

НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АГРАРНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ
ИНЖЕНЕРНЫЙ ИНСТИТУТ

Г.М. СИМАКОВ, ФИЛЮШОВ Ю.П.

МОДЕЛИРОВАНИЕ
ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ
ПРОЦЕССОВ

Учебное пособие

НОВОСИБИРСК 2014

УДК 631.3–83+621.3(075)

Составители: д.т.н., профессор Г.М.Симаков;
к.т.н., инженер Ю.П. Филюшов.

Рецензент: канд. техн. наук, доц.

Моделирование электромеханических процессов: учеб.
пособие / Г.М. Симаков, Ю.П. Филюшов. – Новосибирск: Изд-во
НГАУ, 2014. – 148 с.

Содержит теорию и рекомендации по выполнению лабораторно-практических работ по дисциплине программируемые системы управления, а также Изложены вопросы расчета и моделирования технологических процессов в среде компьютерных программ.

Предназначены для студентов очной и заочной форм обучения по направлению подготовки 35.03.06 Агроинженерия (профиль Электрооборудование и электротехнологии в агропромышленном комплексе).

Утверждены и рекомендованы к изданию учебно-методическим советом Инженерного института (протокол №25 25 февраля 2014)

© Симаков Г.М., Филюшов Ю.П.2014

© Новосибирский государственный аграрный университет

ОГЛАВЛЕНИЕ

| | |
|---|-----|
| Раздел I. Ограничение нагрузки в электромеханических системах..... | 4 |
| 1. Исследование и моделирование системы ограничения нагрузки с помощью задержанной обратной связи по току двигателя (токовой отсечки) | 4 |
| 2. Исследование и моделирование ограничения нагрузки с помощью упреждающего токоограничения..... | 13 |
| 3. Ограничение нагрузки в системе подчиненного регулирования с помощью релейного регулятора в контуре тока якоря..... | 20 |
| 4. Исследование динамики контура тока с аналоговым и цифровым ПИД-регулятором | 31 |
| Раздел II. Регулирование скорости электропривода электромеханической системы..... | 41 |
| 5. Исследование однозонной системы подчиненного регулирования скорости электропривода постоянного тока с независимым возбуждением..... | 41 |
| 6. Исследование системы двухзонного регулирования скорости электропривода постоянного тока с управляемым потоком двигателя..... | 56 |
| 7. Моделирование динамических режимов работы асинхронного электропривода с векторным управлением | 75 |
| 8. Исследование двухконтурной системы автоматического регулирования переменного тока | 98 |
| Библиографический список | 112 |
| Приложение 1 | 114 |
| Приложение 2 | 115 |
| Приложение 3..... | 116 |
| Приложение 4..... | 135 |

Раздел I. ОГРАНИЧЕНИЕ НАГРУЗКИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

1. ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ ОГРАНИЧЕНИЯ НАГРУЗКИ С ПОМОЩЬЮ ЗАДЕРЖАННОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ПО ТОКУ ДВИГАТЕЛЯ (ТОКОВОЙ ОТСЕЧКИ)

Цель. Исследовать систему ограничения нагрузки на двигатель с помощью задержанной обратной связи по току. Научиться рассчитывать элементы принципиальной схемы. Смоделировать переходные процессы в данной системе, а также получить скоростную характеристику.

ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Нагрузка электропривода в переходных режимах может быть ограничена с помощью задержанных (нелинейных) обратных связей. Особенно широкое распространение получила задержанная обратная связь по току двигателя, или «токовая отсечка». Этот вид обратной связи уже давно применяется в автоматизированных приводах. Ниже будет дана методика расчета параметров токовой отсечки. Расчет ведется на примере системы «обобщенный преобразователь» – двигатель (ОП–Д). Под «обобщенным преобразователем» подразумевается преобразователь, имеющий внутреннее активно-индуктивное сопротивление, обладающий усилительными свойствами и конкретными динамическими характеристиками, которые могут быть представлены передаточной функцией преобразователя. В качестве «обобщенного преобразователя» может выступать (при определенных допущениях) тиристорный или транзисторный преобразователь, а также различные электромашинные устройства автоматики. Упрощенная принципиальная система ОП–Д с задержанной обратной связью по току показана на рис. 1.

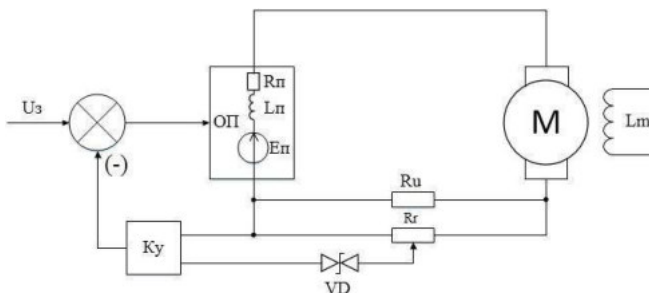


Рис. 1. Схема токовой отсечки

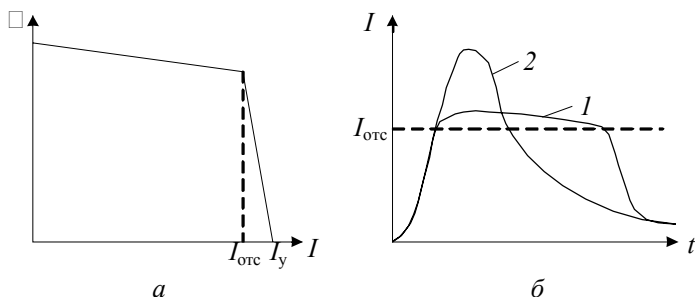


Рис. 2. Скоростная характеристика и графики переходных процессов

Скоростная характеристика данной системы представлена на рис. 2, а. Характер изменения тока якоря двигателя в приведенной схеме при скачкообразном приложении входного напряжения имеет вид кривой 1 (рис. 2, б). Если же обратная связь отсутствует, то ток изменяется по кривой 2. Видно, что с введением задержанной обратной связи улучшается заполнение диаграммы $I(t)$ и снижается максимальное значение тока якоря двигателя. Однако при любых значениях параметров обратной связи всегда будет иметь место некоторое превышение тока двигателя над значением тока отсечки. Ток отсечки — это ток, при котором вступает в действие задержанная обратная связь. Величина этого превышения зависит от параметров системы управления, в том числе и от коэффициента усиления K_y цепи обратной связи. Поскольку в схеме имеется возможность варьировать этот параметр, задача заключается в выборе рационального значения K_y . Правильный выбор K_y важен, так как чрезмерное его увеличение может при-

вести к возникновению автоколебаний в системе, а его уменьшение увеличивает погрешность ограничения тока, что требует снижения величины тока отсечки и в конечном итоге ведет к возрастанию времени переходных процессов.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ.

1. По принципиальной схеме составляем структурную схему. Структурная схема показана на рис. 3а (эта схема соответствует физике принципиальной схемы). Для удобства расчета параметров «мертвой зоны» можно воспользоваться эквивалентной структурной схемой (рис. 3б), в этом случае «мертвая зона» устанавливается равной величине тока отсечки. Далее рассчитываем параметры двигателя: номинальный ток, номинальный момент, суммарное сопротивление якорной цепи, суммарная индуктивность якорной цепи, постоянные времени, произведение конструктивного коэффициента на номинальный поток.

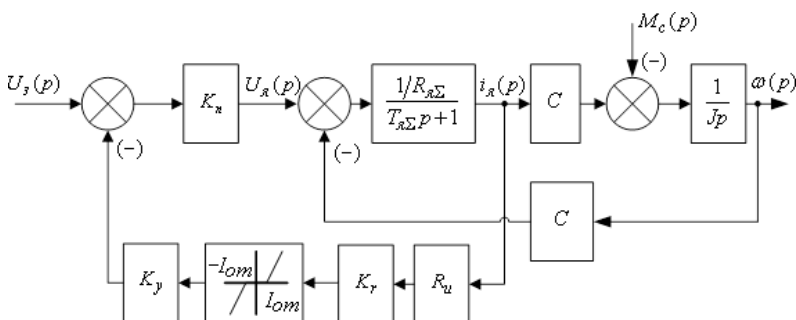


Рис. 3а. Структурная схема, соответствующая принципиальной схеме на рис. 1

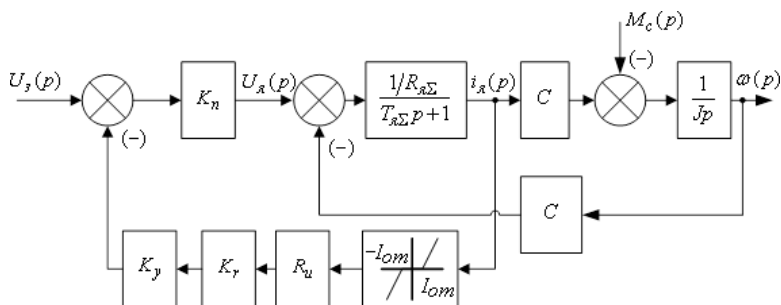


Рис. 3б. Эквивалентная структурная схема

2. Определяется ток упора, который характеризует максимальную нагрузку на двигатель:

$$I_y \leq I_n,$$

где \leq – перегрузочная способность двигателя; I_n – номинальный ток двигателя.

3. Рассчитывается ток отсечки:

$$I_{от} \leq I_y (\tilde{I} \leq),$$

где \leq – коэффициент, характеризующий точность ограничения тока допустимым уровнем:

$$\leq \leq 0,05 \dots 0,2.$$

4. Определяем напряжение пробоя стабилитрона, с помощью которого создается «мертвая зона»; пока стабилитрон не пробит, обратная связь по току не действует. Напряжение пробоя находим из условия:

$$U_{ст} \leq I_{от} R_n,$$

где R_n – измерительное сопротивление (в данной работе в роли измерительного сопротивления выступает обмотка дополнительных полюсов).

Напряжение пробоя стабилитронов берем из справочников по полупроводниковым приборам. Некоторые значения приведены ниже:

$$2,5; 3; 3,5; 4,2; 4,5; 5; 7 \text{ В.}$$

5. Чтобы обеспечить точное включение обратной связи при достижении тока якоря равного току отсечки, применяем делитель напряжения K_r . Коэффициент передачи этого делителя можно получить из отношения той части резистора, с которой снимется напряжение, к его полному сопротивлению. Этот коэффициент рассчитывается по формуле

$$K_r \leq \frac{U_{ст}}{I_{отс} R_n}.$$

6. Рассчитываем коэффициент передачи преобразователя:

$$K_{\Pi} = \frac{E_{\Pi}}{U_3},$$

где U_3 – максимально напряжение задания, равное десяти вольтам;
 E_{Π} – ЭДС преобразователя, необходимая для достижения номинального напряжения на зажимах двигателя:

$$E_{\Pi} = U_{\Pi} + I_{\Pi} R_{\Pi},$$

где U_{Π} , I_{Π} – номинальное напряжение и ток двигателя; R_{Π} – внутреннее сопротивление преобразователя (в данной работе примем его равным сопротивлению якоря двигателя, также индуктивность преобразователя L_{Π} примем равной индуктивности якорной цепи).

7. Рассчитываем коэффициент усиления в цепи обратной связи K_y . Этот коэффициент находим исходя из уравнений, составленных по структурной схеме на рис. 3.

$$\tilde{U}_3 (IR_{\tilde{r}} \tilde{U}_{\text{ст}}) K_y = K_{\Pi} = IR_{\text{я}} \tilde{E}_{\text{дв}}.$$

Из этого уравнения выразим коэффициент усиления в цепи обратной связи. При этом следует учесть, что двигатель, работая на упор, не вращается и развивает максимальный момент. ЭДС, развиваемая двигателем, равна нулю, так как она пропорциональна скорости вращения. Ток двигателя равен току упора. Учитывая написанное выше, мы получим формулу для расчета рационального коэффициента усиления в цепи обратной связи:

$$K_y = \frac{U_3 K_{\Pi} I_y R_{\text{я}}}{(I_y R_{\text{я}} K_{\tilde{r}} \tilde{U}_{\text{ст}}) K_{\Pi}}.$$

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Рассчитать параметры всех звеньев структурной схемы, представленной на рис. 3, а, б.
2. В программе Simulink собрать структурную схему с вашими параметрами.

3. Установить осциллографы (Scope) для снятия переходных процессов тока якоря и угловой скорости электропривода.

4. Установить двухкоординатный осциллограф (XY-Graph) для снятия скоростной характеристики.

5. Установить напряжение задания 10 В в Step (максимальное значение).

6. Снять графики переходных процессов при разгоне двигателя холостую, при набросе нагрузки, равной 0,6 от номинальной. Наброс нагрузки следует осуществлять только после полного разгона двигателя с помощью звена Step1.

7. Снять скоростную характеристику при плавном увеличении нагрузки от 0 до максимальной. При этом необходимо отсечь ту часть графика, где происходит разгон двигателя холостую. Для начала в Simulation/ Simulation Parameters в Stop time ставим значение более 10. В звене Step1 ставим время шага (Step time) равным 1 в окончательном значении (Final value) ставим момент сопротивления M_c в остальных 0. Для плавного увеличения нагрузки можно использовать звено интегратора (рис. 4, а). Для отсечения ненужной части графика можно использовать звенья Switch, которые подключают вход осциллографа только по достижении двигателем скорости холостого хода (рис. 4, б), в обоих Switch ставим 1. В звене Step2 ставим время шага (Step time) равным 0,9, а в окончательном значении (Final value) ставим 1, в остальных 0. При этом в звене XY-Graph необходимо правильно выставить минимальные и максимальные значения по осям: минимальные значения равны нулю, максимальное значение по оси X должно быть чуть больше тока упора, по оси Y чуть больше скорости холостого хода.

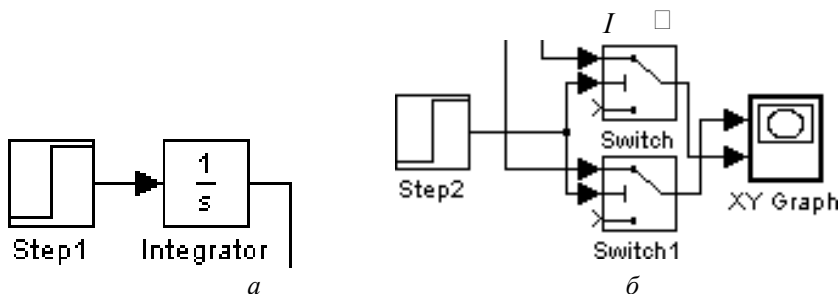


Рис. 4. Моделирование нагрузки

8. Составить отчет.

ПРИМЕР ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ 75 КВТ ДПТ

1. Сопротивление якорной цепи, дополнительных полюсов, приведенное к рабочей температуре двигателя:

$$t \approx 130 \div 15 \approx 115 \text{ }^{\circ}\text{C};$$

$$R_{\text{я}} \approx R_{\text{я},15^{\circ}\text{C}} (1 + \alpha_{\text{меди}} t) \approx 0,031 \div 0,0042 \div 115 \approx 0,046 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{дп}} \approx R_{\text{дп},15^{\circ}\text{C}} (1 + \alpha_{\text{меди}} t) \approx 0,02 \div 0,0042 \div 115 \approx 0,03 \text{ Ом}.$$

2. Номинальный ток двигателя:

$$I_{\text{н}} \approx \frac{P_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} \approx \frac{75 \cdot 10^3}{440 \div 0,915} \approx 172,4 \text{ А}.$$

3. Номинальный момент двигателя:

$$M_{\text{н}} \approx \frac{P_{\text{н}}}{\omega_{\text{н}}} \approx \frac{75 \cdot 10^3}{3,14 \cdot 3150} \approx 331,6 \text{ Нм}.$$

4. Суммарное сопротивление якорной цепи:

$$R_{\Sigma} \approx R_{\text{я}} + R_{\text{дп}} + R_{\text{п}} \approx 0,046 + 0,03 + 0,03 \approx 0,105 \text{ Ом}.$$

5. Суммарная индуктивность якорной цепи:

$$L_{\Sigma} \approx L_{\text{я}} + L_{\text{п}} \approx (1,2 + 1,2) \cdot 10^3 \approx 2,4 \cdot 10^3 \text{ Гн}.$$

6. Электромагнитная постоянная времени якорной цепи:

$$T_{\text{я}} \approx \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} \approx \frac{2,4 \cdot 10^3}{0,105} \approx 0,023 \text{ с}.$$

7. Произведение конструктивного коэффициента на номинальный поток возбуждения:

$$C \approx \frac{U_{\text{н}} I_{\text{н}} (R_{\text{я}} + R_{\text{дп}})}{\omega_{\text{н}}} \approx \frac{(U_{\text{н}} I_{\text{н}} (R_{\text{я}} + R_{\text{дп}})) 30}{3,14 \cdot 3150} \approx 1,923.$$

Ток упора:

$$I_y \approx I_n \approx 2 \cdot 172,4 \approx 344,8 \text{ А.}$$

8. Ток отсечки:

$$I_{от} \approx I_y (\tilde{I} \approx) \approx 344,8 \cdot (\tilde{I} \approx 0,2) \approx 275,9 \text{ А.}$$

9. Напряжение пробоя стабилитрона:

$$U_{ст} \approx I_{от} R_{дп};$$

$$I_{от} R_{дп} \approx 275,9 \cdot 0,03 \approx 8,18.$$

Примем напряжения пробоя стабилитрона равное 7 В.

10. Коэффициент передачи делителя напряжения:

$$K_r \approx \frac{U_{ст}}{I_{от} R_{дп}} \approx \frac{7}{275,9 \cdot 0,03} \approx 0,856.$$

11. ЭДС преобразователя, необходимая для достижения номинального напряжения на зажимах двигателя:

$$E_{п} \approx U_n + I_n R_{я} \approx 440 + 172,4 \cdot 0,046 \approx 447,9 \text{ В.}$$

12. Коэффициент передачи преобразователя:

$$K_{п} \approx \frac{E_{п}}{U_3} \approx \frac{447,9}{10} \approx 44,79.$$

13. Коэффициент усиления в цепи обратной связи:

$$K_y \approx \frac{U_3 K_{п} \tilde{I}_y R_{я}}{(I_y R_{дп} K_r \tilde{U}_{ст}) K_{п}} \approx \frac{10 \cdot 44,79 \cdot 344,8 \cdot 0,105}{(344,8 \cdot 0,03 \cdot 0,856 \cdot 7) \cdot 44,79} \approx 5,25.$$

Структурная схема моделируемой системы и графики переходных процессов, скоростная характеристика показаны на рис. 5–7.

