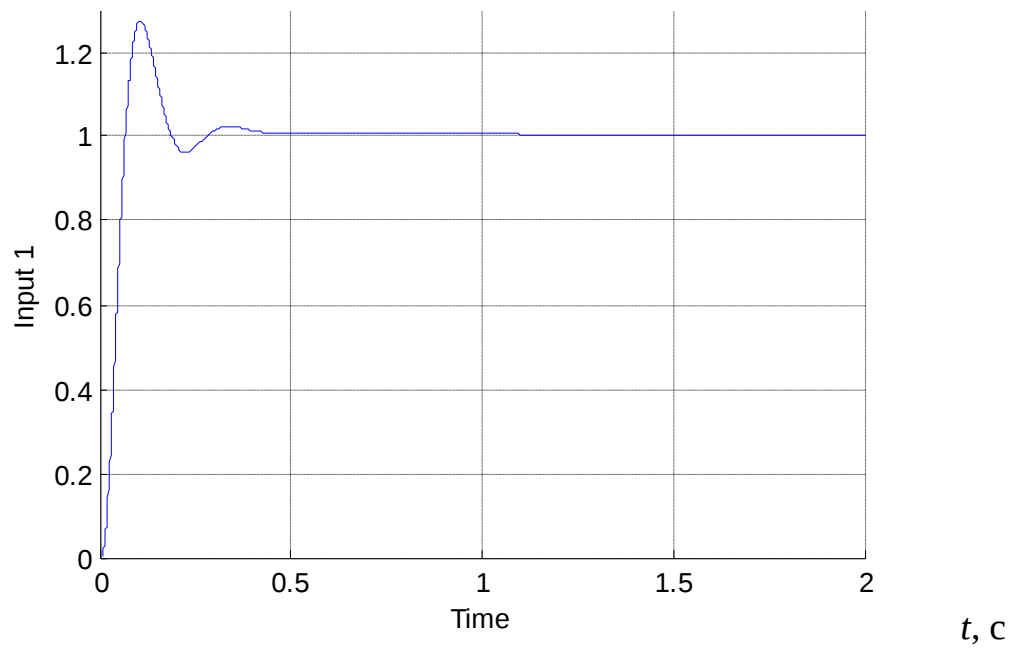


Рис. 6.6. Переходная характеристика системы по задающему воздействию

$\Delta\alpha_{\Omega_{уст}}$, рад

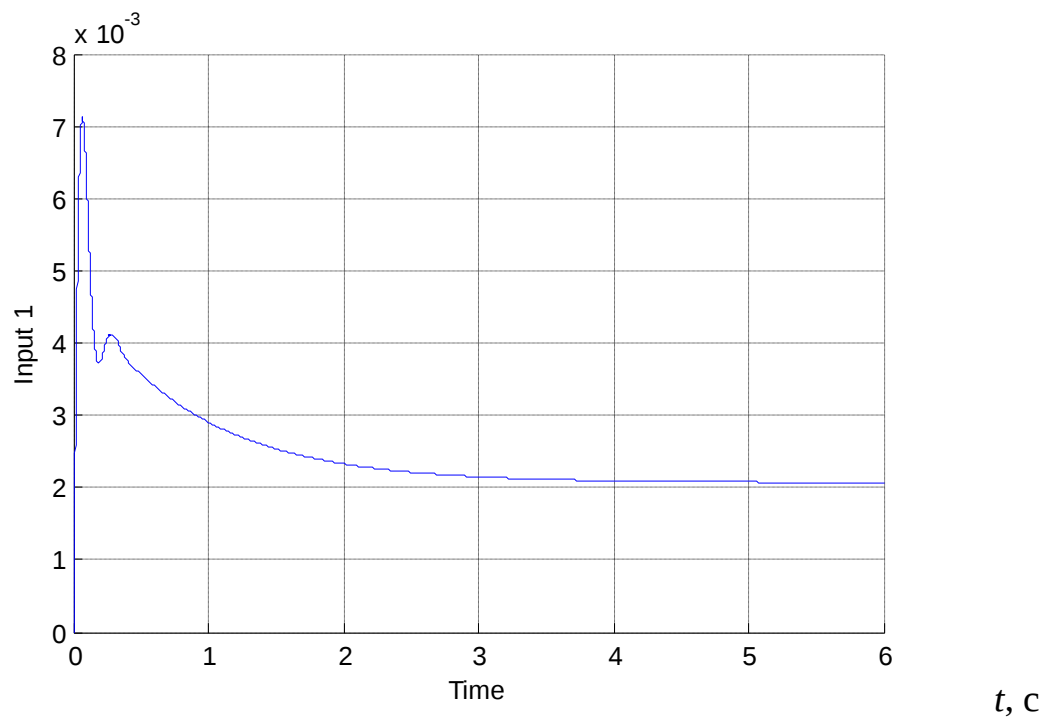


Рис. 6.7. График ошибки системы при линейно возрастающем задающем воздействии

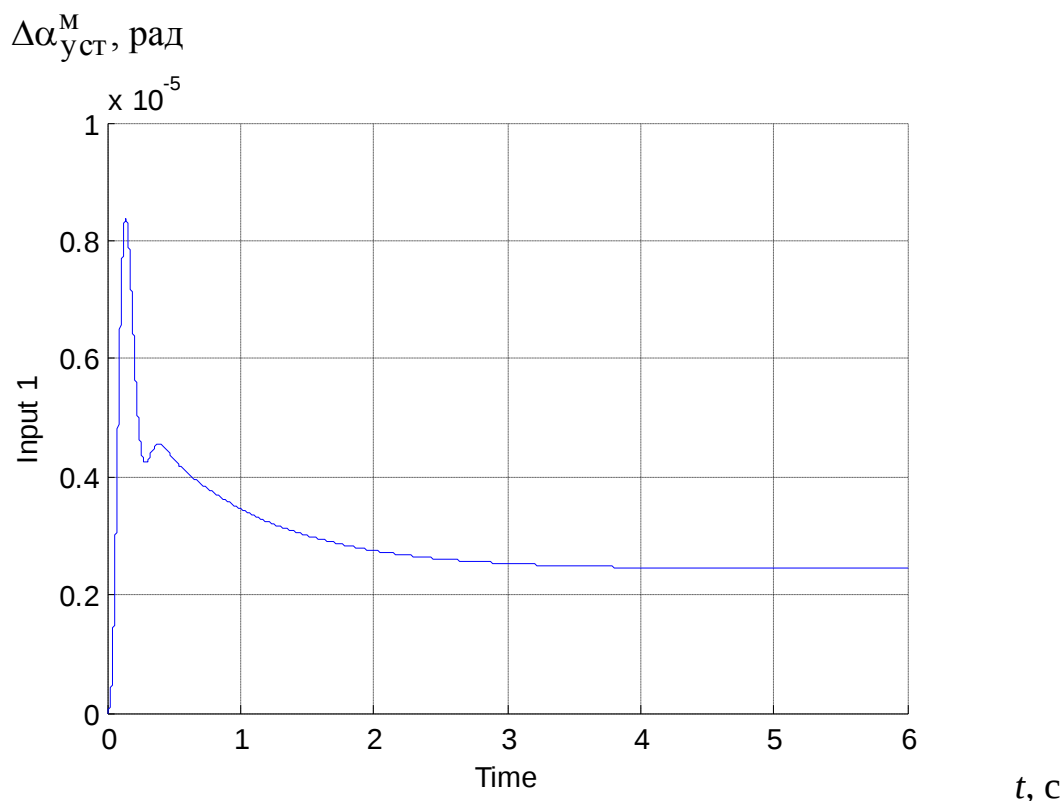


Рис. 6.8. График моментной составляющей ошибки системы при линейно возрастающем моменте сопротивления

Анализ графика (рис. 6.6) показывает, что следящий позиционный ЭП отрабатывает ступенчатое воздействие α_3 примерно за 1 с, с перерегулированием $\sigma = 23\%$ и числом колебаний $N = 1$, что соответствует заданному показателю колебательности.

Поскольку система включает интегрирующее звено на выходе, то очевидно, что статическая ошибка будет равна нулю. На рис. 6.7 представлена характеристика ЭП при линейно возрастающем задающем воздействии $\Omega_{\max} t$. В данном случае ошибка по скорости $\Delta\alpha_{\Omega_{\text{уст}}}$ составляет 7 мин.

На рис. 6.8 показан график ошибки, полученный при линейно возрастающем моменте сопротивления $\dot{M}_c^0 t$. Из графика следует, что влияние возмущающего воздействия сказывается на динамической точности ЭП, а моментная составляющая ошибки $\Delta\alpha_{\text{уст}}^M$ составляет 0,008 мин по истечении 4 с. При ступенчатом возмущающем воздействии моментная составляющая установившейся ошибки $\Delta\alpha_{\text{уст}}^M$ будет равна нулю.

Отчётные материалы

1. Программы для получения цифровой модели ПИД-регулятора положения.
2. Программы для получения цифровой модели интегро-дифференцирующего регулятора положения.
3. ССДМ цифро-аналогового следящего позиционного электропривода с ПИД-регулятором положения.
4. ССДМ цифро-аналогового следящего позиционного электропривода с интегро-дифференцирующим регулятором положения.
5. Графики переходных характеристик и ошибок при отработке управляющих и возмущающих воздействий. Анализ графиков.

Контрольные вопросы