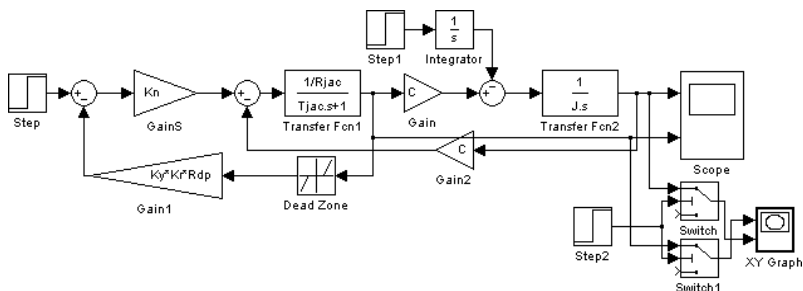


Рис. 5. Исследуемая модель

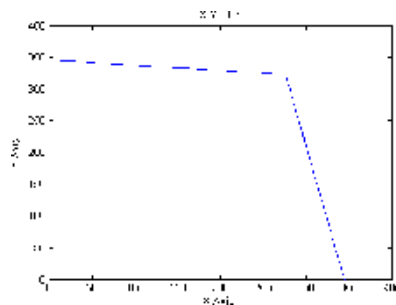


Рис. 6. Скоростная характеристика

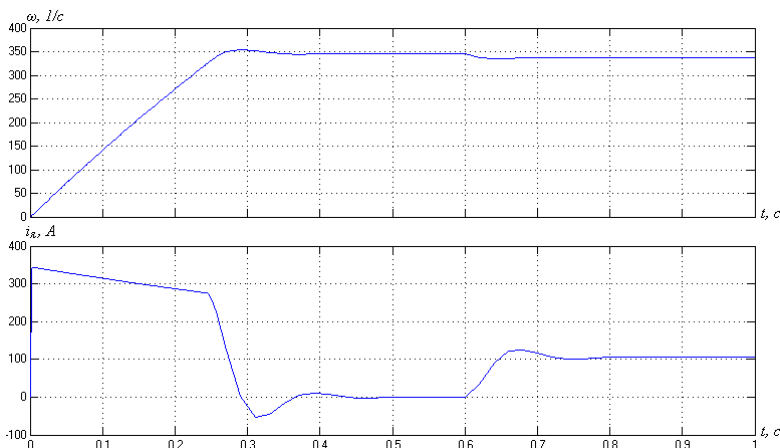


Рис. 7. Переходный процесс по угловой скорости и току якоря при пуске привода и набросе нагрузки $M_c = 0,6M_n$.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Цель работы.
2. Исходные данные.
3. Принципиальная схема исследуемой системы.
4. Структурная схема.
5. Расчет параметров структурной схемы.
6. Структурная схема моделируемой системы, составленная в программе Simulink. Все параметры и коэффициенты на этой схеме по возможности должны быть видны.
7. Графики переходных процессов с пояснениями.
8. Выводы.

2. ИССЛЕДОВАНИЕ ОГРАНИЧЕНИЯ НАГРУЗКИ С ПОМОЩЬЮ УПРЕЖДАЮЩЕГО ТОКООГРАНИЧЕНИЯ

Цель. Исследовать систему ограничения нагрузки электропривода с помощью упреждающего токоограничения. Научиться рассчитывать элементы принципиальной схемы и построить скоростную характеристику. Исследовать переходные процессы в данной системе.

ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В тиристорном ЭП при высоких требованиях к динамике получило распространение так называемое «упреждающее ограничение». Это косвенный способ ограничения тока якоря (момента) двигателя, основанный на измерении ЭДС двигателя. Суть способа заключается в следующем. Основное уравнение равновесия якорной цепи для электрической машины имеет вид

$$E_{\pi} \sim E_{\text{я}} - I_{\text{я}} R_{\text{я}} - L_{\text{я}} \frac{dI}{dt}.$$

Здесь E_{π} – ЭДС преобразователя; E – ЭДС двигателя; $R_{\text{я}}$, $L_{\text{я}}$ – активное сопротивление и индуктивность якорной цепи двигателя.

Если необходимо ограничить ток якоря постоянным максимальным значением I_m , то на участке токоограничения составляющей $L_{\text{я}} \frac{dI}{dt}$

можно пренебречь, поскольку она близка к нулю. Тогда из уравнения равновесия следует, что напряжение на якоре должно быть ограничено на уровне

$$E_{\Pi} \approx I_m R_{я} + E,$$

т. е. при скорости электропривода, равной нулю, уровень напряжения на якоре должен быть равным величине $\approx I_m R_{я}$; с ростом ЭДС уровни ограничения должны изменяться в соответствии с последним уравнением. В результате схема реализации упреждающего токоограничения выглядит так, как показано на рис. 1. Измерение ЭДС двигателя осуществляется с помощью тахометрического моста. Принципиально измерить ЭДС двигателя можно и любым другим способом. Функциональный преобразователь (ФП) служит для компенсации нелинейностей, которые имеются в тракте между управляющим сигналом U_y и напряжением на выходе тиристорного преобразователя (ТП). В зависимости от ЭДС двигателя характеристика промежуточного усилителя (ПУ) смещается по вертикали. Тем самым меняются уровни ограничения напряжения на якоре двигателя.

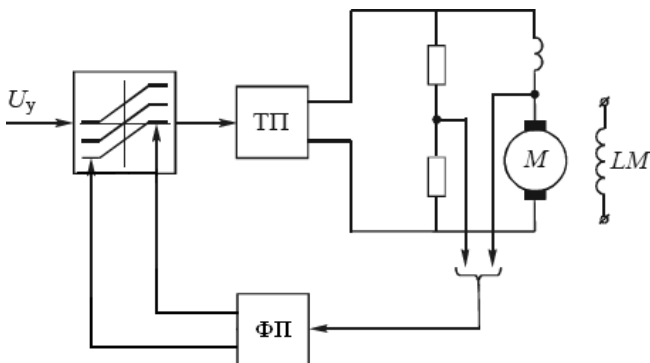


Рис. 1. Реализация упреждающего токоограничения.

Как видно из схемы, в данном случае ток якоря непосредственно не контролируется, следовательно, этот способ имеет такой недостаток, как высокая чувствительность к изменению параметров схемы, особенно сопротивления якорной цепи. В результате изменения внешних условий и нестабильности параметров меняется уровень ограничения тока якоря.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ

По принципиальной схеме составляется структурная схема (рис. 2). Затем рассчитываются параметры двигателя: номинальный ток, номинальный момент, суммарное сопротивление якорной цепи, суммарная индуктивность якорной цепи, постоянные времени, произведение конструктивного коэффициента на номинальный поток.

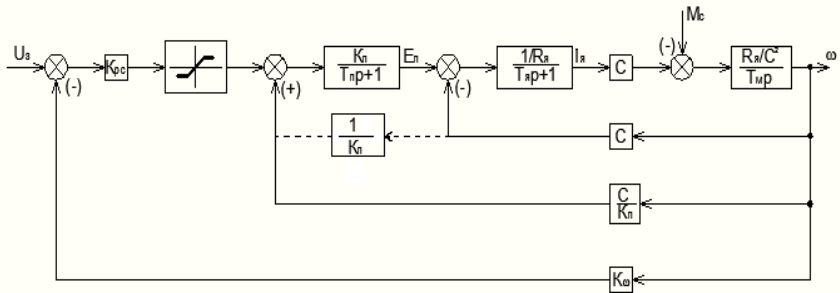


Рис. 2. Структурная схема ЭП с УТО

1. Рассчитаем коэффициент обратной связи по скорости K_{\square} :

$$K_{\square} = \frac{10}{\square_0},$$

где $\square_0 = \frac{E_{\text{пн}}}{C}$ [с⁻¹] – скорость холостого хода ЭП.

2. Определим коэффициент регулятора скорости. В зависимости от требований, предъявляемых к электроприводу по точности, диапазону регулирования и форме переходных процессов скорости, регулятор скорости в структурной схеме выбирается из такого условия, чтобы желаемая передаточная функция разомкнутого контура имела вид

$$W_{\text{ж}}(p) = \frac{1 / K_{\square}}{2T_{\square c} p (T_{\square c} p + 1)} \quad (1)$$

или

$$W_{\text{ж}}(p) = \frac{1 / K_{\square}}{2T_{\square c} p (T_{\square c} p + 1)} \frac{4T_{\square c} p + 1}{4T_{\square c} p} \quad (2)$$

Первый вид желаемой передаточной функции соответствует условиям технического оптимума. Передаточная функция второго вида соответствует требованиям симметричного оптимума.

Следовательно, при выборе желаемой передаточной функции вида (1) регулятор скорости будет пропорциональным (П):

$$W_{\text{PC}}(p) = \frac{K_I T_M C}{4T_{\square T} K_{\square} R_{\text{я}}} = K_{\text{PC}}.$$

При выборе желаемой передаточной функции вида (2) регулятор скорости будет пропорционально-интегральным (ПИ):

$$W_{\text{PC}}(p) = \frac{K_I T_M C (8T_{\square T} p + 1)}{32T^2_{\square T} K_{\square} R_{\text{я}} p} = K_{\text{PC}} \cdot \frac{1}{T_{\text{ис}} p},$$

где $K_{\text{PC}} = \frac{K_I T_M C}{4T_{\square T} K_{\square} R_{\text{я}}}$ – коэффициент пропорциональной части регулятора скорости; $T_{\text{ис}} = \frac{32T^2_{\square T} K_{\square} R_{\text{я}}}{K_I T_M C}$ – постоянная времени интегральной части регулятора скорости.

ПРИМЕР РАСЧЕТА

Исходные данные для выполнения работы:

ДПТ с НВ: 2ПН200ЛУХЛ4

| $P_{\text{дв}},$ кВт | $U_{\text{н}},$ В | $n,$ об/мин | $\eta,$ % | $R_{\text{я}},$ Ом | $R_{\text{дп}},$ Ом | $R_{\text{об}},$ Ом | $L_{\text{я}},$ мГн | $J,$ кг·м ² |
|-------------------------|-------------------|----------------|-----------|-----------------------|------------------------|------------------------|------------------------|---------------------------|
| 11 | 440 | 750 | 84,3 | 0,565 | 0,393 | 15,9 | 21,8 | 0,3 |

Максимально допустимый ток двигателя:

$$I_y = I_{\text{н}} = 2 \cdot 29,94 = 59,88 \text{ А},$$

где $\square = 2$ – перегрузочная способность;

$$I_H = \frac{P_H}{U_H} = \frac{11 \cdot 10^3}{440 \cdot 0,835} = 29,94 \text{ А} - \text{номинальный ток двигателя.}$$

1. Коэффициент передачи преобразователя:

$$K_H = \frac{E_H}{U_3} = \frac{456,92}{10} = 45,69,$$

где $R_H = R_{я}$ – сопротивление преобразователя; $U_3 = 10 \text{ В}$ – сигнал задания; $E_H = U_H - I_H R_H = 440 - 29,94 \cdot 0,565 = 456,92 \text{ В}$ – ЭДС преобразователя.

2. Рассчитаем C :

$$C = \frac{U_H - I_H (R_{я} + R_{дп})}{I_H} = \frac{440 - 29,94(0,565 + 0,393)}{78,5} = 5,97.$$

3. Рассчитаем регулятор скорости:

$$W_{PC}(p) = \frac{\frac{1}{K_H} (T_{\theta} p + 1) T_M p}{2 T_{\theta} p (T_{\theta} p + 1) K_H \frac{1}{R_{я} C^2}} = \frac{\frac{1}{K_H} T_M}{2 K_H (T_{\theta} p + 1) T_{\theta}}.$$

$$T_M = J \frac{R_{я}}{C^2} = 0,3 \cdot \frac{1,523}{5,24^2} = 0,0128 \text{ с.}$$

$$K_H = \frac{10}{I_H} = \frac{10}{78,5} = 0,127.$$

$$W_{PC}(p) = \frac{\frac{1}{0,127} \cdot 5,24 \cdot 0,0128}{2 \cdot 45,69 \cdot (0,002 + 0,0386)} = 0,162 - \text{П-регулятор}$$

4. Составим структурную схему в программе Matlab (рис. 3).

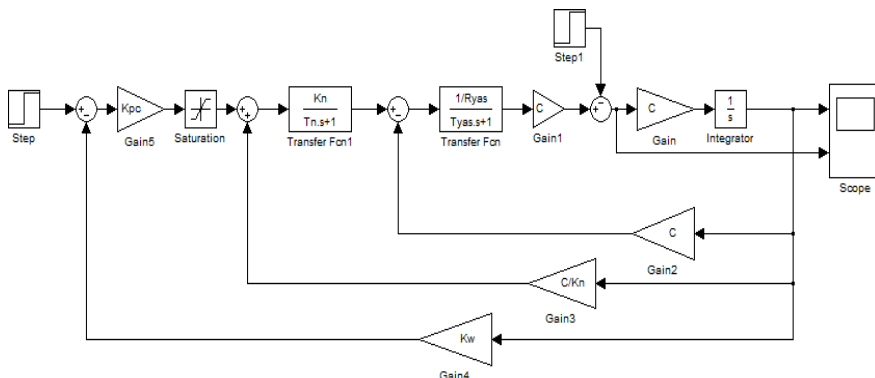


Рис. 3. Структурная схема УТО в программе Matlab.

5. Остальные параметры структурной схемы определим аналогично первой работе.

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Рассчитать параметры всех звеньев структурной схемы, показанной на рис. 3.
2. В программе Simulink собрать структурную схему с расчетными параметрами.
3. Установить осциллографы для снятия переходных процессов тока якоря и угловой скорости электропривода.
4. Установить двухкоординатный осциллограф (XY-Graph) для снятия скоростной характеристики.
5. Установить напряжение задания 10 В (максимальное значение).
6. Снять графики переходных процессов при разгоне двигателя холостую, при набросе нагрузки, равной 0,6 от номинальной, при набросе нагрузки, равной номинальной нагрузке. Наброс нагрузки следует выполнять только после полного разгона двигателя с помощью звена Step.
7. Снять скоростную характеристику при плавном увеличении нагрузки от 0 до максимальной.
8. Составить отчет.

ПРИМЕРЫ ГРАФИКОВ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

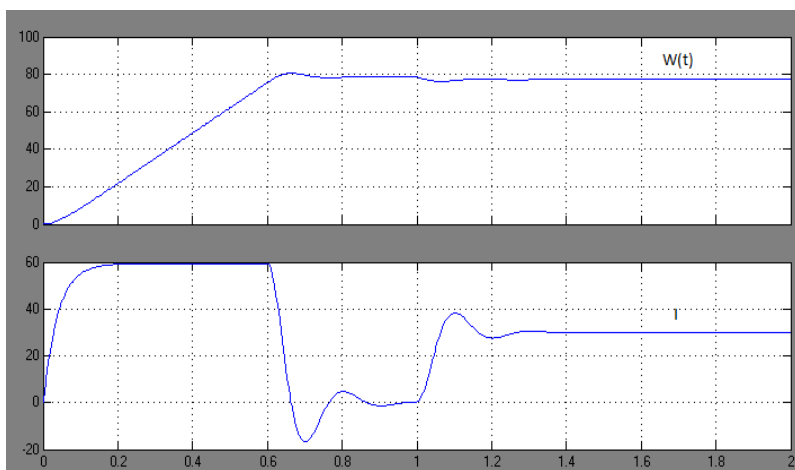


Рис. 4. Переходные процессы в ЭП с УТО

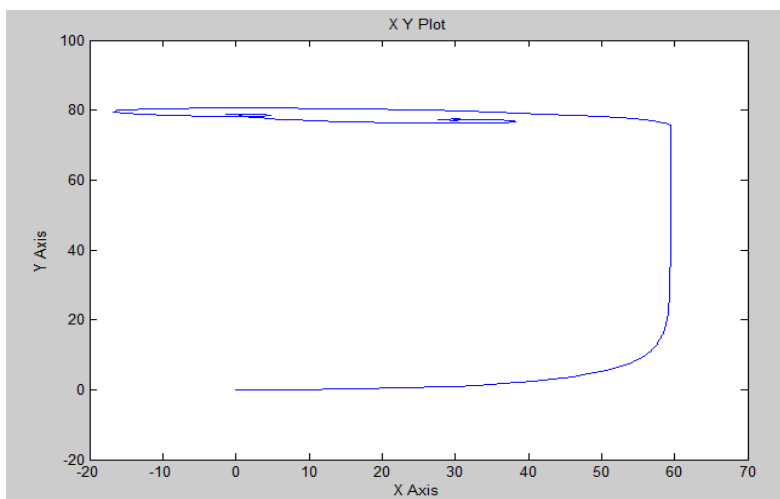


Рис. 5. Динамическая скоростная характеристика

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Цель работы.
2. Исходные данные.
3. Принципиальная схема исследуемой системы.
4. Структурная схема.
5. Расчет параметров структурной схемы.
6. Структурная схема моделируемой системы, составленная в программе Simulink. Все параметры и коэффициенты на этой схеме по возможности должны быть видны.
7. Далее должны быть представлены графики переходных процессов с пояснениями и скоростная характеристика.
8. Выводы.

3. ОГРАНИЧЕНИЕ НАГРУЗКИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА В СИСТЕМЕ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ С ПОМОЩЬЮ РЕЛЕЙНОГО РЕГУЛЯТОРА В КОНТУРЕ ТОКА ЯКОРЯ

Цель. Исследовать систему ограничения нагрузки двигателя в системе подчиненного регулирования с помощью релейного контура. Научиться рассчитывать элементы принципиальной схемы. Смоделировать переходные процессы в данной системе, а также получить скоростную характеристику.

ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В системах подчиненного регулирования ограничить ток якоря сравнительно просто. Для этого нужно ограничить управляющий сигнал на входе контура тока якоря. Так как выходной сигнал, как правило, не превышает входной, то ток якоря оказывается ограниченным сверху с определенной погрешностью будет не выше максимального значения. Рассмотрим построение релейных контуров тока якоря. Релейный принцип построения контуров тока в последние годы находит все большее распространение в реальном автоматизированном электроприводе. Это вызвано тем обстоятельством, что в качестве силовых преобразователей широко применяются транзисторные устройства.

Для электрической машины постоянного тока принципиально возможно построить три варианта релейных контуров тока, но мы рассматриваем только один: релейный контур тока якоря при управлении напряжением якоря.

Процессы в релейном контуре регулирования тока можно разделить на процесс «втягивания» в скользящий (автоколебательный) режим работы и собственно автоколебательный режим работы. Процесс «втягивания» в скользящий режим представляет собой реакцию контура тока на скачок управляющего воздействия. Автоколебательный процесс характеризуется, прежде всего, частотой и амплитудой колебаний тока. Амплитуда колебания тока чаще всего определяется шириной петли гистерезиса релейного элемента, а частота – функция сложная и зависит от многих параметров электропривода.

Для релейного контура тока будем прежде всего ориентироваться на его следующие характеристики:

- частоту автоколебаний;
- амплитуду автоколебаний;
- среднее значение тока.

При исследовании принимается одно общее допущение – скорость двигателя на интервале коммутации считается постоянной:

$$v = v_0 = \text{const.}$$

Это допущение позволяет учесть в дальнейшем средний уровень скорости при пренебрежении импульсным характером ЭДС.

Актуальность исследования частоты скользящего режима в контуре тока можно объяснить следующими причинами:

1) необходимостью получать рациональную частоту переключения релейного элемента и силовых элементов ключей преобразователя. Как известно, большая частота приводит к значительным потерям мощности в системе [17], низкая – увеличивает пульсации скорости привода;

2) выбором необходимой ширины петли гистерезиса РЭ для получения требуемой амплитуды пульсаций тока. При большой амплитуде пульсаций тока возрастают потери в меди и стали двигателя, ухудшается коллекторно-щеточный контакт, увеличивается вибрация двигателя;

3) в отдельных случаях необходимостью получать ограниченный спектр электромагнитных помех в процессе работы пары: «импульсный усилитель мощности – двигатель».

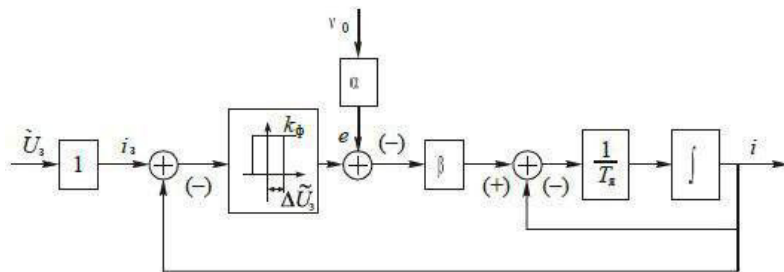


Рис. 1. Структурная схема контура регулирования тока якоря при управлении напряжением якоря

На структурной схеме (рис. 1) обозначено:

$U_3 \square \frac{U_3}{U_{3н}}$ – относительная величина задающего напряжения;

$\square U_3 \square \frac{\square U}{U_{3н}}$ – относительная ширина петли гистерезиса релейного регулятора;

$i_3 \square \frac{I_3}{I_n}$ – относительная величина задающего тока якоря;

k_ϕ – коэффициент форсировки, учитывающий степень превышения напряжения на якоре по отношению к номинальному;

\square_0 – некоторое фиксированное относительное значение скорости.

Отметим также, что $\square \square \tilde{1} \square$; $\square \square \frac{1}{U_n}$; $\square \square \frac{R_\text{я} I_n}{U_n}$; $\phi \square 1$.

Покажем, как зависит частота скользящего режима от напряжения задания (U_3) ширины петли гистерезиса ($\square U$) и противоЭДС (e) двигателя.

На основе дифференциального уравнения, описывающего переходный процесс тока якоря двигателя, имеем

$$\begin{aligned} T_\text{я} \frac{di}{dt} &= i \square (k_\phi \tilde{e}) \text{ при } 0 \leq t \leq t_1; \\ T_\text{я} \frac{di}{dt} &= i \square (\tilde{k}_\phi \tilde{e}) \text{ при } t_1 \leq t \leq t_2, \end{aligned}$$

где $t_+ \approx T$ – время роста тока в автоколебательном режиме (рис. 2);
 $t_- \approx (1 - \alpha)T$ – интервал снижения тока в автоколебательном режиме;
 α – скажность напряжения на якоре; T – период колебаний (рис. 2).

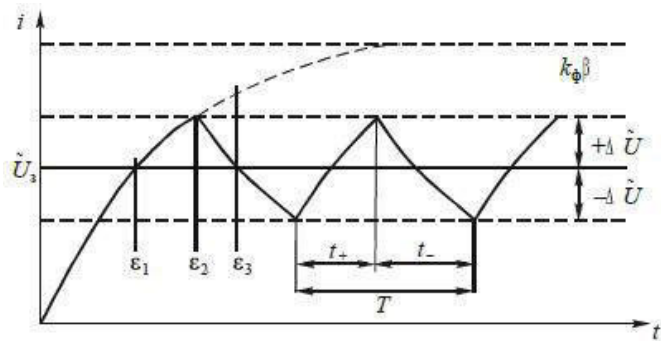


Рис. 2. Эпюры тока якоря двигателя в релейном контуре тока

Из решения первого на каждом из участков со своими начальными условиями, проводя припасовывание этих участков, можно получить:

– время роста тока в автоколебательном режиме

$$t_+ \approx T_{\text{я}} \ln \left(1 + \frac{2\alpha U}{\tilde{U}_3 - \tilde{U} - k_\Phi e} \right);$$

– время снижения тока в автоколебательном режиме

$$t_- \approx T_{\text{я}} \ln \left(1 + \frac{2\alpha U}{\tilde{U}_3 - \tilde{U} - k_\Phi e} \right).$$

Частота скользящего режима может быть найдена из соотношения

$$f_{\text{ск}} \approx \frac{1}{T} \approx \frac{1}{t_+ + t_-}$$

и предыдущих соотношений в виде

$$f_{\text{ск}} \approx \frac{1}{T_{\text{я}}} \ln \left(1 + \frac{2\alpha U}{\tilde{U}_3 - \tilde{U} - k_\Phi e} \right) \cdot \ln \left(1 + \frac{2\alpha U}{\tilde{U}_3 - \tilde{U} - k_\Phi e} \right).$$

Предыдущее уравнение можно записать и по-другому, если сделать подстановку для ЭДС двигателя:

$$f_{\text{ск}} = \frac{U_3 \tilde{1} \tilde{0}^2 \tilde{U} k_\Phi^2}{U \cdot \tilde{1}^2 \tilde{U} k} \cdot \frac{1}{\Phi}.$$

ПОРЯДОК РАСЧЕТА ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ.

1. Составляем структурную схему (рис. 3). Затем рассчитываем параметры двигателя: номинальный ток, номинальный момент, суммарное сопротивление якорной цепи, суммарную индуктивность якорной цепи, постоянные времени, произведение конструктивного коэффициента на номинальный поток.

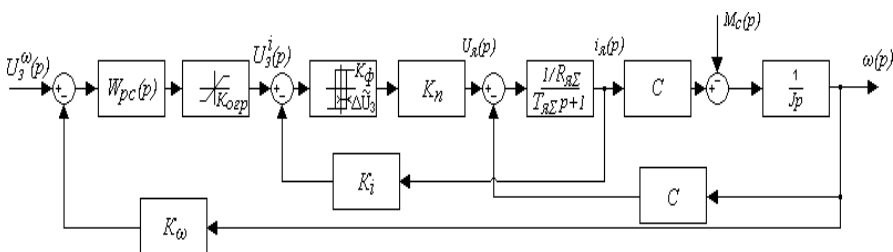


Рис. 3. Структурная схема

2. Настраиваем контур скорости на технический оптимум, желаемая передаточная функция выглядит так:

$$W_{\text{ж}}(p) = \frac{1/K}{2T_{\square} p(T_{\square} p + 1)}.$$

Передаточная функция разомкнутого контура скорости:

$$W_{\text{раз}}(p) = \frac{K_{\Pi} \cdot 1/R_{\text{я}} C}{Jp(T_{\text{я}} p + 1)}.$$

Передаточная функция контура скорости:

$$W_{\text{PC}}(p) = \frac{W_{\text{ж}}(p)}{W_{\text{раз}}(p)} = \frac{1/K_{\square}}{2T_{\square} p(T_{\square} p + 1) K_{\Pi} \cdot 1/R_{\text{я}} C} = \frac{R_{\text{я}} J}{2T_{\text{я}} K_{\Pi} K_{\square} C},$$

$$T_{\square} = T_{\text{я}}$$

Принимаем регулятор скорости пропорциональным.

3. Определяем уровень ограничения:

$$K_{огр} \leq I_n K_i,$$

где I_n – перегрузочная способность двигателя; $I_n = (1,5 \dots 2,5)$

номинальный ток двигателя; K_i – коэффициент обратной связи по току.

4. Находим относительную ширину петли гистерезиса релейного регулятора:

$$\Delta U_3 \leq K_i \Delta I,$$

где ΔI (1...10 %) от I_n .

5. Рассчитываем коэффициент форсировки (K_ϕ), учитывающий степень превышения напряжения на якоре по отношению к номинальному:

$$K_\phi = \frac{U_n}{U_n}.$$

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Рассчитать параметры всех звеньев структурной схемы, представленной на рис. 3.

2. В программе Simulink собрать структурную схему с вашими параметрами.

3. Установить осциллографы (Scope) для снятия переходных процессов тока якоря и угловой скорости электропривода.

4. Установить двухкоординатный осциллограф (XY-Graph) для снятия скоростной характеристики.

5. Установить напряжение задания 9,5 В в Step (максимальное значение).

6. Задать в звене ограничения (Saturation) уровень ограничения $K_{огр}$ (рис. 4).

7. Задать в релейном контуре тока якоря (Relay) коэффициент форсировки K_ϕ и ширину петли гистерезиса ΔU_3 (рис. 5).

8. Снять графики переходных процессов при разгоне двигателя холостую, при набросе нагрузки, равной 0,6 от номинальной. Наброс нагрузки следует производить только после полного разгона двигателя с помощью звена Step1.

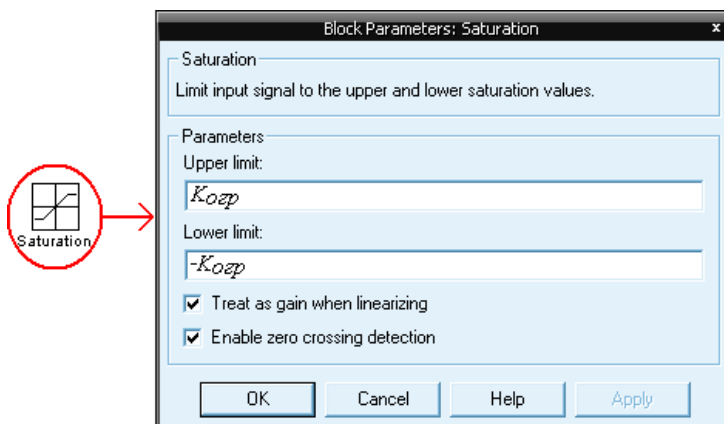


Рис. 4. Моделирование ограничения

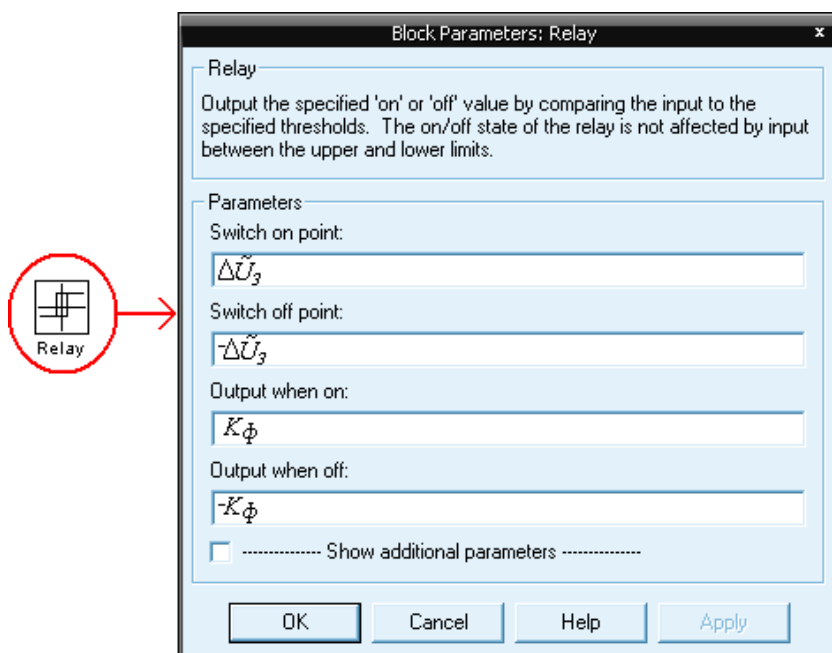


Рис. 5. Моделирование релейных элементов

9. Снять скоростную характеристику при плавном увеличении нагрузки от 0 до максимальной.

10. Составить отчет.

ПРИМЕР ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА МОЩНОСТЬЮ 75 КВт

1. Сопротивление якорной цепи, дополнительных полюсов, приведенное к рабочей температуре двигателя:

$$\alpha t \approx 130 \cdot 15 \approx 115 \text{ } ^\circ\text{C};$$

$$R_{\text{я}} \approx R_{\text{я}, 15 \text{ } ^\circ\text{C}} (1 + \alpha_{\text{меди}} \alpha t) \approx 0,0311 + 0,0042 \cdot 115 \approx 0,046 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{дп}} \approx R_{\text{дп}, 15 \text{ } ^\circ\text{C}} (1 + \alpha_{\text{меди}} \alpha t) \approx 0,021 + 0,0042 \cdot 115 \approx 0,03 \text{ Ом}.$$

2. Номинальный ток двигателя:

$$I_{\text{н}} \approx \frac{P_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} \approx \frac{75 \cdot 10^3}{440 \cdot 0,915} \approx 172,4 \text{ А}.$$

3. Номинальная угловая скорость:

$$\omega_{\text{н}} \approx \frac{2\pi n_{\text{н}}}{60} \approx \frac{3,14 \cdot 3150}{30} \approx 329,7 \text{ 1/с}.$$

4. Номинальный момент двигателя:

$$M_{\text{н}} \approx \frac{P_{\text{н}}}{\omega_{\text{н}}} \approx \frac{75 \cdot 10^3}{329,7} \approx 331,6 \text{ Нм}.$$

5. Суммарное сопротивление якорной цепи:

$$R_{\Sigma} \approx R_{\text{я}} + R_{\text{дп}} + R_{\text{п}} \approx 0,046 + 0,03 + 0,03 \approx 0,105 \text{ Ом}.$$

6. Суммарная индуктивность якорной цепи:

$$L_{\Sigma} \approx L_{\text{я}} + L_{\text{п}} \approx (1,2 + 1,2) \cdot 10^{-3} \approx 2,4 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

7. Электромагнитная постоянная времени якорной цепи:

$$T_{я\Sigma} = \frac{L_{я\Sigma}}{R_{я\Sigma}} = \frac{2,4 \cdot 10^{-3}}{0,105} = 0,023 \text{ с.}$$

8. Произведение конструктивного коэффициента на номинальный поток возбуждения:

$$C = \frac{U_n \tilde{I}_n (R_{я} R_{лп})}{\Phi_n} = \frac{440 \cdot 172,4 \cdot (0,046 \cdot 0,03)}{329,7} = 1,295 \text{ Ф.}$$

9. ЭДС преобразователя, необходимая для достижения номинального напряжения на зажимах двигателя:

$$E_n = U_n + I_n R_{я} = 440 + 172,4 \cdot 0,046 = 447,9 \text{ В.}$$

10. Коэффициент передачи преобразователя:

$$K_n = \frac{E_n}{U_3} = \frac{447,9}{10} = 44,79.$$

11. Коэффициент обратной связи по току:

$$K_i = \frac{U_3}{\Phi_n} = \frac{10}{172,4} = 0,029.$$

12. Коэффициент ограничения:

$$K_{огр} = \Phi_n I_n K_i = 2 \cdot 172,4 \cdot 0,029 = 10.$$

13. Коэффициент обратной связи по скорости:

$$K_\omega = \frac{10}{\Phi_n} = \frac{10}{329,7} = 0,03.$$

14. Передаточная функция регулятора скорости:

$$W_{PC}(p) = \frac{R_{я\Sigma} J}{2 T_{я\Sigma} K_n K_i C} = \frac{0,105 \cdot 0,3 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{0,023 \cdot 44,79 \cdot 0,03 \cdot 1,295} = 0,385.$$

15. Относительная величина петли гистерезиса релейного регулятора:

$$U_3 = K_i I = K_i 0,01 I_H = 0,029 \cdot 0,1 \cdot 172,4 = 0,05, \\ I = (\tilde{1} \cdot 10 \%) I_H.$$

16. Коэффициент форсировки:

$$K_\phi = \frac{U_H}{U_H} = \frac{440}{264} = 1,686.$$

Структурная схема моделируемой системы, графики переходных процессов и скоростная характеристика показаны на рис. 6–9.