1. Перечислить этапы аналитического способа синтеза регулятора положения.
2. Составить алгоритм в среде MatLab для синтеза цифрового ПИД-регулятора положения.
3. Составить алгоритм в среде MatLab для синтеза цифрового интегро-дифференцирующего регулятора положения.
4. Пояснить порядок получения переходных характеристик и графиков ошибок при отработке управляющих и возмущающих воздействий для цифро-аналогового ЭП с астатизмом второго порядка.
5. Пояснить порядок получения переходных характеристик и графиков ошибок при отработке управляющих и возмущающих воздействий для цифро-аналогового ЭП с астатизмом первого порядка.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Таблица П.1

Технические данные двигателей серии 2П

Тип двигателя	Мощность на валу $P_{\text{ном}}$, кВт	Напряжение питания $U_{\text{ном}}$, В	Частота вращения $n_{\text{ном}}$, мин ⁻¹	Коэффициент полезного действия $\eta_{\text{ном}}$, %	Сопروتивление обмотки якоря $R_{\text{я}}$, Ом	Сопротивление добавочных полюсов $R_{\text{пл}}$, Ом	Индуктивность цепи якоря $L_{\text{я}}$, мГн	Момент инерции $J_{\text{дв}} \cdot 10^{-4}$, кг·м ²
1	2	3	4	5		6	7	8
2ПН9 0МУХ Л4	0,25	110	1060	56,0	3,99	2,55	78,7	40
	0,37		1500	61,5	2,52	1,47	48,0	
2ПН9 0ЛУХ Л4	0,20	220	800	54,5	17,5	13,13	430,0	50
	0,34	110	1060	60,0	2,85	1,73	64,5	
		220	1000		12,20	7,96	264,0	
	0,55	110	1500	67,5	1,30	0,93	33,0	
		220			5,44	3,89	132,0	
	0,90	110	2000	73,0	0,65	0,40	14,6	
2ПБ90 МУХ Л4	0,18	110	1000	54,5	5,41	3,47	122,0	40
		220		55,5	21,77	13,31	490,0	
	0,28	220	1500	63,5	11,70	7,35	267,0	
	0,40	110	2360	69,5	1,46	0,87	34,0	
2ПБ90 ЛУХЛ 4	0,25	110	1000	58,5	4,01	2,30	96,0	50
	0,37	110	1500	66,0	2,10	1,30	54,0	
		220		67,5	7,74	5,17	199,0	
	0,75	110	3000	78,5	0,64	0,40	17,0	
2ПН1 00МУ ХЛ4	0,5	110	1000	65,0	1,79	0,93	53,0	110
		220		66,0	7,05	4,62	222,0	
	0,75	110	1500	71,0	0,81	0,57	26,0	
		220		71,5	3,40	2,05	104,0	
	2,0	110	3000	78,5	0,21	0,14	6,6	
		220		79,0	0,81	0,57	26,0	

1	2	3	4	5		6	7	8
2ПН1 00LY ХЛ4	0,42	220	750	61,5	7,87	6,20	286,0	120
	1,1		1500	74,0	2,20	1,57	83,0	
2ПБ10 0МУХ Л4	0,26	220	800	60,6	12,76	8,35	461,0	110
	0,6	110	1500	72,0	1,08	0,66	40,0	
2ПН1 12МУ ХЛ4	0,6	220	800	60,5	5,07	4,50	58,0	150
	1,5	110	1500	70,0	0,42	0,36	4,8	
		220			1,77	1,55	19,5	
2ПБ11 2МУХ Л4	0,34	110	800	60,5	1,91	1,65	26,0	150
	0,75	220	1500	71,0	2,48	2,13	31,0	
2ПБ11 2LYX Л4	0,5	220	800	65,5	4,74	3,79	74,0	180
	1,0		1500	75,0	1,66	1,45	26,0	
2ПН1 32МУ ХЛ4	2,5	220	1000	73,5	1,08	0,76	22,9	380
	4,0		1500	79,0	0,56	0,34	11,0	
2ПН1 32LY ХЛ4	3,0	220	1000	75,5	0,88	0,64	18,1	480
	5,5		1500	80,0	0,32	0,27	7,0	
2ПБ13 2МУХ Л4	1,1	110	750	64,0	0,56	0,34	13,0	380
	1,6	220	1000	70,5	1,38	1,00	32,0	
	2,4		1600	77,0	0,74	0,49	16,7	
	3,7	110	2200	79,5	0,10	0,06	2,4	
2ПБ13 2LYX Л4	1,3	220	800	72,0	1,98	1,38	43,0	480
	5,3		3000	85,5	0,17	0,12	4,0	
2ПО1 32МУ ХЛ4	1,8	110	1000	70,0	0,35	0,22	7,9	380
		220		64,5	1,38	1,00	32,0	
	2,8	110	1500	75,5	0,14	0,09	4,2	
		220		76,5	0,60	0,45	15,0	
2ПБ16 0МУХ Л4	2,5	110	1000	80,5	0,14	0,10	4,6	830
		220		80,0	0,59	0,43	18,0	

Примечание к таблице П.1.

Машины серии 2П изготавливаются с высотами осей вращения от 90 до 315 мм при диапазоне мощностей от 0,37 до 200 кВт. Машины серии 2П имеют повышенную перегрузочную способность и более широкий диапазон регулирования частоты вращения. Структура обозначения типоразмеров машин серии 2П:

XX X X X X X

1 2 3 4 5 6

1 – название серии 2П, где 2 – номер серии;

2 – буква, указывающая на исполнение по способу защиты и вентиляции: Н – защитное исполнение IP22 с самовентиляцией IC01, Ф – защищенное исполнение IP22 с независимой вентиляцией, Б – закрытое исполнение IP44 с естественным охлаждением, О – закрытое исполнение IP44 с самовентиляцией внешним обдувом;

3 – высота оси вращения;

4 – условная длина сердечника якоря: М – средняя, L – большая;

5 – буква, при наличии встроенного тахогенератора, при отсутствии тахогенератора буква опускается;

6 – климатическое исполнение и категория размещения по ГОСТ 15150-69.

Условия эксплуатации машин серии 2П: высота над уровнем моря до 1000 м, температура окружающего воздуха от +5 до +40 °С, относительная влажность воздуха до 80 % при температуре +25 °С и при более низкой температуре без конденсации влаги; окружающая среда не пожаро- и взрывоопасная, не содержащая токопроводящей пыли, агрессивных газов и паров в концентрациях, разрушающих металлы и изоляцию.