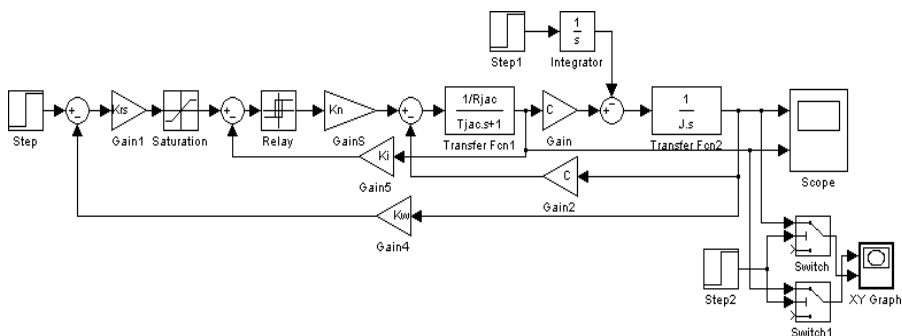


Рис. 6. Моделируемая система

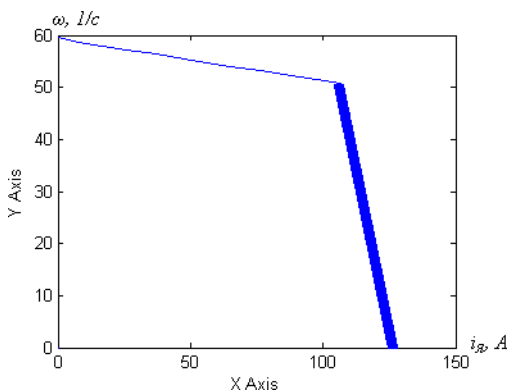


Рис. 7. Скоростная характеристика

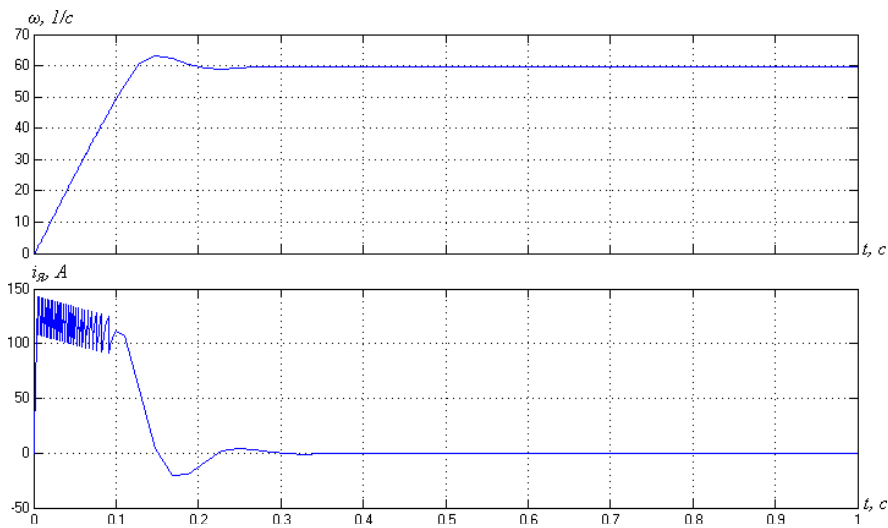


Рис. 8. Переходные процессы по угловой скорости и тока якоря при $M_c = M_n = 0$.

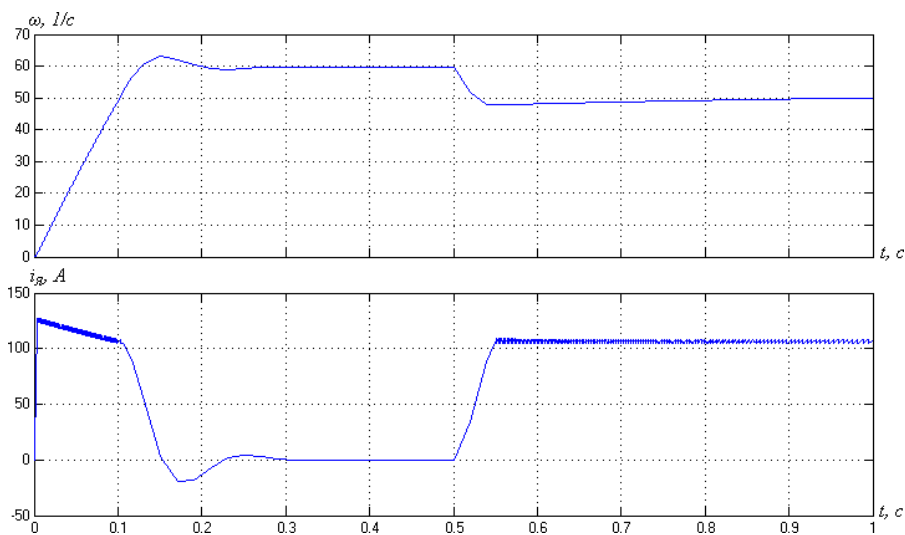


Рис. 9. Переходные процессы по угловой скорости и тока якоря при $M_c = 0,6M_n$.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Цель работы.
2. Исходные данные.
3. Структурная схема.
4. Расчет параметров структурной схемы.
5. Структурная схема моделируемой системы, составленная в программе Simulink. Все параметры и коэффициенты на этой схеме по возможности должны быть видны.
6. Графики переходных процессов с пояснениями.
7. Выводы.

4. ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ КОНТУРА ТОКА С АНАЛОГОВЫМ И ЦИФРОВЫМ ПИД-РЕГУЛЯТОРОМ

Цель. Исследовать динамику контура тока с использованием аналогового и цифрового ПИД-регулятора. Смоделировать переходные процессы в данной системе, а также получить временные диаграммы процессов.

ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

ПИД-регулятор относится к наиболее распространенному типу регуляторов. Примерно 90...95 % регуляторов, находящихся в настоящее время в эксплуатации, используют ПИД-алгоритм. В основе столь высокой популярности лежат простота построения и промышленного использования, ясность функционирования, пригодность для решения большинства практических задач и низкая стоимость. Среди ПИД-регуляторов 64 % приходится на одноконтурные регуляторы и 36 % – на многоконтурные .

В течение долгого времени в области управления использовались многие решения, но ПИД-регуляторы стали «промышленным стандартом» из-за своей простоты и хорошей производительности. После появления дешевых микропроцессоров и аналого-цифровых преобразователей в промышленных ПИД-регуляторах используются автоматическая настройка параметров, адаптивные алгоритмы, нейронные сети, методы нечеткой логики. Усложнилась структура регуляторов: появи-

лись регуляторы с двумя степенями свободы, с применением принципов разомкнутого управления в сочетании с обратной связью, со встроенной моделью процесса. Кроме функции регулирования, в ПИД-контроллер были введены функции аварийной сигнализации, контроля разрыва контура регулирования, выхода за границы динамического диапазона и др. Несмотря на долгую историю развития и большое количество публикаций, остаются проблемы в устранении интегрального насыщения, регулировании объектов с гистерезисом и нелинейностями, в автоматической настройке и адаптации регуляторов. Практические реализации ПИД-контроллеров не всегда содержат фильтры, чрезмерный шум и внешние возмущения затрудняют настройку параметров.

Заметим, ПИД-регулятор очень часто называют ПИД-контроллером.

На рис. 1 показана схема системы с ПИД-регулятором. ПИД-регулятор сравнивает измеренное значение процесса y с заданным опорным значением y_3 . Затем разница, или ошибка, обрабатывается для расчета нового входного процесса U .

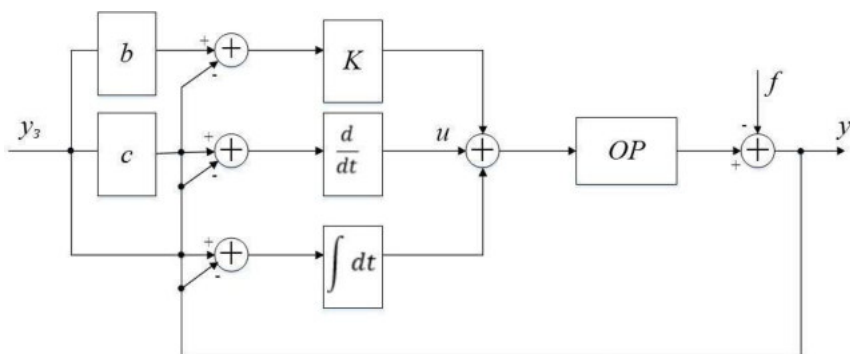


Рис. 1. Общая структура ПИД-регулятора в системе регулирования

Основная идея в том, что контроллер получает информацию о состоянии системы с помощью датчика. Затем вычитает измеренное значение из опорного для вычисления ошибки. Ошибка будет обрабатываться тремя путями: обрабатываться в «настоящем времени» пропорциональной составляющей, возвращаться «в прошлое», используя интегральную составляющую, и предвидеть «будущее» через дифферен-

циальную составляющую. При грубой оценке свойств ПИД-контроллера можно считать, что пропорциональная составляющая отвечает за быстродействие системы регулирования, интегральная составляющая за точность, а дифференциальная за колебательность системы.

Наилучший путь найти необходимые параметры ПИД-алгоритма – это использование математической модели системы. Однако часто подробного математического описания системы нет и настройки параметров ПИД-регулятора могут быть выполнены только экспериментально. Поиск параметров для ПИД-регулятора может быть сложной задачей. Здесь большое значение имеют данные о свойствах системы и различных условиях ее работы. Некоторые процессы не допускают перерегулирования процесса переменной от заданного значения. Другие процессы должны минимизировать потребление энергии. Важнейшим требованием является также стабильность. Процесс не должен колебаться ни при каких условиях. Кроме того, стабилизация должна наступать в течение определенного времени.

Существуют разные методы для настройки ПИД-регулятора. Выбор метода будет зависеть в значительной степени от того, может ли быть процесс автономным для настройки или нет. Метод Циглера–Николса – это известный экспериментальный метод настройки. Первым шагом в этом методе является установка И и Д коэффициентов усиления в нуль, увеличивая усиление П до получения устойчивых и стабильных колебаний (как можно ближе). При этом фиксируется критический коэффициент усиления K_c и период колебаний. Затем корректируются значения П, И и Д с использованием таблицы.

Расчет параметров по методу Циглера–Николса

| Controller | K_p | T_i | T_d |
|------------|-----------|-----------|-----------|
| P | $0,5K_c$ | | |
| PD | $0,65K_c$ | | $0,12P_c$ |
| PI | $0,45K_c$ | $0,85P_c$ | |
| PID | $0,65K_c$ | $0,5P_c$ | $0,12P_c$ |

Дальнейшая настройка параметров часто необходима для оптимизации производительности ПИД-регулятора. Следует отметить, что есть случаи, где ПИД-регулятор не будет работать в принципе. К таким системам могут быть отнесены, например, существенно нелинейные системы.

Цифровая система автоматического управления электроприводом постоянного тока содержит микропроцессорный (цифровой) регулятор, силовой вентильный преобразователь для управления исполнительным двигателем, а также сам двигатель с нагрузкой. Сигнал на выходе цифровой части представляет собой ступенчатое напряжение, характер изменения которого в значительной мере зависит от шага дискретизации T_s . При относительно малом шаге дискретизации система считается непрерывной.

СИНТЕЗ И РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ РЕГУЛЯТОРА ТОКА

Структурная схема контура тока имеет вид, показанный на рис. 2.

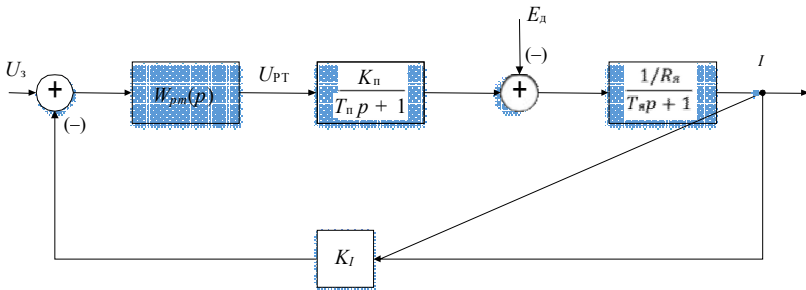


Рис. 2. Структурная схема контура тока якоря двигателя

Передаточная функция объекта управления в контуре тока имеет следующий вид:

$$W_{об} = \frac{k_n}{R_a (T_n p + 1)(T_a p + 1)}. \quad (1)$$

Для придания такой передаточной функции заданных динамических показателей необходимо использовать ПИД-регулятор. Передаточная функция обобщенного ПИД-регулятора с реальным дифференцирующим звеном определяется выражением

$$W_p(s) = k_{\square} \frac{k_{\Pi}}{p} \frac{k_{Д} p}{T_{Д} p + 1}. \quad (2)$$

В частности, для объекта управления (1) регулятор можно записать так:

$$W_p(s) = \frac{k_p(T_n T_y p^2 + (T_n + T_y)p + 1)}{p(T_d p + 1)}. \quad (3)$$

Приравнявая выражения (2) и (3), получаем систему уравнений для нахождения параметров регулятора:

$$\begin{aligned} k_p &= k_{И}, \\ T_n T_y &= \frac{k_p T_d^2}{k_{И}}, \\ T_n + T_y &= \frac{k_{И} T_d}{k_{И}}. \end{aligned} \quad (4)$$

Определим передаточную функцию контура тока с объектом управления вида (1) регулятором вида (3) в замкнутом состоянии:

$$\begin{aligned} W_{зам}(s) &= \frac{k_p k_{об}}{1 + \frac{k_p k_{об}}{p(T_d p + 1)} \frac{p(T_n p^2 + (T_n + T_y)p + 1)}{k_p k_{об} k_I}} = \frac{k_p k_{об}}{p(T_d p + 1) + \frac{k_p k_{об}}{k_p k_{об} k_I} (T_n p^2 + (T_n + T_y)p + 1)} \\ &= \frac{k_p k_{об}}{T_d p^2 + \frac{1}{k_p k_{об} k_I} p + 1}. \end{aligned} \quad (5)$$

Постоянная времени этого контура тока равна

$$T = \sqrt{\frac{T_d}{k_p k_{об} k_I}}, \quad (6)$$

коэффициент демпфирования

$$\zeta = \frac{1}{2\sqrt{T_d k_p k_{об} k_I}}, \quad (7)$$

отсюда коэффициент передачи регулятора

$$k_p = \frac{1}{4\zeta k_{об} k_I T_d}. \quad (8)$$

Зная коэффициент передачи, можно определить остальные параметры регулятора тока из уравнений (4):

$$\begin{aligned} \zeta k_I &= k_p, \\ \zeta k_I &= k_n (T_n \tilde{T}_y T_d), \\ \zeta k_d &= T_n T_y k_I \tilde{k}_n T_d. \end{aligned} \quad (9)$$

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ РЕГУЛЯТОРА ТОКА

Рассмотрим пример расчета параметров регулятора, задавшись следующими параметрами синтезируемой системы:

| k_n | R_y | T_n | T_y | k_I |
|-------|-------|-------|-------|-------|
| 22 | 0,759 | 0,008 | 0,013 | 0,094 |

Примем также значение параметра $T_d = 0,001$ из условия $T_d < T_n$. Коэффициент демпфирования примем равным 0,707.

Ниже приведен пример расчета в программе Matlab:

```

1      %Исходные данные
2      kp=22/0.759;
3      Ti=0.008;
4      Ta=0.013;
5      ki=0.094;
6      Td=0.005;
7      Ksi=sqrt(2)/2;
8
9      %Расчет
10     kp=1/(4*Ksi^2*kp*ki*Td);
11     kn=ki*(Tn+Ta-Td);
12     kd=Tn*Ta*ki-Td*kn;
```

Результаты расчета:

| k_p | $k_{и}$ | $k_{п}$ | $k_{д}$ |
|-------|---------|---------|---------|
| 183,5 | 183,5 | 3,67 | 0,0154 |

Рассчитаем значения параметров регулятора для $T_d = 0,005$.

| k_p | $k_{и}$ | $k_{п}$ | $k_{д}$ |
|-------|---------|---------|----------|
| 36,7 | 36,7 | 0,587 | 0,000881 |

Структурная схема контура тока в программе Simulink будет выглядеть так, как показано на рис. 3.

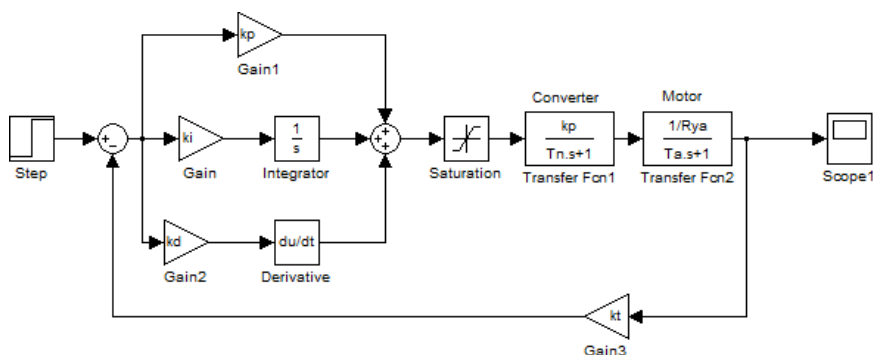


Рис. 3. Модель контура тока якоря двигателя с аналоговым регулятором тока

Для того чтобы исследовать динамику в контуре с цифровым регулятором, необходимо преобразовать этот регулятор к цифровому регулятору. В модели замкнутой системы (рис. 4) выполним команду Tools/Control design/Linear Analysis/Model Diskretizer. При этом открывается окно Simulink Model Diskretizer (рис. 3), позволяющее выбрать блоки для дискретизации и задать параметры дискретизации.

В левом поле окна задаются блоки, которые необходимо преобразовать в дискретные. В правой части окна выбирается метод дискретизации (в поле Transform Method) период дискретизации (в поле Sample time) и способ представления звена в модели (в поле Replace current Selection with). Кнопкой s/z осуществляется преобразование.

В канал пропорциональной части регулятора необходимо ввести также блок Zero-Order Hold (экстраполиатор нулевого порядка) с тем же значением периода дискретизации. Модель системы после преобразо-

вания регулятора с использованием прямого метода Эйлера показана на рис. 5.