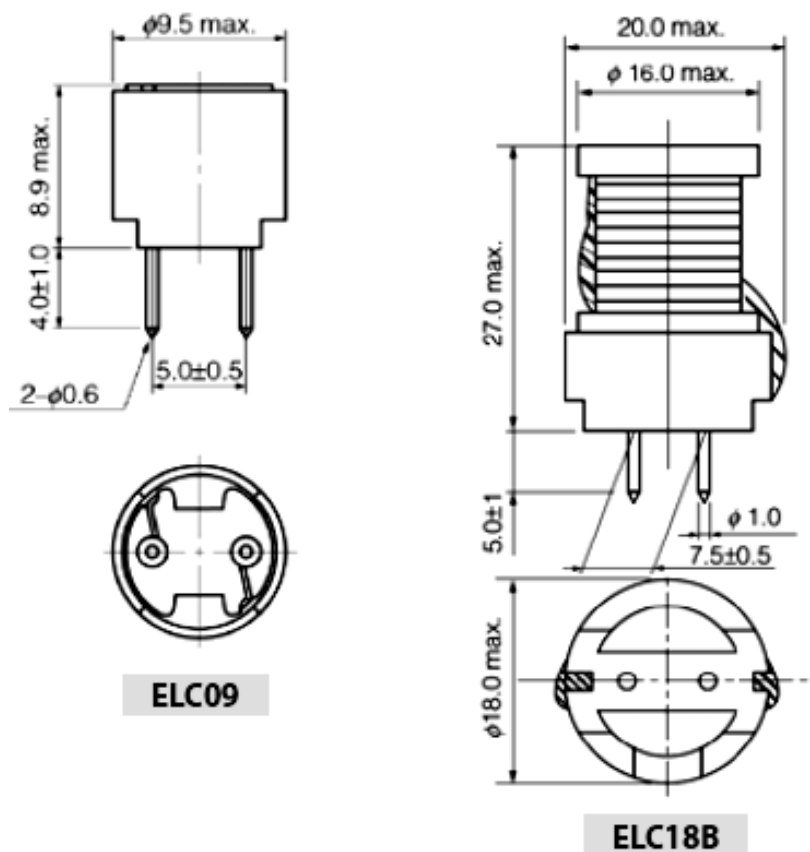
Таблица П.2

Технические характеристики дросселей

Наименование	Индукти вность, мГн	Точность, %	Тестовая частота, кГц	Сопротивление пост. току, Ом	Пост. ток, А
1	2	3	4	5	6
ELC09D3R3F	3,3	20	10	0,015	3,2
ELC09D4R7F	4,7			0,018	3,0
ELC09D8R2F	8,2	10		0,024	2,6
ELC09D330F	33			0,081	1,4
ELC09D470F	47			0,11	1,2
ELC18B101L	100			0,057	3,2

Продолжение табл. П.2

1	2	3	4	5	6
ELC09D151F	150	10	10	0,32	0,74
ELC09D221F	220			0,41	0,59
ELC09D471F	470			0,98	0,39
ELC09D681F	680			1,4	0,34



Типы корпусов дросселей

Таблица П.3

Технические характеристики силовых тиристоров

Наименование	Максимальное напряжение в закрытом состоянии, В	Средний ток в открытом состоянии, А	Тип корпуса
1	2	3	4
110RKI40	400	110	TO209AC
180RKI40	400	080	TO209AB
10TTS08	800	6.5	TO220AB

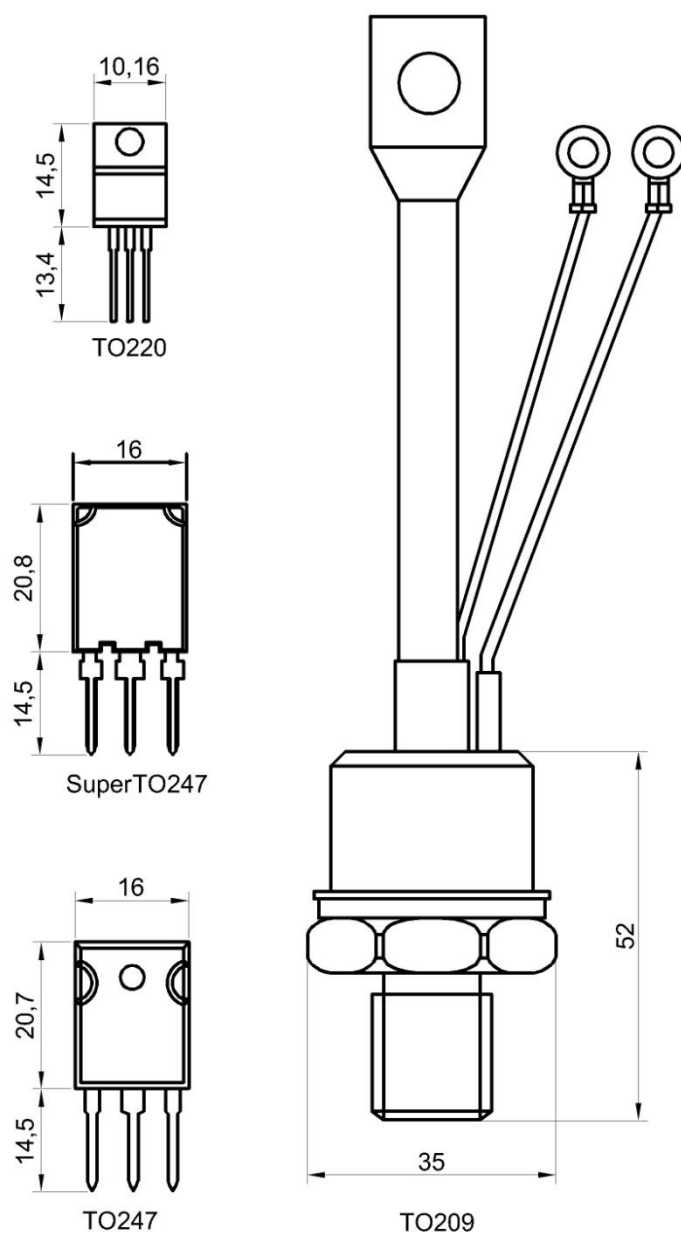
Окончание табл. П.3

1	2	3	4
12TTS08	800	8	TO220AB
16TTS08	800	10	TO220AB
30TPS08	800	20	TO247AC
40TPS08	800	35	TO247AC
80RIA80	800	80	TO209AC
110RKI120	1200	110	TO209AC
16TTS12FP	1200	10	TO209AB
16TTS12	1200	16	TO209AB
25TTS12FP	1200	16	TO220FP
25TTS12	1200	16	TO220
25TTS12S	1200	16	D2PAK
30TTS12	1200	20	TO247AC
40TTS12	1200	35	TO247AC
70TTS12	1200	70	Super TO247
110RKI120	1200	110	TO209AC
40TPS16	1600	35	TO209AC
70TPS16	1600	70	Super TO247

Примечание к таблице П.3.

Система обозначений тиристоров: 70TPS16

70 – код максимального тока; Т – конфигурация (тиристор); Р – тип корпуса (Р – TO247, Т – TO220, RKI – штыревое исполнение TO209); S – тип кристалла (S – выпрямитель со стандартным временем восстановления); 16 – код напряжения (12 – 1200В, 16 – 1600В).



Типы корпусов тиристоров

Таблица П.4

Технические характеристики тахогенераторов постоянного тока

Типоразмер	C_u , мВ/(об/мин)	$R_{нг}$, 10^3 Ом	n , об/мин	Класс точности	Масса, кг
1,6ТГП-2	2,5	10	3000	0,5	0,025
2,5ТГП-4	4,0	6	3000	1,0	0,09
ТГП-5	4,0	10	6000	0,2	0,09
ТП20-6-0,5	6,0	10	3000	0,5	0,05
ТП20-4-0,2	4,0	10	6000	0,2	0,05
ТП20-4-1	4,0	6	3000	1,0	0,05

Таблица П.5

Номинальные сопротивления по ряду E192

100	127	162	205	261	316	402	511	649	825
101	129	164	208	264	320	407	517	657	835
102	130	165	210	267	324	412	523	665	845
104	132	167	213	271	328	417	530	673	856
105	133	169	215	274	332	422	536	681	866
106	135	172	218	277	336	427	542	690	876
107	137	174	221	280	340	432	549	698	887
109	138	176	223	284	344	437	556	706	898
110	140	178	226	287	348	442	562	715	909
111	142	180	229	291	352	448	569	723	920
113	143	182	232	294	357	453	576	732	931
114	145	184	234	298	361	459	583	741	942
115	147	187	237	301	365	464	590	750	953
117	149	189	240	305	370	470	597	759	965
118	150	191	243	309	374	475	604	768	976
120	152	193	246	312	379	481	612	777	988
121	154	196	249	316	383	487	619	787	
123	156	198	252	320	388	493	626	796	
124	158	200	255	324	392	499	634	806	
126	160	203	258	328	397	505	642	816	

Примечание к таблице П.5.

Номинальные сопротивления должны соответствовать числам, указанным в П.5 или числам, полученным их умножением или делением на 10^n , где n – целое положительное или отрицательное число.

Технические данные металлокерамических резисторов серии MPR производства Vishay.

СИСТЕМА ОБОЗНАЧЕНИЙ

MPR2400	0	E	1001	D	C1
1		2	3	4	5
1. Серия					
2. Температурный коэффициент:					
Z – ± 5 ppm/K					
Y – ± 10 ppm/K					
X – ± 15 ppm/K					
E – ± 25 ppm/K					
3. Номинальное сопротивление:					
три значимые цифры, 4-ая множитель					
4. Точность:					
	T – 0.01%				
	H – 0.02%				
	A – 0.05%				
	B – 0.1%				
	C – 0.25%				
	D – 0.5%				
5. Упаковка:	RP, CU, C1				

ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Серия	MPR24	
Диапазон сопротивлений	10 Ом – 1 МОм	
Точность, %	0.05, 0.02, 0.01	0.5, 0.25, 0.1
Мощность рассеяния, Вт	0.125	0.25
Темп. коэф-т, ppm/K	$\pm 25, \pm 15, \pm 10, \pm 5$	
Рабочее напр-е, В	250	
Диапазон рабочих температур	-55...125°C	-55...155°C
Габаритные размеры, мм	6.3 x D2.5	



Резисторы серии MPR24 производства VISHAY выпускаются с номиналами, соответствующими ряду E192.

Таблица П.6

Технические данные конденсаторов Panasonic NHG на напряжение 50 В

Емкость, мкФ	Размеры		Рабочая температура, °С
	Диаметр, мм	Длина, мм	
0,1	5	11	-55 ÷ +105
0,22	5	11	-55 ÷ +105
0,33	5	11	-55 ÷ +105
0,47	5	11	-55 ÷ +105
1,0	5	11	-55 ÷ +105
2,2	5	11	-55 ÷ +105
3,3	5	11	-55 ÷ +105
4,7	5	11	-55 ÷ +105
10	5	11	-55 ÷ +105
22	5	11	-55 ÷ +105
33	5	11	-55 ÷ +105
47	6,3	11,2	-55 ÷ +105
100	8	11,5	-55 ÷ +105
220	10	12,5	-55 ÷ +105
330	10	16	-55 ÷ +105
470	10	20	-55 ÷ +105
1000	12,5	25	-55 ÷ +105
2200	16	31,5	-55 ÷ +105
3300	18	35,5	-55 ÷ +105

Таблица П.7

Технические данные вращающихся трансформаторов

Типоразмер	Напряжение возбуждения $U_{\text{в}}$, В	Частота тока возбуждения, Гц	Коэффициент трансформации	Частота вращения, об/мин
1	2	3	4	5
4МВТ-1	30	400	0,6	–
5МВТ-2-10Э-01	30	400	1,0	60
10МВТ-2В-5П	28	400	0,56	60

Окончание табл. П.7

10МВТ-2В-10П	28	400	1,0	60
5МВТ-2-5Э-0Д	30	400	0,56	60
ВТ-60	12	2000	0,16	5000
ВТМ-4А	60	400	1,0	2000
ВТМ-5А	5,4	400	1,0	3000
ВТМ-6М	60	2000	1,0	3000