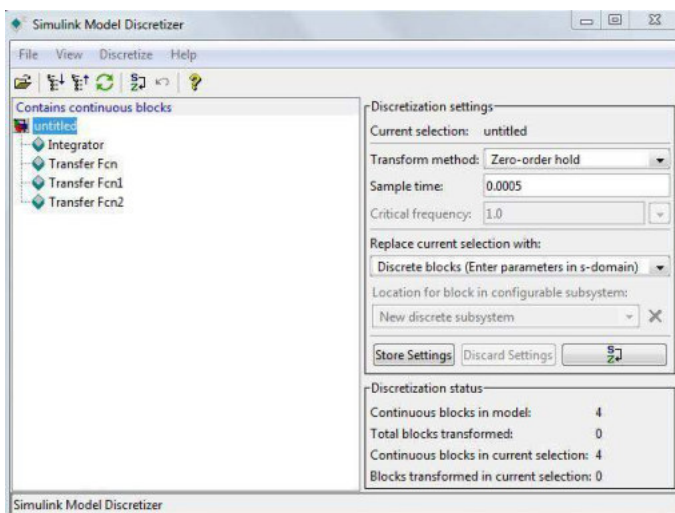


Рис. 4. Окно Model Diskretizer

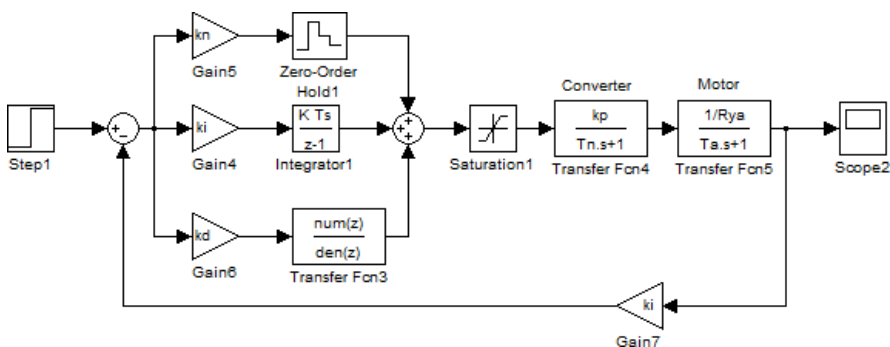


Рис. 5. Модель контура тока якоря двигателя с цифровым регулятором тока

Модель системы, использованная для снятия переходных процессов, показана на рис. 6. Выходные сигналы с контуров регулирования тока подаются на один канал осциллографа. На второй канал подаются сигналы с выходов аналогового и цифрового регуляторов.

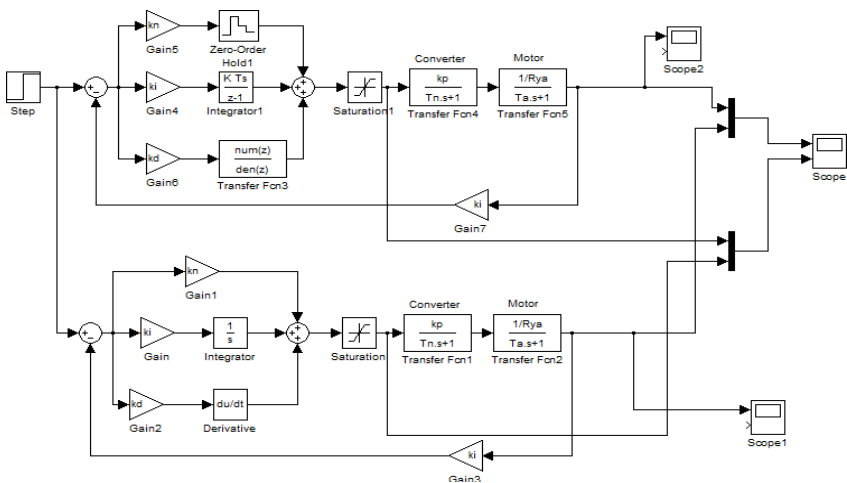


Рис. 6. Модель контура тока якоря двигателя с цифровым и аналоговым регуляторами тока

Переходный процесс в системе при периоде дискретизации $T_s = 0,5T_D = 0,0005$ с и $T_D = 0,001$ с показана на рис. 7.

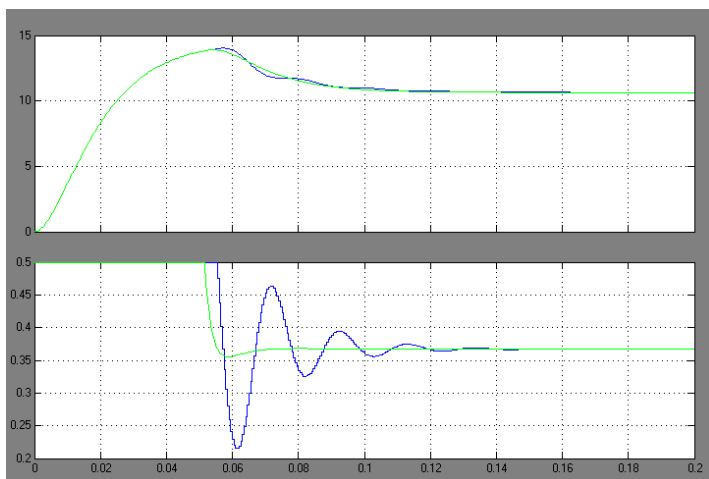


Рис. 7. Переходные процессы контура тока якоря двигателя с цифровым и аналоговым регулятором тока, без ограничения и с ограничением выходного сигнала

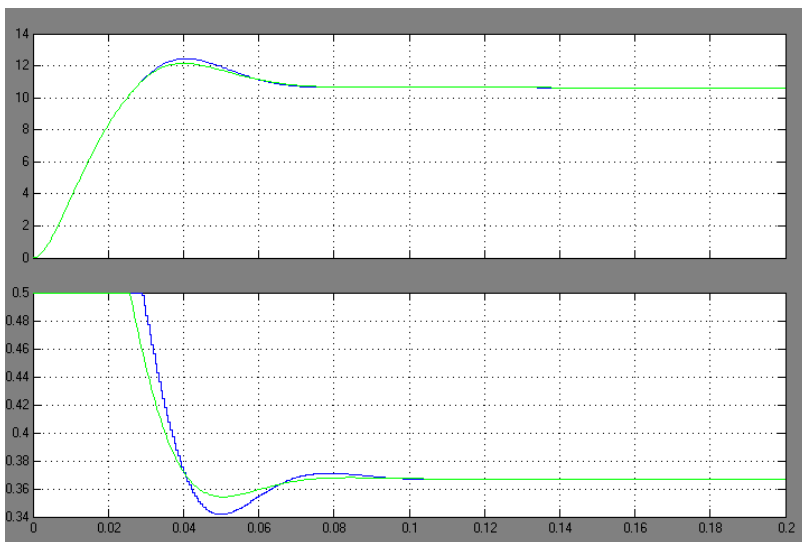


Рис. 8. Переходные процессы контура тока якоря двигателя с цифровым и аналоговым регулятором тока, без ограничения и с ограничением выходного сигнала

Переходный процесс в системе при периоде дискретизации $T_s = 0,002$ с и $T_d = 0,005$ с показан на рис. 8.

ВЫВОДЫ

В настоящей работе была исследована динамика контура тока якоря, выполнен расчет параметров ПИД-регулятора тока и смоделирована функциональная модель цифрового КТ в программе Simulink.

В ходе моделирования выяснилось, что переходный процесс при использовании цифрового регулятора отличается от переходного процесса при использовании аналогового регулятора. Тем не менее динамические показатели качества, такие как перерегулирование и время регулирования, практически не изменяются. При уменьшении шага дискретизации T_s , переходный процесс в системе с цифровым регулятором приближается к «аналоговому».

Раздел II. РЕГУЛИРОВАНИЕ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

5. ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОЗОННОЙ СИСТЕМЫ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Цель. Исследовать систему подчиненного регулирования скорости электропривода постоянного тока с независимым возбуждением. Научиться рассчитывать элементы принципиальной схемы. Смоделировать переходные процессы в данной системе и снять скоростную характеристику электропривода.

ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

На рис. 1 показана функциональная схема системы подчиненного регулирования (СПР) двигателя постоянного тока с независимым возбуждением (ДПТ НВ).

На рис. 1 обозначено:

ДТ – датчики тока;

ДС – датчик скорости;

СИФУ – система импульсно-фазового управления;

РТ – регулятор тока якоря;

РС – регулятор скорости;

ОВ – обмотка возбуждения двигателя;

М – электродвигатель.

П – тиристорный преобразователь

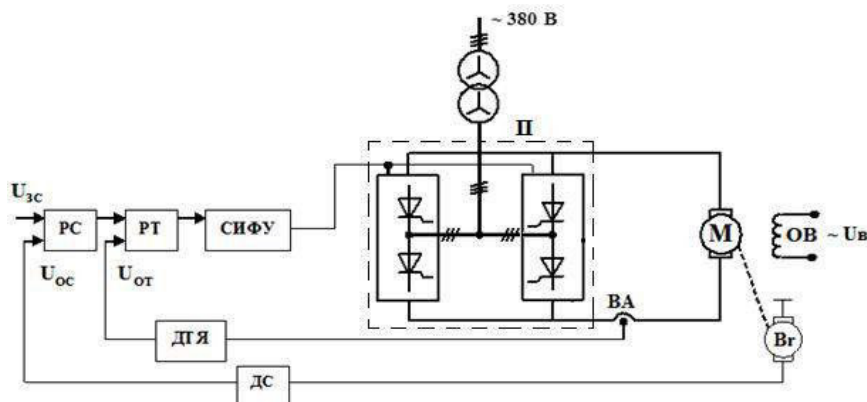


Рис. 1. Функциональная схема СПР ДПТ НВ

Для выходной переменной каждого из инерционных звеньев объекта, начиная с самой близкой к входу строится свой контур регулирования с внутренним корректирующим звеном (регулятором). При этом регуляторы оказываются соединенными последовательно (вход предыдущего служит выходом последующего) и обратные связи не перекрещиваются. Синтез регуляторов ведется от внутреннего к внешнему с использованием специальной настройки контуров (технический или симметричный оптимум).

Общая структурная схема СПР скорости электропривода постоянного тока показана на рис. 2. На рисунке приняты следующие обозначения:

$W_{\phi}(p)$ – передаточная функция входного фильтра (если он требуется);

$W_{PC}(p)$ – передаточная функция регулятора скорости;

$W_{PT}(p)$ – передаточная функция регулятора тока якоря;

$W_K(p)$ – передаточная функция звена компенсируемой части объекта;

K_{\square}, K_I – коэффициенты обратных связей по скорости и току якоря соответственно.

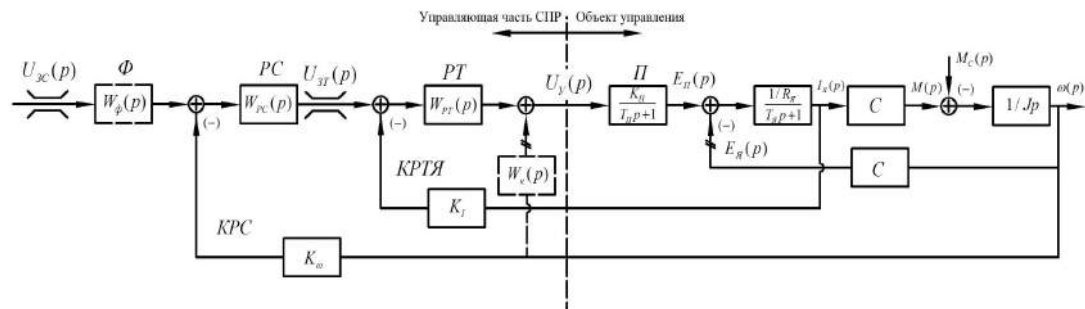


Рис. 2. Общая структурная схема СП

ПОРЯДОК РАСЧЕТА ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ

1. Рассчитываем параметры двигателя: номинальный ток, номинальный момент, суммарное сопротивление якорной цепи, суммарную индуктивность якорной цепи, постоянные времени.

2. Синтезируем контур регулирования тока (КРТ) якоря двигателя (рис. 3).

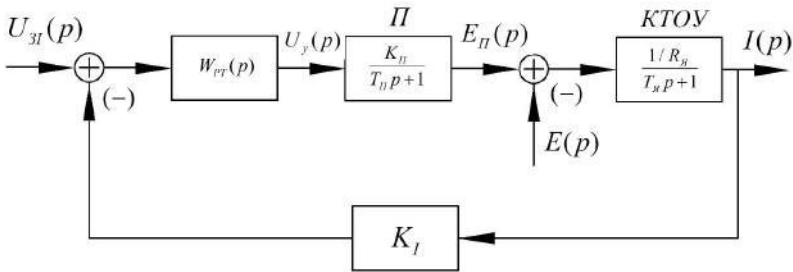


Рис. 3. Структурная схема синтезируемого контура регулирования

На рис. 3 приняты следующие обозначения:

$u_{3I}(p)$ – сигнал задания тока, который формируется на выходе РС;

$W_{КТ}(p)$ – передаточная функция регулятора тока якоря;

K_I – коэффициент обратной связи по току якоря.

При синтезе контура регулирования тока якоря принимаются следующие допущения.

1. Постоянная времени преобразователя электрической энергии T_{Π} достаточно мала, и ее можно принять за малую некомпенсируемую постоянную времени $T_{\Pi} \ll T_{\gamma}$. Для тиристорных преобразователей постоянная времени $T_{\Pi} \approx (2...3) \cdot 10^{-3}$ с.

2. Чтобы исключить перекрещивающиеся обратные связи САУ, как того требует методика СПР, пренебрегаем влиянием внутренней отрицательной обратной связи двигателя по ЭДС вращения, формально разомкнув, считая что ее влияние мало или скомпенсировано.

Запишем передаточную функцию разомкнутой системы (разомкнем обратную связь по току якоря):

$$W_{\text{раз КРТ}}(p) \approx W_{\text{РТ}}(p) \frac{K_{\Pi}}{T_{\Pi} p + 1} \frac{1}{R_{\gamma}} \frac{1}{T_{\gamma} p + 1} K_I$$

Отсутствие статической ошибки регулирования позволяет сразу рассчитать коэффициент обратной связи по току исходя из требуемого уровня токоограничения:

$$K_I \approx \frac{u_{\text{зт max}}}{I_{\text{max доп}}} \approx \frac{u_{\text{зт max}}}{I_i I_H},$$

где $u_{\text{зт max}}$ – максимально возможная абсолютная величина сигнала задания; $I_{\text{max доп}} \approx I_i I_H$ – максимально допустимый ток; I_i – перегрузочная способность по току.

Тогда можем рассчитать коэффициент обратной связи по току, который равен

$$K_I \approx \frac{u_{\text{зт max}}}{I_{\text{max доп}}}.$$

Так как компенсируемая часть объекта управления в КРТЯ (см. рис. 3) представлена в виде апериодического звена, то контур настраивается на модульный оптимум, что обеспечивает его астатизм, и РТ является ПИ-регулятором.

Желаемая передаточная функция системы, настроенной на модульный оптимум разомкнутой системы, представлена ниже:

$$W_{\text{МО}}(p) \approx \frac{1}{2T_{\text{п}} p (T_n p + 1)}.$$

Приравниваем передаточную функцию КРТЯ в разомкнутом состоянии к передаточной функции модульного оптимума и в результате получим

$$W_{\text{РТ}}(p) \approx \frac{R_{\text{я}}(T_{\text{я}} p + 1)}{2T_{\text{п}} K_{\text{п}} K_I p} \approx K_{\text{п}} \cdot \frac{K_{\text{и}}}{p},$$

где $K_{\text{п}} \approx \frac{E_{\text{п max}}}{u_{\text{упр max}}}$, где $E \approx E_{\text{п max}} \cos \frac{m}{d_0} \sin \frac{m}{d_0}$, где $E \approx E_{\text{п max}} \sin \frac{m}{d_0}$ – максимально возможное значение средневпрямленного ЭДС;

$E_{\max} = \sqrt{2} \cdot 3 \cdot E_{\phi}$ – амплитуда линейной ЭДС силового согласующего устройства; $m = 6$ – пульсность трехфазной мостовой схемы выпрямления; $\alpha_{\min} = 10 \dots 15^\circ$ – минимальный угол регулирования; $u_{\text{упр max}} = 10 \text{ В}$ – максимальное значение сигнала управления. Также $E_{\text{п max}}$ можно рассчитать следующим образом, $E_{\text{п max}} = U_{\text{я}} I_{\text{н}} R_{\text{п}}$; где $R_{\text{п}}$ – сопротивление преобразователя.

Если не компенсировать ЭДС в КРТЯ, то его структура изменится, появится дополнительная отрицательная обратная связь. Анализ такого контура показывает, что учет обратной связи по ЭДС уменьшает коэффициент передачи замкнутого контура регулирования.

Влияние ЭДС будет велико, если $2\alpha_{\text{н}} T \ll T_M$, где $T_M = \frac{J \cdot R_{\text{я}}}{(C)^2}$ –

электромеханическая постоянная времени ЭП. Это возможно, когда очень медленный преобразователь, т. е. большая $T_{\text{п}}$.

Показатели качества системы, настроенной на модульный оптимум:

$t_{\max} = 4,7\alpha_{\text{н}} T$ – время достижения первого максимума;

$\alpha_{\max}, \% = 4,3 \%$ – максимальное перерегулирование;

$n = 0$ – число колебаний;

$x_{\text{уст}} = \frac{1}{K_I}$ – установившееся значение управляемой переменной.

3. Синтезируем контур регулирования скорости (КРС) (рис. 4)

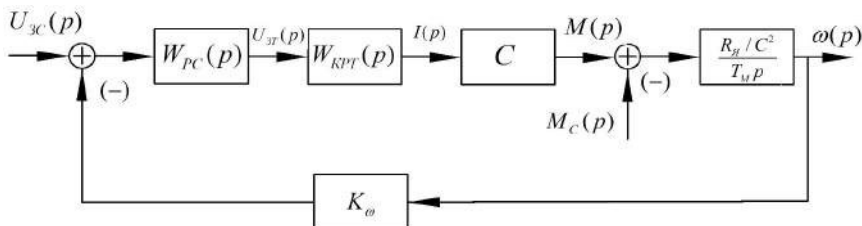


Рис. 4. Структурная схема контура регулирования скорости без входного фильтра

При синтезе КРС принимается следующее допущение: при синтезе внешних контуров СПР передаточная функция внутреннего контура аппроксимируется аperiodическим звеном:

$$W_{\text{КРТ}}(p) \approx \frac{1/K_I}{2T_{\text{п}} p + 1},$$

где $2T_{\text{п}}$ является новой некомпенсируемой постоянной времени в КРС.