Таблица П.8

Система исходных данных

№ п/п	$J_H,$ кг·м ²	$M_c,$ Н·м	$\Omega_{\max},$ $\frac{\text{град}}{\text{с}}$	$\varepsilon_{\max},$ $\frac{\text{град}}{\text{с}^2}$	M	η	$\Delta\alpha_{\Omega},$ мин	$\Delta\alpha_{\varepsilon},$ мин
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	142	250	10	6	1,1	0,80	10	35
2	345	155	18	3	1,2	0,85	15	40
3	48	60	70	25	1,3	0,90	20	45
4	251	65	60	24	1,4	0,90	25	50
5	254	90	97	25	1,5	0,90	30	10
6	57	75	100	37	1,1	0,92	35	15
7	160	80	62	25	1,2	0,82	40	20
8	263	85	84	30	1,3	0,88	45	25
9	366	80	16	14	1,4	0,90	50	30
10	269	95	48	11	1,5	0,85	10	35
11	172	100	80	42	1,1	0,90	15	40
12	375	105	23	5	1,2	0,92	20	45
13	78	10	100	80	1,3	0,88	25	50
14	81	15	72	20	1,4	0,85	30	10
15	184	120	33	15	1,5	0,90	35	15
16	187	125	86	15	1,1	0,92	40	20
17	100	130	38	9	1,2	0,80	45	25
18	205	135	41	8	1,3	0,85	50	30
19	110	140	52	11	1,4	0,82	10	35
20	115	145	54	18	1,5	0,90	15	40

Продолжение табл. П.8

1	2	3	4	5	6	7	8	9
21	120	150	56	16	1,1	0,80	20	45
22	126	160	60	12	1,2	0,87	25	50
23	132	170	58	17	1,3	0,80	30	10
24	138	180	53	6	1,4	0,85	10	35
25	144	190	50	23	1,5	0,90	15	40
26	151	200	47	22	1,1	0,95	20	45
27	155	190	44	21	1,2	0,90	25	50
28	159	185	40	20	1,3	0,92	30	10
29	163	180	42	8	1,4	0,82	35	15
30	160	170	38	10	1,5	0,88	40	20
31	157	165	36	23	1,1	0,90	45	25
32	154	160	34	22	1,2	0,80	50	30
33	150	155	30	21	1,3	0,85	10	35
34	148	150	27	20	1,4	0,90	15	40
35	145	140	24	12	1,5	0,90	20	45
36	139	130	21	17	1,1	0,82	25	50
37	133	120	17	10	1,2	0,85	30	10
38	152	260	13	7	1,3	0,80	35	15
39	355	165	21	4	1,4	0,85	40	20
40	58	70	73	26	1,5	0,90	45	25
41	261	75	63	25	1,1	0,90	50	30
42	264	100	100	26	1,2	0,90	10	35
43	67	85	103	38	1,3	0,92	15	40
44	170	90	65	26	1,4	0,82	20	45
45	273	95	87	31	1,5	0,88	25	50
46	376	90	19	15	1,1	0,90	30	10
47	279	105	51	12	1,2	0,85	10	35
48	182	100	83	43	1,1	0,90	15	40
49	385	115	26	6	1,2	0,92	20	45
50	88	20	103	81	1,3	0,88	25	50
51	91	25	75	21	1,4	0,85	30	10
52	194	130	36	16	1,5	0,90	35	15
53	197	135	89	16	1,1	0,92	40	20
54	110	140	41	10	1,2	0,80	45	25
55	215	145	44	9	1,3	0,85	50	30

Продолжение табл. П.8

1	2	3	4	5	6	7	8	9
56	120	150	55	12	1,4	0,82	10	35
57	125	155	57	19	1,5	0,90	15	40
58	130	160	59	17	1,1	0,80	20	45
59	136	170	63	13	1,2	0,87	25	50
60	142	180	61	18	1,3	0,80	30	10
61	148	190	56	7	1,4	0,85	35	15
62	154	200	53	24	1,5	0,90	40	20
63	161	210	50	23	1,1	0,95	45	25
64	165	200	47	22	1,2	0,90	50	30
65	169	195	43	21	1,3	0,92	10	35
66	173	190	45	9	1,4	0,82	15	40
67	170	180	41	11	1,5	0,88	20	45
68	167	175	39	24	1,1	0,90	25	50
69	164	170	37	23	1,2	0,80	30	10
70	160	165	33	22	1,3	0,85	10	35
71	158	160	30	21	1,4	0,90	15	40
72	155	150	27	13	1,5	0,90	20	45
73	149	140	24	18	1,1	0,82	25	50
74	143	130	20	11	1,2	0,85	30	10
75	157	265	16	8	1,3	0,80	35	15
76	360	170	24	5	1,4	0,85	40	20
77	63	75	76	27	1,5	0,90	45	25
78	266	80	96	26	1,1	0,90	50	30
79	269	105	103	27	1,2	0,90	10	35
80	75	90	106	39	1,3	0,92	15	40
81	175	95	68	27	1,4	0,82	20	45
82	278	100	90	32	1,5	0,88	25	50
83	381	95	22	16	1,1	0,90	30	10
84	284	110	54	13	1,2	0,85	35	15
85	187	105	86	44	1,3	0,90	40	20
86	39	120	29	7	1,4	0,92	45	25
87	93	25	106	82	1,5	0,88	50	30
88	96	30	78	22	1,1	0,85	10	35
89	199	135	39	17	1,2	0,90	15	40
90	202	140	92	17	1,3	0,92	20	45