Коэффициент обратной связи по скорости определяется как

$$K_{\text{п}} \approx \frac{u_{\text{зс max}}}{\Delta n}.$$

Настраиваем КРС на модульный оптимум (МО). Передаточная функция разомкнутого контура регулирования скорости имеет вид

$$W_{\text{раз}}(p) \approx W_{\text{РС}}(p) \frac{1/K_I}{2T_{\text{п}} p + 1} \frac{R_{\text{я}}/C^2}{T_M p} K_{\text{п}}.$$

Передаточная функция регулятора скорости определяется из условия

$$W_{\text{КРС}}(p) \approx W_{\text{МО}}(p).$$

Желаемая передаточная функция системы, настроенной на модульный оптимум разомкнутой системы, представлена ниже:

$$W_{\text{МО}}(p) \approx \frac{1/K_{\text{п}}}{4T_{\text{п}} p (2T_{\text{п}} p + 1)}.$$

В результате имеем, что передаточная функция регулятора скорости равна:

$$W_{\text{РС}}(p) \approx \frac{T_M C^2 K_I}{4T_{\text{п}} K_{\text{п}}^2 R_{\text{я}}} \approx K_{\text{ПР}} - \text{пропорциональный регулятор скорости (П-РС).}$$

При такой настройке будет статическая погрешность регулирования:

$$\sigma, \% = \frac{\sigma_{\text{н}}}{\sigma_{\text{min}}} 100 \% = \frac{\sigma_{\text{н}} D}{\sigma_{\text{н}}} 100 \% = \text{доп}, \%$$

где $\sigma_{\text{н}} = \frac{R_{\text{я}} M_{\text{н}}}{(C)^2}$ – статический перепад скорости под действием номинальной нагрузки для однозонного регулирования.

Для того чтобы система была астатической, применим настройку на симметричный оптимум.

Настраиваем КРС на симметричный оптимум (СО). Передаточная функция разомкнутого контура регулирования скорости (определенная по рис. 5) имеет вид

$$W_{\text{раз}}(p) = W_{\text{РС}}(p) \frac{1/K_I}{2T_{\text{п}} p} \frac{R_{\text{я}}/C^2}{T_M p} K_{\text{п}}.$$

Передаточная функция регулятора скорости определяется из условия:

$$W_{\text{раз}}(p) = W_{\text{СО}}(p) = \frac{8T_{\text{п}}^2 p}{32T_{\text{п}}^2 p (2T_{\text{п}} p + 1)},$$

В результате найдем передаточную функцию регулятора скорости:

$$W_{\text{РС}}(p) = \frac{K_I T_M C^2}{4T_{\text{п}} K_{\text{п}} R} \cdot \frac{K_I T_M C^2}{32T_{\text{п}}^2 K_{\text{п}} R p}.$$

Это значит, что регулятор скорости является ПИ-регулятором.

Передаточная функция входного фильтра равна

$$W_{\text{ф}}(p) = \frac{1}{8T_{\text{п}} p + 1}.$$

Показатели качества системы с фильтром на входе, настроенной на симметричный оптимум, должны быть следующие:

$t_{\text{рег}} = 12T_{\text{п}} C$ – время регулирования;

$\sigma_{\text{max}}, \% = 8,0 \%$ – максимальное перерегулирование;

$n = 1$ – число колебаний;

$x_{\text{уст}} \frac{1}{K}$ – установившееся значение управляемой переменной.

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Рассчитать параметры всех звеньев структурной схемы, показанной на рис. 2.
2. В программе Simulink собрать структурную схему с расчетными параметрами.
3. Установить осциллографы (Scope) для снятия переходных процессов тока двигателя, момента и угловой скорости электропривода.
4. Установить двухкоординатный осциллограф (XY-Graph) для снятия скоростной характеристики.
5. Снять графики переходных процессов при разгоне двигателя холостую, при набросе нагрузки, равной 0,6 от номинальной. Наброс нагрузки следует производить только после полного разгона двигателя.
6. Снять скоростную характеристику при набросе нагрузки.
7. Составить отчет.

ПРИМЕР РАСЧЕТА ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИЛОВОЙ ЦЕПИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Двигатель постоянного тока серии 2ПН160ЛХЛ4 (П-62), исполнение IM1001. Степень защиты IP22.

$P_n = 24$ кВт; $U_n = 220$ В; $n_n = 3150$ об/мин; $n_{\text{max}} = 4000$ об/мин; $\eta = 88\%$; $R_{\text{я дв}} = 0,024$ Ом; $R_{\text{дп}} = 0,017$ Ом; $R_{\text{ов}} = 49,4$ Ом; $m_{\text{дв}} = 159$ кг; $J_{\text{дв}} = 0,1$ кг·м²; $I_n = 124$ А; $W_{\text{ов}} = 850$, $L_{\text{я дв}} = 0,008$ Гн.

Определяем номинальную угловую скорость вращения:

$$\omega_n = \frac{n_n}{60} \cdot \frac{2\pi}{60} = \frac{3150}{60} \cdot \frac{2\pi}{60} = 329,7 \text{ с}^{-1}.$$

Сопротивление якорной цепи двигателя:

$$R_{\text{я}} = (R_{\text{я дв}} + R_{\text{дп}})(1 + \alpha T) = (0,024 + 0,017)(1 + 0,004 \cdot 115) = 0,06 \text{ Ом},$$

где $R_{\text{я}}$ – активное сопротивление, приведенное к допустимой температуре.

Сопротивление якорной цепи привода:

$$R_{\text{я}} \approx R_{\text{я,дв}} \quad R_{\text{п}} \approx 0,06 \div 0,024 \approx 0,084 \text{ Ом},$$

где $R_{\text{п}} = R_{\text{я}}$.

Индуктивное сопротивление трансформатора примем на порядок меньше, чем индуктивное сопротивление якорной цепи двигателя:

$$L_{\text{я}} \approx 0,008 \div 0,0008 \approx 0,0088 \text{ Гн}.$$

Электромагнитная постоянная времени якорной цепи привода:

$$T_{\text{я}} \approx \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} \approx \frac{8,8 \cdot 10^{-3}}{0,084} \approx 0,1 \text{ с}.$$

Определим величину C :

$$C \approx \frac{E_{\text{н}}}{\Phi_{\text{н}}} \approx \frac{U_{\text{н}}}{I_{\text{н}} R_{\text{я,дв}}} \approx \frac{220 \div 124 \div 0,06}{329,7} \approx 0,645 \text{ Вб}.$$

Электрохимическая постоянная времени привода:

$$T_{\text{М}} \approx \frac{J_{\text{дв}} R_{\text{я}}}{(c_E \Phi_{\text{н}})^2} \approx \frac{0,1 \div 0,084}{0,645^2} \approx 0,02 \text{ с},$$

где $J_{\text{дв}} \approx 0,1 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ – значение момента инерции двигателя;

Номинальный момент двигателя:

$$M_{\text{н}} \approx \frac{P_{\text{н}}}{\omega_{\text{н}}}, \quad M_{\text{н}} \approx \frac{24000}{329,7} \approx 72,8 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

1. Синтезируем регулятор тока якоря:

$$K_{\text{п}} \approx \frac{E_{\text{п max}}}{u_{\text{упр max}}}, \text{ где } E_{\text{п max}} \approx E_{d_0} \cos \varphi_{\text{min}},$$

где $E \approx E_{\text{дв}} \frac{m}{2} \sin \varphi_{\text{н}} \approx E_{\text{дв}} \frac{m}{2} \sin \varphi_{\text{н}}$ – максимально возможное значение средне-
 $d_0 \approx \frac{m}{2} \sin \varphi_{\text{н}}$

выпрямленного ЭДС; $E_{\text{max}} \approx \sqrt{2} \sqrt{3} E_{\Phi}$ – амплитуда линейной ЭДС

силового согласующего устройства; $m = 6$ – пульсность трехфазной мостовой схемы выпрямления; $\alpha_{\min} = 10^\circ \dots 15^\circ$ – минимальный угол регулирования; $u_{\text{упр max}} = 10 \text{ В}$ – максимальное значение сигнала управления. В результате получаем, что

$$K_{\Pi} = \frac{E_{\Pi \text{ max}}}{u_{\text{упр max}}} = \frac{220 \cdot 2,34 \cdot \cos 15^\circ}{10} = 49,723.$$

Принимаем постоянную времени тиристорного преобразователя $T_{\Pi} = 0,002 \text{ с}$.

$$K_I = \frac{U_{3 \text{ max}}}{I_{\text{доп}}} = \frac{10}{2 \cdot 124} = 0,0403 \text{ Ом}.$$

Настройка на технический оптимум:

$$W_{\text{КТ}}(p) = 1,11 \cdot \frac{10,6}{p} \cdot k_{\text{КТГ}} \cdot \frac{k_{\text{КТИ}}}{p}.$$

2. Синтезируем регулятор скорости:

$$K_{\square} = \frac{U_{3 \text{ max}}}{\square_{\text{н}}} = \frac{10}{329,7} = 0,03033 \text{ В} \cdot \text{с},$$

Настройка на симметричный оптимум:

$$2T_{\Pi} = 2 \cdot 0,002 = 0,004 \text{ с}.$$

$$W_{\text{РС}}(p) = 25,764 \cdot \frac{1610,24}{p} \cdot k_{\text{РСГ}} \cdot \frac{k_{\text{РСИ}}}{p}.$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{8T_{\Pi}p + 1} = \frac{1}{4 \cdot 0,004p + 1} = \frac{1}{0,016p + 1}$$

ОРГАНИЗАЦИЯ M-FILE В MATLAB

Работа из командной строки Matlab затрудняется, если требуется вводить много команд и часто их изменять. Самым удобным способом выполнения групп команд Matlab является использование М-файлов, в которых можно набирать команды, выполнять их все сразу или частями, сохранять в файле и использовать в дальнейшем. Для работы с М-файлами предназначен редактор М-файлов. С его помощью можно создавать собственные функции и вызывать их, в том числе и из командного окна.

Раскройте меню **File** основного окна Matlab и в пункте **New** выберите подпункт **M-file**. Новый файл открывается в окне редактора М-файлов.

М-файлы в Matlab бывают двух типов: файл-программы (ScriptM-Files), содержащие последовательность команд, и файл-функции (FunctionM-Files), в которых описываются функции, определяемые пользователем.

Наберите в редакторе команды, приводящие к построению двух графиков на одном графическом окне (рис. 5).

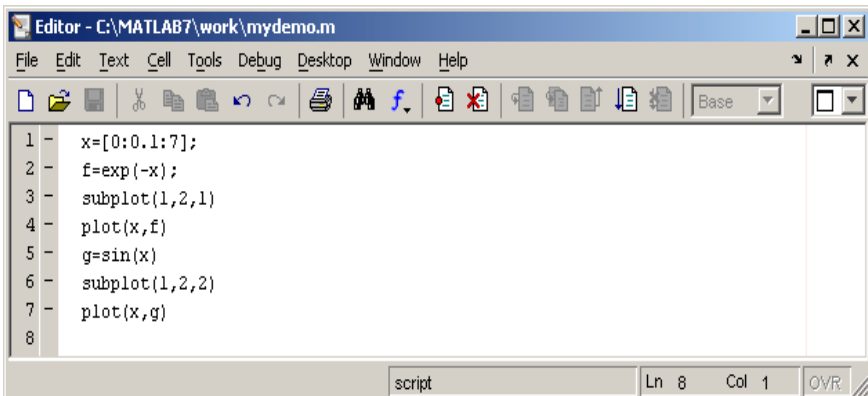


Рис. 5. Графическое окно M-file

Сохраните теперь файл с именем *fail1.m* в подкаталоге work основного каталога Matlab, выбрав пункт **Save as** меню **File** редактора. Для запуска на выполнение всех команд, содержащихся в файле, следует выбрать пункт **Run** в меню **Debug**. На экране появится графическое окно *Figure 1*, содержащее графики функций.

Команды файл-программы осуществляют вывод в командное окно. Для подавления вывода следует завершать команды точкой с запятой. Если при наборе сделана ошибка и Matlab не может распознать команду, то происходит выполнение команд до неправильно введенной, после чего выводится сообщение об ошибке в командное окно.

Очень удобной возможностью, предоставляемой редактором М-файлов, является выполнение части команд. Закройте графическое окно *Figure 1*. Выделите при помощи мыши, удерживая левую кнопку, или клавишами со стрелками при нажатой клавише **Shift** первые четыре команды и выполните их из пункта **Text**. Обратите внимание, что в графическое окно вывелся только один график, соответствующий выполненным командам. Запомните, что для выполнения части команд их следует выделить и нажать клавишу **F9**.

Открытие существующего М-файла производится при помощи пункта **Open** меню **File** рабочей среды либо редактора М-файлов.

М-файл схемы данной лабораторной работы приведен ниже:

```
Ra=84*10^-3;  
La=8.8*10^-3;  
Ta=La/Ra;  
tmt=2*10^-3;  
Kh=49.726;  
KI=40.322*10^-3;  
Krtn=(Ra*Ta)/(2*tmt*Kh*Kt);  
Krtu=Ra/(2*tmt*Kh*Kt);  
C=0.645;  
J=0.1;  
tmc=4*10^-3;  
Kw=30.33*10^-3;  
Krsp=(J*Kt)/(2*tmc*cFn*Kc);  
Krsu=(J*Kt)/(2^3*tmc^2*cFn*Kc)
```

На рис. 6–8 показаны структурные схемы моделируемого электропривода.

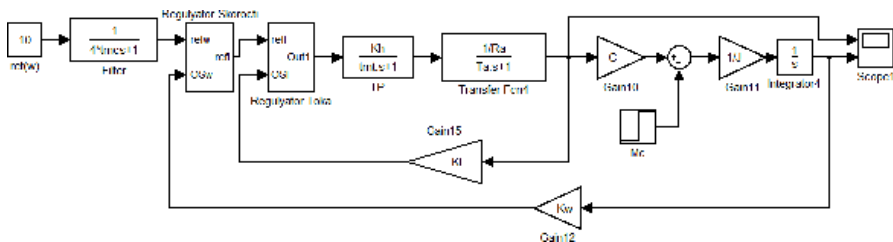


Рис. 6. Структурная схема моделируемого электропривод

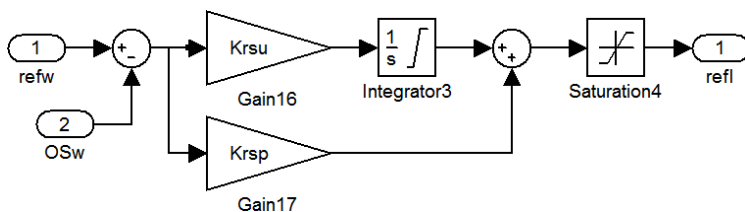


Рис. 7. Структурная схема регулятора скорости двигателя

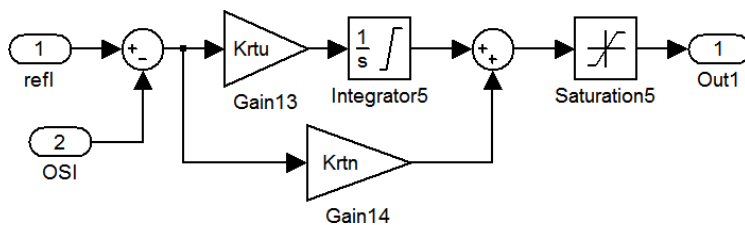


Рис. 8. Структурная схема регулятора тока двигателя

Ограничение выходных переменных в СПР достигается путем ограничения задающего воздействия на входе каждого контура. В пакете программ Matlab/Simulink ограничение задающего воздействия происходит при помощи нелинейного звена Saturation.

Графики переходных процессов и скоростная характеристика показаны на рис. 9 и 10.

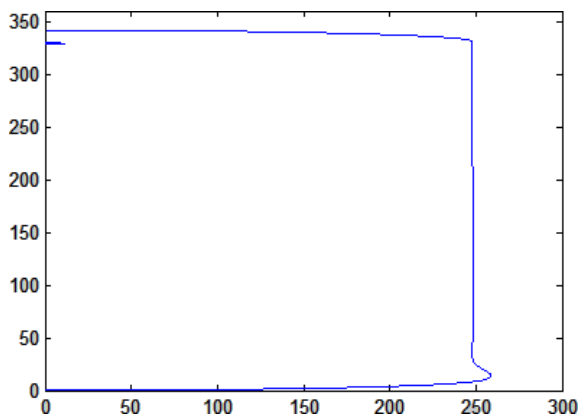


Рис. 9. Скоростная характеристика

Переходные процессы скорости и тока двигателя при набросе нагрузки показаны на рис. 10.



Рис. 10. Переходные процессы

Проанализировав полученные графики переходных процессов, делаем выводы:

- ☐ модель работает корректно;
- ☐ установившиеся параметры выходных переменных соответствуют расчетным;

- показатели качества соответствуют показателям качества стандартных настроек СПР;
- электропривод отрабатывает наброс и сброс нагрузки без статической ошибки.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Цель работы.
2. Исходные данные.
3. Принципиальная схема исследуемой системы.
4. Структурная схема.
5. Расчет параметров структурной схемы.
6. Структурная схема моделируемой системы, составленная в программе Simulink. Все параметры и коэффициенты на этой схеме по возможности должны быть видны.
7. Графики переходных процессов с пояснениями.
8. Выводы.

6. ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ ДВУХЗОННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА С УПРАВЛЯЕМЫМ ПОТОКОМ ДВИГАТЕЛЯ

Цель. Исследовать систему двухзонного регулирования скорости электропривода постоянного тока с управляемым потоком двигателя. Научиться рассчитывать элементы принципиальной схемы. Смоделировать переходные процессы в данной системе и снять скоростную характеристику электропривода.

ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Рассмотрим двухзонное регулирование для электропривода с двигателем постоянного тока независимого возбуждения (ДПТ НВ) (рис. 1).

На рис. 1 приняты следующие обозначения:

ДТ – датчики тока;

ДС – датчик скорости;

ДЭ – датчик ЭДС двигателя;
 СИФУ – система импульсно-фазового управления;
 РТ – регулятор тока якоря;
 РС – регулятор скорости;
 РТВ – регулятор тока возбуждения;
 РЭ – регулятор ЭДС;
 ОВ – обмотка возбуждения двигателя.

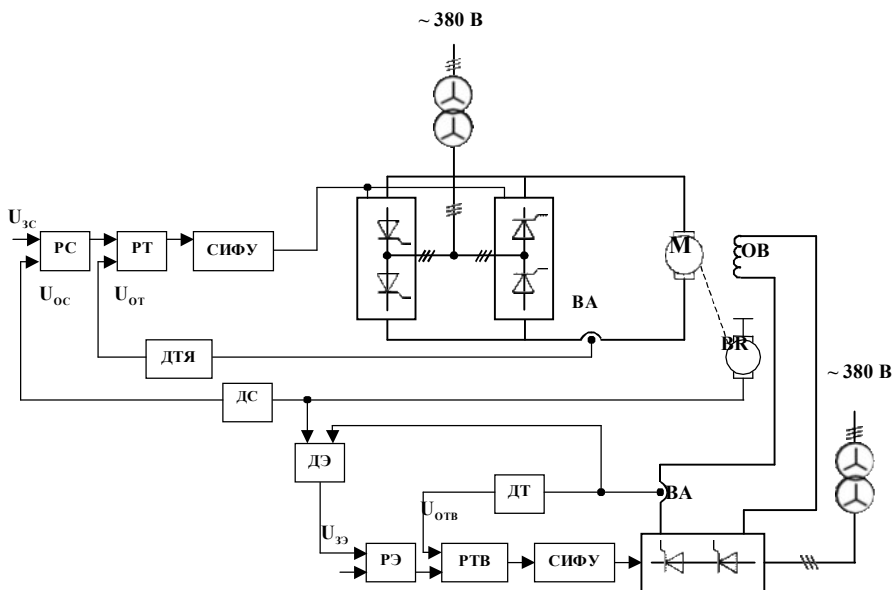


Рис. 1. Функциональная схема электропривода с зависимым управлением

В электроприводе (ЭП) постоянного тока регулирование ниже номинальной скорости осуществляется за счет изменения напряжения на якоре, а регулирование выше номинальной скорости – за счет ослабления поля двигателя. Поэтому двухзонный электропривод состоит из двух подсистем: одна изменяет напряжение на якоре, другая изменяет поле двигателя. Управление этими подсистемами может быть зависимым и независимым. Современные системы электроприводов зависимые, т. е. ослабление поля начинается при достижении напряжения или ЭДС на якоре номинальных значений.

Работа электропривода с двухзонным регулированием скорости в общем случае характеризуется следующей системой уравнений:

$$\tilde{M} = M_c - J \frac{d\omega}{dt};$$

$$E = IR + L \frac{dI}{dt};$$

$$E_H = L_{af} I_{BH} \omega;$$

$$L_{af} = \frac{E_H}{I_{BH} \omega};$$

$$M_H = L_{af} I_{BH} \omega;$$

$$L_{af} = \frac{M_H}{I_H I_{BH}};$$

$$E_{ПВ} = I_{BH} R_B + L_B \frac{dI_{BH}}{dt} \quad \text{— без учета вихревых токов и нелинейности кривой намагничивания.}$$

L_{af}, L_{af}' — коэффициенты взаимосвязи между цепью якоря и цепью возбуждения.

На основе этих уравнений строится структурная схема двигателя постоянного тока независимого возбуждения. ДПТ НВ является объектом управления (рис. 2).

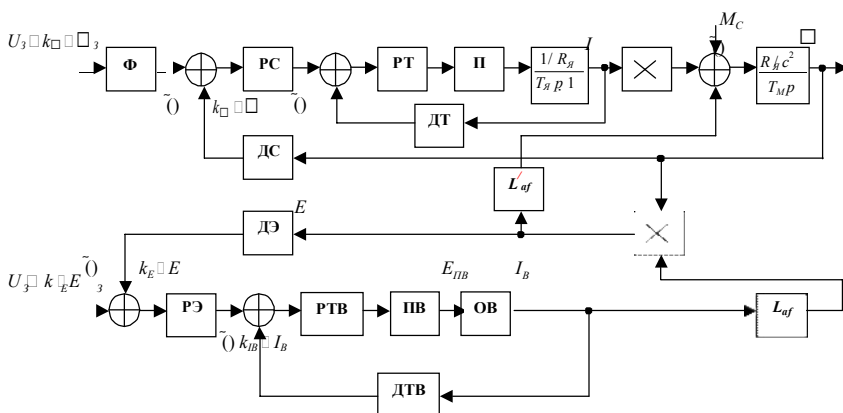


Рис. 2. Структурная схема двухзонной системы регулирования скорости

На рисунке приняты следующие обозначения:

Ф – фильтр;

ПВ – преобразователь в обмотке возбуждения;

ОВ – обмотка возбуждения;

ДТВ – датчик тока возбуждения;

ПОРЯДОК РАСЧЕТА ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ.

1. Рассчитываем параметры двигателя: номинальный ток, номинальный момент, суммарное сопротивление якорной цепи, суммарную индуктивность якорной цепи, постоянные времени.

2. Синтезируем регуляторы электропривода (рис. 3).

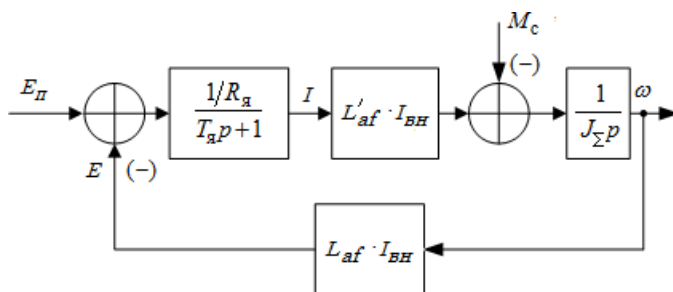


Рис. 3. Структурная схема двигателя постоянного тока с учетом неизменности магнитного потока

3. Синтезируем регулятор тока якоря, настраиваем контур тока якоря на технический оптимум (рис. 4). При синтезе регулятора тока принимаем следующие допущения:

□ не учитывается влияние внутренней обратной связи двигателя по

ЭДС вращения. Данное допущение имеет место, если $\frac{2T_{\square T}}{T_M} \ll 1$ где

$$T_M \ll \frac{J_{\square} R_{\square}}{(c \Phi_{\square})^2}, c \Phi_{\square} \ll \frac{U_{\text{ян}} \sim I_{\square} (R_{\text{ядв}} R_{\text{ДП}})}{\square}$$

□ режим тока якорной цепи двигатель – преобразователь непрерывный;

□ тиристорный преобразователь является звеном, передаточная функция которого

$$W_{\pi}(p) \square \frac{k_{\pi}}{T_{\pi} p + 1},$$

где k_{π} – коэффициент усиления управляемого вентильного преобразователя, который определяется выбранной точкой линеаризации.

Найдем коэффициент усиления управляемого вентильного преобразователя:

$$k_{\pi} \square \frac{U_{\text{н}}}{U_{3 \text{ max}}}.$$

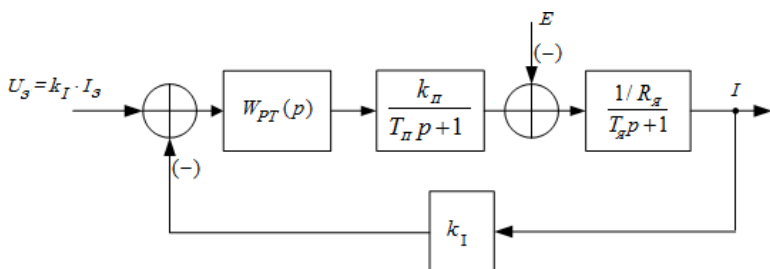


Рис. 4. Расчетная структурная схема контура тока якоря

Определяем коэффициент обратной связи по току k_I :

$$k_I \square \frac{U_{3 \text{ max}}}{I_{\text{доп}}}.$$

В контуре тока электромагнитная постоянная является компенсированной.

Обозначим некомпенсированную постоянную контура тока как $T_{\mu T}$. Поскольку часть контура – аperiодическое звено, требуется настройка на технический оптимум.

При настройке контура тока на технический оптимум желаемая передаточная функция разомкнутого контура тока имеет вид

$$W_{\text{ж}}(p) \square \frac{1 / k_I}{2 T_{\mu T} p (T_{\mu T} p + 1)}.$$

Передаточная функция регулятора тока согласно структурной схеме (рис. 4) определяется из условия

$$W_{PT}(p) \frac{k_{\pi} / R_{\text{я}}}{(T_{\pi} p + 1)(T_{\text{я}} p + 1)} = W_{\text{ж}}(p).$$

При $T_{\pi} \ll T_{\text{я}}$ получим передаточную функцию регулятора тока:

$$W_{PT}(p) = \frac{R_{\text{я}} T_{\text{я}} p + 1}{2 T_{\pi} k_I k_{\pi} p} = k_{PT} \frac{1}{T_{\text{и}} p},$$

где

$$k_{PT} = \frac{R_{\text{я}} T_{\text{я}}}{2 T_{\pi} k_I k_{\pi}}, \quad T_{\text{и}} = \frac{T_{\text{я}}}{k_{PT}}$$

4. Синтезируем регулятор скорости, настраиваем контур скорости на симметричный оптимум (рис. 5).

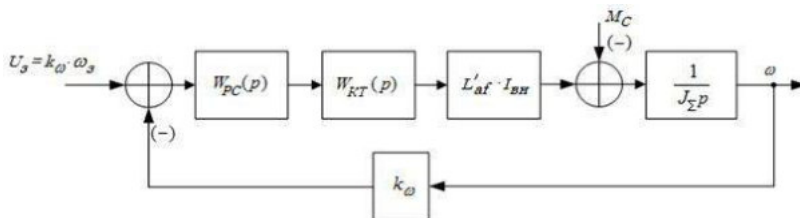


Рис. 5. Расчетная структурная схема контура регулирования скорости

При синтезе регулятора скорости необходимо учесть следующие допущения:

- магнитный поток принимаем постоянным, т. е. выполняется однопериодное регулирование;
- подчиненный контур тока якоря приближенно описывается звеном первого порядка с малой некомпенсированной постоянной времени:

$$W_{KT}(p) = \frac{1 / k_I}{2 T_{\pi}^2 p^2 + 2 T_{\pi} p + 1} = \frac{1 / k_I}{2 T_{\pi} p + 1}.$$

Величина $T_{\square c}$ является малой некомпенсированной постоянной времени.

Компенсированной постоянной времени в контуре считается электромагнитная постоянная времени T_m обозначим: $L'_{af} \square \frac{M_H}{I_{\text{я}} I_{BH}}$ – коэффициент взаимосвязи момента двигателя, тока возбуждения и тока якоря.

Определим коэффициент обратной связи по скорости k_{\square} :

$$K_{\square} \square \frac{U_{3 \max}}{\square_H},$$

Настройка на симметричный оптимум

Передаточная функция разомкнутого контура регулирования тока якоря:

$$W(p) \square \frac{W_{PC}(p)}{p k_{\square} L}, \quad \frac{I_{BH} W_{KT}(p)}{J_{\square} p}$$

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура скорости:

$$W_{\text{ж}}(p) \square \frac{(4T_{\square c} p + 1) 1 / k_{\square}}{8T_{\square c}^2 p^2 (T_{\square c} p + 1)}$$

Приравнявая эти передаточные функции, определим передаточную функцию $W_{PC}(p)$:

$$W_{PC}(p) \square \frac{(4T_{\square c} p + 1) J_{\square} p k_I (2T_{\square T} p + 1)}{8T_{\square c}^2 p^2 (T_{\square c} p + 1) L'_{af} I_{BH} k_{\square}}$$

так как $2T_{\square T} \square T_{\square c}$, то

$$W_{PC}(p) \square \frac{J_{\square} k_I}{2T_{\square c} L'_{af} I_{BH} k_{\square}} \cdot \frac{J_{\square} k_I}{8T_{\square c}^2 p L'_{af} I_{BH} k_{\square}}$$

Полученный регулятор скорости – ПИ-регулятор.

При настройке на симметричный оптимум возникает большое перерегулирование – 43 %. Для уменьшения перерегулирования на вход СПР необходимо установить фильтр:

$$W_{\phi}(p) = \frac{1}{4T_{\Sigma} p + 1}.$$

5. Синтезируем регулятор тока возбуждения, настраиваем контур тока возбуждения на технический оптимум (рис. 6).

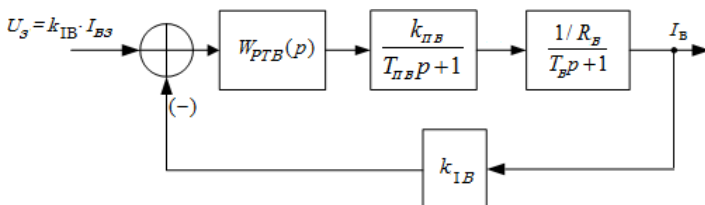


Рис. 6. Структурная схема контура тока возбуждения

Обозначим:

$$k_{пв} = \frac{U_{BH}}{U_3}.$$

Определим коэффициент обратной связи по потоку k_{IB} :

$$k_{IB} = \frac{U_3}{I_{BH}}.$$

Компенсированной постоянной времени в контуре является постоянная времени возбуждения T_B . Некомпенсированной постоянной является постоянная времени преобразователя $T_{пв}$, которую ввиду ее малости обозначим T_{Σ} .

Настройка на технический оптимум

Передаточная функция разомкнутого контура регулирования тока возбуждения:

$$W(p) = \frac{W_{PTB}(p) k_{пв}}{R_B (T_B p + 1) (T_{пв} p + 1)}.$$

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура тока возбуждения:

$$W_{\text{ж}}(p) \approx \frac{1 / k_{I\text{В}}}{2T_{\text{В}} p (T_{\text{В}} p + 1)}.$$

Приравнявая эти передаточные функции, определим передаточную функцию $W_{\text{РТВ}}(p)$:

$$W_{\text{РТВ}}(p) \approx \frac{R_{\text{В}}(T_{\text{В}} p + 1)(T_{\text{ПВ}} p + 1)}{2T_{\text{В}} p (T_{\text{В}} p + 1) k_{I\text{В}} k_{\text{ПВ}}}.$$

Так как $T_{\text{В}} \approx T_{\text{ПВ}} \approx 0,002$, то:

$$W_{\text{РТВ}}(p) \approx \frac{R_{\text{В}}(T_{\text{В}} p + 1)}{2T_{\text{В}} p k_{I\text{В}} k_{\text{ПВ}}} \approx \frac{R_{\text{В}} T_{\text{В}}}{2T_{\text{В}} k_{I\text{В}} k_{\text{ПВ}}} \cdot \frac{R_{\text{В}}}{2T_{\text{В}} p k_{I\text{В}} k_{\text{ПВ}}}.$$

Полученный регулятор – ПИ-регулятор.

Внутренний контур регулирования тока возбуждения можно приближенно представить в виде апериодического звена:

$$W_{\text{КТВ}}(p) \approx \frac{1 / k_{I\text{В}}}{2T_{\text{В}} p + 1}.$$

6. Синтезируем регулятор ЭДС, настраиваем контур ЭДС на технический оптимум (рис. 7).

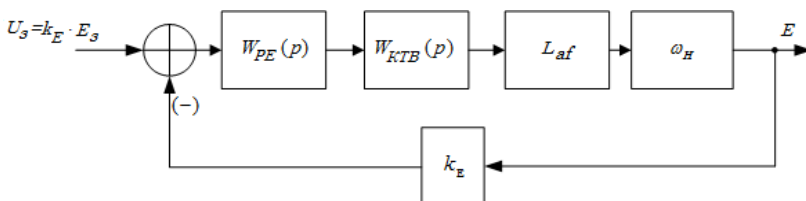


Рис. 7. Расчетная структурная схема контура регулирования ЭДС двигателя

Обозначим $L_{af} \square \frac{E_{\text{н}}}{I_{\text{ВН}} \square_{\text{н}}}$ – коэффициент взаимосвязи ЭДС двигателя, угловой скорости вращения и тока возбуждения.

$$E_{\text{н}} \square U_{\text{я}}^{\sim} (R_{\text{я.дв}} R_{\text{ДП}}) I_{\text{я.н}}.$$

Определим коэффициент обратной связи по ЭДС k_E :

$$k_E \square \frac{U_3}{E_{\text{н}}}.$$

Настройка на технический оптимум

Передаточная функция разомкнутого контура регулирования ЭДС:

$$W(p) \square \frac{W_{\text{КРЕ}}(p) 1 / k_{I\text{В}} L_{af} \square_{\text{н}}}{2T_{\square\text{В}} p \cdot 1}.$$

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура:

$$W_{\text{ж}}(p) \square \frac{1 / k_E}{2T_{\square E} p (T_{\square E} p \cdot 1)}.$$

Приравнивая эти передаточные функции, определяем передаточную функцию $W_{\text{рЕ}}(p)$:

$$W_{\text{рЕ}}(p) \square \frac{(2T_{\square\text{В}} p \cdot 1) k_{I\text{В}}}{2T_{\square E} p (T_{\square E} p \cdot 1) L_{af} \square_{\text{н}} k_E}.$$

Так как $2T_{\square\text{В}} \square T_{\square E}$, то

$$W_{\text{рЕ}}(p) \square \frac{k_{I\text{В}}}{2T_{\square E} p L_{af} \square_{\text{н}} k_E}.$$

Полученный регулятор ЭДС – И-регулятор.

7. Составляем структурную схему в программе Matlab.

8. Моделируем процессы пуска системы электропривода. Главным управляющим сигналом является сигнал задания скорости.

Для работы электропривода на скорости ω_n сигнал задания равен

$$U_{3c} = k_{\omega} \omega_n.$$

Для работы системы электропривода выше номинальной скорости сигнал задания должен быть более 10 В.

До подачи сигнала задания скорости необходимо предварительно задать возбуждение. Для этого сигнал U_{3c} устанавливается равным нулю, а сигнал задания ЭДС равным номинальному. Только после того как ток возбуждения установится номинальным, включается сигнал задания скорости.

Сигнал задания, соответствующий номинальному значению $E_{дв}$:

$$U_3 = k_E E_n.$$

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Рассчитать параметры всех звеньев структурной схемы, показанной на рис. 2.

2. В программе Simulink собрать структурную схему с расчетными параметрами.

3. Установить осциллографы (Scope) для снятия переходных процессов тока обмотки возбуждения, ЭДС двигателя и угловой скорости электропривода.

4. Установить двухкоординатный осциллограф (XY-Graph) для снятия скоростной характеристики.

5. Снять графики переходных процессов при разгоне двигателя холостую, при набросе нагрузки, равной 0,6 от номинальной. Наброс нагрузки следует производить только после полного разгона двигателя.