Продолжение табл. П.8

1	2	3	4	5	6	7	8	9
91	115	145	44	11	1,4	0,80	25	50
92	220	150	47	10	1,5	0,85	30	10
93	125	155	58	13	1,1	0,82	10	35
94	130	160	60	20	1,2	0,90	15	40
95	135	165	62	18	1,3	0,80	20	45
96	141	175	66	14	1,4	0,87	25	50
97	147	185	64	19	1,5	0,80	30	10
98	153	195	59	8	1,1	0,85	35	15
99	159	205	56	25	1,2	0,90	40	20
100	166	215	53	24	1,3	0,95	45	25
101	170	205	50	23	1,4	0,90	50	30
102	174	200	46	22	1,5	0,92	10	35
103	178	195	48	10	1,1	0,82	15	40
104	175	185	44	12	1,2	0,88	20	45
105	172	180	42	25	1,3	0,90	25	50
106	169	175	40	24	1,4	0,80	30	10
107	165	170	36	23	1,5	0,85	35	15
108	163	165	33	22	1,1	0,90	40	20
109	160	155	30	14	1,2	0,90	45	25
110	154	145	27	19	1,3	0,82	50	30
111	148	135	23	12	1,4	0,85	10	35
112	177	285	25	11	1,5	0,80	15	40
113	380	190	33	8	1,1	0,85	20	45
114	83	95	85	30	1,2	0,90	25	50
115	286	100	75	29	1,3	0,90	30	10
116	289	125	112	30	1,3	0,90	10	35
117	95	110	115	42	1,4	0,92	15	40
118	195	115	77	30	1,5	0,82	20	45
119	298	120	99	35	1,1	0,88	25	50
120	401	115	31	19	1,2	0,90	30	10
121	304	130	63	16	1,3	0,85	35	15
122	207	125	95	47	1,4	0,90	40	20
123	410	140	38	10	1,5	0,92	45	25
124	113	45	115	85	1,1	0,88	50	30
125	116	50	87	25	1,2	0,85	10	35

Продолжение табл. П.8

126	219	155	48	20	1,3	0,90	15	40
127	222	160	111	20	1,4	0,92	20	45
128	135	165	53	14	1,5	0,80	25	50
129	240	170	56	13	1,1	0,85	30	10
130	145	175	67	16	1,2	0,82	35	15
131	150	180	69	23	1,3	0,90	40	20
132	155	185	71	21	1,4	0,80	45	25
133	161	195	75	17	1,5	0,87	50	30
134	167	205	73	22	1,1	0,80	10	35
135	173	215	68	11	1,2	0,85	15	40
136	179	225	65	28	1,3	0,90	20	45
137	186	235	62	27	1,4	0,95	25	50
138	190	225	59	26	1,5	0,90	30	10
139	194	220	55	25	1,1	0,92	10	35
140	198	215	57	13	1,2	0,82	15	40
141	195	205	53	15	1,3	0,88	20	45
142	192	200	51	28	1,4	0,90	25	50
143	189	195	49	27	1,5	0,80	30	10
144	185	190	45	26	1,1	0,85	35	15
145	183	185	42	25	1,2	0,90	40	20
146	180	175	39	17	1,3	0,90	45	25
147	174	165	36	22	1,4	0,82	50	30
148	168	155	32	15	1,5	0,85	10	35
149	202	310	37	15	1,1	0,80	15	40
150	405	215	45	12	1,2	0,85	20	45
151	108	120	97	34	1,3	0,90	25	50
152	311	125	87	33	1,4	0,90	30	10
153	314	150	124	34	1,5	0,90	35	15
154	125	135	127	46	1,1	0,92	40	20
155	220	140	89	34	1,2	0,82	45	25
156	323	145	111	33	1,3	0,88	50	30
157	426	140	43	23	1,4	0,90	10	35
158	329	125	75	20	1,5	0,85	15	40
159	232	150	107	51	1,1	0,90	20	45
160	435	165	50	14	1,2	0,92	25	50
161	138	70	127	89	1,3	0,88	30	10

Продолжение табл. П.8

1	2	3	4	5	6	7	8	9
162	141	75	99	29	1,2	0,85	10	35
163	244	180	60	24	1,1	0,90	15	40
164	247	185	125	24	1,2	0,92	20	45
165	160	190	65	18	1,3	0,80	25	50
166	265	195	68	17	1,4	0,85	30	10
167	170	200	79	20	1,5	0,82	35	15
168	175	205	81	27	1,1	0,90	40	20
169	180	210	83	25	1,2	0,80	45	25
170	180	220	87	21	1,3	0,87	50	30
171	192	230	85	26	1,4	0,80	10	35
172	198	240	80	15	1,5	0,85	15	40
173	204	250	77	32	1,1	0,90	20	45
174	211	260	74	31	1,2	0,95	25	50
175	215	250	71	30	1,3	0,90	30	10
176	219	245	67	29	1,4	0,92	35	15
177	223	240	69	17	1,5	0,82	40	20
178	220	230	65	19	1,1	0,88	45	25
179	217	225	63	32	1,2	0,90	50	30
180	214	220	61	31	1,3	0,80	10	35
181	210	215	57	30	1,4	0,85	15	40
182	208	210	54	29	1,5	0,90	20	45
183	205	200	51	21	1,1	0,90	25	50
184	199	190	48	26	1,2	0,82	30	10
185	193	180	44	19	1,2	0,85	10	35
186	232	340	52	20	1,1	0,80	15	40
187	435	245	60	17	1,2	0,85	20	45
188	133	150	112	39	1,3	0,90	25	50
189	336	155	102	38	1,4	0,90	30	10
190	339	180	139	39	1,5	0,90	35	15
191	150	165	142	51	1,1	0,92	40	20
192	245	170	104	39	1,2	0,82	45	25
193	348	175	126	44	1,3	0,88	50	30
194	451	170	58	28	1,4	0,90	10	35
195	354	185	90	25	1,5	0,85	15	40
196	257	180	122	56	1,1	0,90	20	45

Окончание табл. П.8

1	2	3	4	5	6	7	8	9
197	460	195	65	19	1,2	0,92	25	50
198	163	100	142	94	1,3	0,88	30	10
199	176	105	114	34	1,4	0,85	35	15
200	269	210	75	29	1,5	0,90	40	20
201	272	215	140	29	1,1	0,92	45	25
202	185	220	180	23	1,2	0,80	50	30
203	290	225	183	22	1,3	0,85	10	35
204	195	230	94	25	1,4	0,82	15	40
205	200	235	96	32	1,5	0,90	20	45
206	205	240	98	30	1,1	0,80	25	50
207	205	250	102	26	1,2	0,87	30	10
208	217	260	100	31	1,1	0,80	10	35
209	223	270	95	20	1,2	0,85	15	40
210	229	280	92	37	1,3	0,90	20	45
211	236	290	89	36	1,4	0,95	25	50
212	240	280	86	35	1,5	0,90	30	10
213	224	275	82	34	1,1	0,92	35	15
214	248	270	84	22	1,2	0,82	40	20
215	245	260	80	24	1,3	0,88	45	25
216	242	255	78	37	1,4	0,90	50	30
217	239	250	76	36	1,5	0,80	10	35
218	235	245	72	35	1,1	0,85	15	40
219	233	240	69	34	1,2	0,90	20	45
220	230	230	66	26	1,3	0,90	25	50
221	224	220	63	31	1,4	0,82	30	10
222	218	210	59	24	1,5	0,85	35	15

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Башарин А.В. Управление электроприводами: учебное пособие для вузов. / А.В. Башарин, В.А. Новиков, Г.Г. Соколовский. – Л.: Энергоиздат, 1982.
2. Бесекерский В.А. Цифровые автоматические системы. / В.А. Бесекерский. – М.: Наука, 1976.
3. Волков Н.И. Электромашинные устройства автоматики. / Н.И. Волков, В.П. Миловзоров. – М.: Высш. шк., 1986.
4. Гульков Г.И., Петренко Ю.Н. Системы автоматизированного управления электроприводами: учебное пособие / под общ. ред. Ю.Н. Петренко – 2-е изд., испр. и доп. – Минск: Новое знание, 2007.
5. Изерман Р. Цифровые системы управления / пер. с англ. – М.: Мир, 1984.
6. Кацман М.М. Справочник по электрическим машинам: учебное пособие для студ. – М.: Академия, 2005.
7. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления. / Б. Куо. – М.: Машиностроение, 1986.
8. Макаров И.М. Линейные автоматические системы (элементы теории, методы расчета и справочный материал) / И.М. Макаров, Б.М. Менский. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Машиностроение, 1982.
9. Острём К. Системы управления с ЭВМ / пер. с англ. / К. Острём, Б. Виттенмарк. – М.: Мир, 1987.
10. Погодицкий О.В., Малёв Н.А. Расчет и исследование цифро-аналоговой системы управления: лабораторный практикум – Казань: Казан. гос. энерг. ун-т, 2008.
11. Ротач В.Я. Теория автоматического управления: учебник для вузов. – 3-е изд. – М.: МЭИ, 2005.
12. Рудаков В.В. Системы непрерывного управления электроприводами / В.В. Рудаков и др. – Л.: Наука, 1968.
13. Справочник по теории автоматического управления / под ред. А.А. Красовского. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987.
14. Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами / под ред. В.И. Круповича, Ю. Г. Барыгина, М.Л. Сомова. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоиздат, 1982.
15. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления. / Е.П. Попов. – М.: Наука, 1976.
16. Терехов В.М. Системы управления электроприводов. – М.: Академия, 2005.
17. Топчеев Ю.И. Атлас для проектирования систем автоматического регулирования. / Ю.И. Топчеев. – М.: Машиностроение, 1989.
18. Ту Ю. Современная теория управления / пер. с англ. – М.: Машиностроение, 1971.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
Лабораторная работа № 1. Выбор и расчет элементов электропривода.	6
Описание структурных схем аналоговой и цифро-аналоговой систем управления электропривода.	6
Выбор и расчет элементов неизменяемой части электропривода . . .	9
Двигатель постоянного тока с якорным управлением.	9
Тиристорный преобразователь.	19
Тахогенератор	28
Вращающийся трансформатор.	34
Операционные усилители.	38
Лабораторная работа № 2. Исследование нескорректированного контура скорости.	42
Расчет установившихся ошибок	42
Моделирование нескорректированного контура скорости.	47
Применение программы MatLab для моделирования	47
Моделирование системы и анализ полученных результатов	52
Лабораторная работа № 3. Оптимизация контура скорости	57
Стандартные настройки и их применение	57
Настройка на оптимум по модулю	57
Настройка на симметричный оптимум	62
Синтез регулятора скорости для настройки контура скорости на оптимум по модулю	66
Лабораторная работа № 4. Программная реализация регулятора скорости и моделирование контура скорости	77
Уравнения состояния линейных непрерывных стационарных систем	77
Структурные схемы моделирования цифровых систем	78
У-преобразование	82
Примеры программной реализации регулятора скорости и моделирования контура скорости	85
Лабораторная работа № 5. Синтез аналогового регулятора положения (графоаналитический метод).	100
Этапы синтеза регулятора положения	100
Пример синтеза регулятора положения в системе с астатизмом второго порядка	105

Пример синтеза регулятора положения в системе с астатизмом первого порядка.	114
Лабораторная работа № 6. Программная реализация регулятора положения.	121
Аналитический способ синтеза регулятора положения	121
Пример программной реализации регулятора положения для электропривода с астатизмом второго порядка. Моделирование контура положения.	122
Пример программной реализации регулятора положения для электропривода с астатизмом первого порядка. Моделирование контура положения.	129
Приложения	137
Библиографический список	153