6. Снять скоростную характеристику при набросе нагрузки.

7. Составить отчет.

ПРИМЕР РАСЧЕТА ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ СИЛОВОЙ ЦЕПИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Двигатель постоянного тока серии 2ПН160LYXL4 (П-62), исполнение IM1001. Степень защиты IP22.

$P_n = 24 \text{ кВт}$; $U_n = 220 \text{ В}$; $n_n = 3150 \text{ об/мин}$; $n_{\max} = 4000 \text{ об/мин}$;
 $\eta = 88 \%$; $R_{\text{я}} = 0,024 \text{ Ом}$; $R_{\text{дп}} = 0,017 \text{ Ом}$; $R_{\text{ОВ}} = 49,4 \text{ Ом}$; $m_{\text{дв}} = 159 \text{ кг}$;
 $J_{\text{дв}} = 0,1 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$; $I_n = 124 \text{ А}$; $W_{\text{ОВ}} = 850$, $L_{\text{я, дв}} = 0,008 \text{ Гн}$.

Определяем номинальную угловую скорость вращения:

$$\omega_n = \frac{n_n}{60} = \frac{3150}{60} = 52,5 \text{ с}^{-1}.$$

Определяем максимальную угловую скорость вращения:

$$\omega_{\max} = \frac{n_{\max}}{60} = \frac{4000}{60} = 66,7 \text{ с}^{-1}.$$

Сопротивление якорной цепи двигателя:

$$R_{\text{я, дв}} = (R_{\text{я15}} + R_{\text{дп15}})(1 + \alpha T) = (0,024 + 0,017)(1 + 0,004 \cdot 115) = 0,06 \text{ Ом},$$

где $R_{\text{я, дв}}$ – активное сопротивление, приведенное к допустимой температуре.

Сопротивление якорной цепи привода:

$$R_{\text{я}} = R_{\text{я, дв}} + R_{\text{п}} = 0,06 + 0,024 = 0,084 \text{ Ом},$$

где $R_{\text{п}} = R_{\text{я, дв}}$.

Индуктивное сопротивление трансформатора примем на порядок меньше, чем индуктивное сопротивление якорной цепи двигателя:

$$L_{\text{я}} = 0,008 + 0,0008 = 0,0088 \text{ Гн}.$$

Электромагнитная постоянная времени якорной цепи привода:

$$T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} = \frac{8,8 \cdot 10^{-3}}{0,084} = 0,1 \text{ с.}$$

Определим величину $c_E \Phi_{\text{н}}$:

$$c_E \Phi_{\text{н}} = \frac{E_{\text{н}}}{I_{\text{н}}} = \frac{U_{\text{н}} - I_{\text{н}} R_{\text{я,дв}}}{I_{\text{н}}} = \frac{220 - 124 \cdot 0,06}{329,7} = 0,645 \text{ Вб.}$$

Электромеханическая постоянная времени привода:

$$T_M = \frac{J_{\text{дв}} R_{\text{я}}}{(c_E \Phi_{\text{н}})^2} = \frac{0,1 \cdot 0,084}{(0,645)^2} = 0,02 \text{ с,}$$

где $J_{\text{дв}} = 0,1 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$ – значение момента инерции двигателя.

Номинальный момент двигателя:

$$M_{\text{н}} = \frac{P_{\text{н}}}{\omega_{\text{н}}}, M_{\text{н}} = \frac{24000}{329,7} = 72,8 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Напряжение преобразователя при работе электропривода в номинальном режиме

$$U_{\text{дн}} = c_E \Phi_{\text{н}} \cdot I_{\text{н}} + I_{\text{н}} R_{\text{я}} = 0,645 \cdot 329,7 + 124 \cdot 0,084 = 223,07 \text{ В.}$$

1. Рассчитываем параметры цепи возбуждения. Приведенное активное сопротивление цепи возбуждения двигателя:

$$R_{\text{в}} = R_{\text{ОВ}} (1 - \alpha T) = 49,4 \cdot 1,46 = 72,124 \text{ Ом.}$$

Пренебрежем сопротивлением преобразователя обмотки возбуждения по сравнению с сопротивлением $R_{\text{в}}$

Номинальный ток обмотки возбуждения:

$$I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{нв}}}{R_{\text{в}}} = \frac{220}{72,148} = 3,05 \text{ А.}$$

Электромагнитная постоянная возбуждения двигателя:

$$T_{\text{в}} = 3 \sqrt{\frac{P_{\text{н}}}{(2 p_{\text{п}})^2 n_{\text{н}}}} = 3 \sqrt{\frac{24000}{16 \cdot 3150}} = 0,78 \text{ с.}$$

ЭДС двигателя в номинальном режиме работы:

$$E_{\text{н}} = U_{\text{н}} - I_{\text{н}} R_{\text{я,дв}} = 220 - 124 \cdot 0,06 = 212,56 \text{ В.}$$

2. Синтезируем регулятор тока якоря:

$$T_M = \frac{J_{\text{я}} R_{\text{я}}}{(c_E \Phi_{\text{н}})^2} = \frac{0,1 \cdot 0,084}{(0,645)^2} = 0,02 \text{ с, тогда } \frac{2 \cdot 0,002}{0,02} = 0,2 \ll 1;$$

$$k_{\text{п}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{з max}}} = \frac{220}{10} = 22.$$

Принимаем постоянную времени тиристорного преобразователя $T_{\text{п}} = 0,002 \text{ с.}$

$$k_I = \frac{U_{\text{з max}}}{I_{\text{доп}}} = \frac{10}{2} = 0,0403 \text{ Ом ;}$$

$$W_{\text{КТ}}(p) = 0,237 \frac{1}{0,042 p} = k_{\text{КТ}} \cdot \frac{1}{T_{\text{КТ}} p}.$$

3. Синтезируем регулятор скорости:

$$L'_{\text{af}} = \frac{M_{\text{н}}}{I_{\text{я}} I_{\text{вн}}} = \frac{72,8}{124 \cdot 3,05} = 0,1925 ;$$

$$K_{\square} \square \frac{U_{3\max} \square}{\square_{\text{н}}} \square \frac{10}{329,7} \square 0,03033 \text{ В} \square \text{ с}.$$

$$2T_{\square T} \square T_{\square c} \square 2 \square 0,002 \square 0,004 \text{ с}.$$

$$W_{\text{PC}}(p) \square \frac{0,1 \square 0,0403}{2 \square 0,004 \square 0,587 \square 0,03033} \cdot \frac{0,1 \square 0,0403}{8 \square 0,004^2 \square 0,587 \square 0,03033 p} \square$$

$$\square 28,3 \cdot \frac{1}{0,000565 p} \square k_{\text{PC}} \cdot \frac{1}{T_{\text{PC}} p};$$

$$W_{\phi}(p) \square \frac{1}{4T_{\square c} p \cdot 1} \square \frac{1}{4 \square 0,004 p \cdot 1} \square \frac{1}{0,016 p \cdot 1},$$

4. Синтезируем регулятор тока возбуждения:

$$k_{\text{пв}} \square \frac{U_{\text{ВН}}}{U_3} \square \frac{220}{10} \square 22;$$

$$k_{\text{Iв}} \square \frac{U_3}{I_{\text{в}}} \square \frac{10}{3,05} \square 3,28.$$

$$W_{\text{РТВ}}(p) \square \frac{72,148 \square 0,78}{0,004 \square 22 \square 3,28} \cdot \frac{72,148}{0,004 \square 22 \square 3,28 p} \square$$

$$\square 194,96 \cdot \frac{1}{0,004 p} \square k_{\text{РТВ}} \cdot \frac{1}{T_{\text{РТВ}} p}.$$

5. Синтезируем регулятор ЭДС:

$$L_{af} \square \frac{c_E \Phi_{\text{н}}}{I_{\text{ВН}}} \square \frac{0,645}{3,05} \square 0,21;$$

$$k_E \square \frac{U_3}{E_{\text{н}}} \square \frac{10}{209,6} \square 0,0477;$$

$$W_{PE}(p) = \frac{3,28}{2 \cdot 0,004p + 0,21 \cdot 329,7 + 0,0477} \cdot 124,14 \frac{1}{p} \cdot \frac{1}{0,008p} \cdot \frac{1}{T_{PE}p}$$

6. Рассчитываем сигналы задания на регуляторы. Для работы электропривода на скорости $\omega_n = 329,7 \text{ с}^{-1}$ сигнал задания равен:

$$U_{3C} = k_{\omega} \omega_n = 0,03033 \cdot 329,7 = 10 \text{ В.}$$

Сигнал задания, соответствующий номинальному значению ЭДС $E_{ДВ} = 209,6 \text{ В}$:

$$U_3 = k_E E_n = 0,0477 \cdot 209,6 = 10 \text{ В.}$$

ОРГАНИЗАЦИЯ M-FILE В MATLAB

М-файл схемы данной лабораторной работы приведен ниже:

| | | | |
|------|--------------|------|---------------|
| 1 - | Kp=22; | 12 - | Ki=0.0403; |
| 2 - | Tp=0.002; | 13 - | Krt=0.237; |
| 3 - | Wnom=329.7; | 14 - | Trt=0.042; |
| 4 - | Wmax=418.67; | 15 - | Kw=0.03033; |
| 5 - | Rja=0.084; | 16 - | Krs=28.3; |
| 6 - | Tja=0.01; | 17 - | Trs=0.000565; |
| 7 - | Rv=72.124; | 18 - | Tf=0.016; |
| 8 - | Tv=0.78; | 19 - | Kvi=3.28; |
| 9 - | Laf1=0.1925; | 20 - | Krtv=194.96; |
| 10 - | Laf=0.21; | 21 - | Trtv=0.004; |
| 11 - | J=0.1; | 22 - | Ke=0.0477; |
| | | 23 - | Tre=0.08; |

Структурная схема двухзонной системы и графики переходных процессов показаны на рис. 8–11.

Рис. 8. Структурная схема моделируемого электропривода

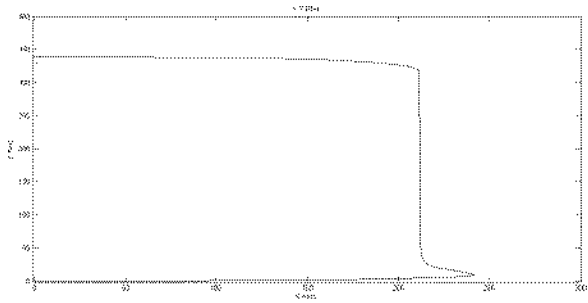


Рис. 9. Скоростная характеристика.

Сигнал задания на регулятор ЭДС всегда равен $U_{3Э} \square 10V$, который соответствует номинальной ЭДС.

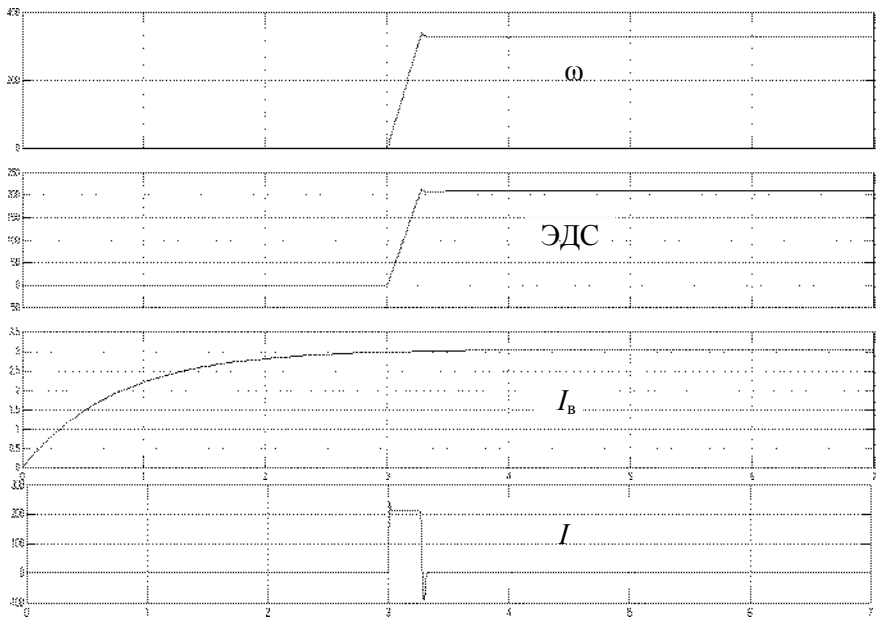


Рис. 10. Переходной процесс при $U_{3C} \square 10 V$

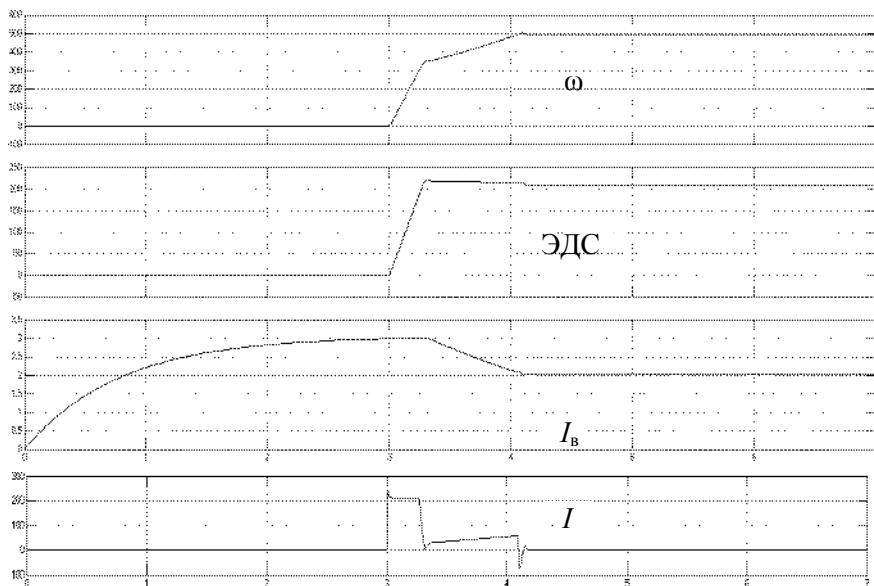


Рис. 11. Переходной процесс при $U_{3C} \square 15 \text{ В}$

Проанализировав полученные графики переходных процессов, делаем выводы: полученная схема исправно работает, показывает хорошую динамику переходных процессов; напряжение на якорь необходимо поддавать после того, как ток возбуждения приблизится к номинальному значению; привод построенный по этой схеме может работать и во второй зоне регулирования скорости, при подачи напряжения выше номинального на якорь, автоматически понижается ток возбуждения.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Цель работы.
2. Исходные данные.
3. Принципиальная схема исследуемой системы.
4. Структурная схема.
5. Расчет параметров структурной схемы.

6. Структурная схема моделируемой системы, составленная в программе Simulink. Все параметры и коэффициенты на этой схеме по возможности должны быть видны.

7. Графики переходных процессов с пояснениями.

8. Выводы

7. МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Цель. Изучить характеристики при различных режимах работы асинхронного электропривода. Составить модель АД и снять переходные процессы.

ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Создание регулируемых статических полупроводниковых преобразователей частоты существенно расширяет область применения электродвигателей в асинхронных в автоматических регулируемых электроприводах.

Математическое описание АД в векторно-матричной форме::

$$\begin{aligned} \frac{d\vec{l}_s}{dt} &= \frac{1}{L_s} \vec{U} - \vec{R}_s \vec{i}_s - k \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} \\ \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} &= (L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r) \frac{1}{T_r} - D_r \\ M_e &= ck_r I_s D_r \\ \frac{d\vec{\psi}}{dt} &= \frac{1}{J} (M_e - M_c) \end{aligned}$$

где $k_r = \frac{L_m}{L_r}$ – косвенно характеризует вклад главного потока в полный; $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ – постоянная времени цепи ротора; $D = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$

Распишем каждое из уравнений:

Уравнение (1):

$$\frac{dl_{s\varnothing}}{dt} \varnothing \frac{1}{L_{\varnothing e}} \varnothing U_s \tilde{R}_s i_{s\varnothing} \tilde{k}_r \frac{d\varnothing_{r\varnothing}}{dt} \varnothing ;$$

$$\frac{dl_{s\varnothing}}{dt} \varnothing \frac{1}{L_{\varnothing e}} \varnothing U_s \tilde{R}_s i_{s\varnothing} \tilde{k}_r \frac{d\varnothing_{r\varnothing}}{dt} \varnothing .$$

Уравнение (2):

$$\frac{d\varnothing_{r\varnothing}}{dt} \varnothing (L I \sim \varnothing) \frac{1}{T_r} \varnothing D \varnothing ;$$

$$\frac{d\varnothing_{r\varnothing}}{dt} \varnothing (L I \sim \varnothing) \frac{1}{T_r} \varnothing D \varnothing .$$

Уравнение (3):

$$M_e \varnothing ck_r (I_{s\varnothing} \varnothing_{r\varnothing} \tilde{I}_{s\varnothing} \varnothing_{r\varnothing}) .$$

Для упрощения математического описания необходимо исключить ток ротора и потокосцепление статора.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ.

1. Возьмем АД серии 4А. Для расчета параметров двигателя лучше подходит Т-образная схема замещения. В справочной литературе приводятся параметры для Г-образной схемы замещения. Необходимо перейти от Г-образной схемы замещения к Т-образной схеме замещения (рис. 1).

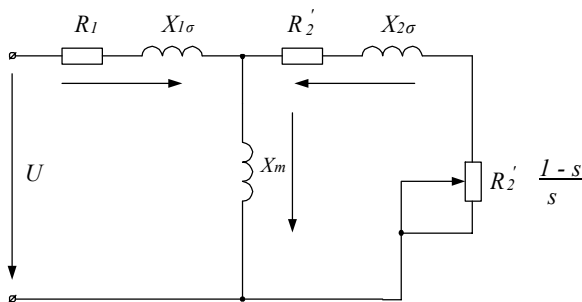


Рис. 1. Т-образная схема замещения АД

При переходе к Т-образной схеме замещения надо воспользоваться следующими формулами:

□ индуктивное сопротивление x_1 Т-образной схемы замещения:

$$x_1 \square \frac{2x_{\square} x_1'}{x_{\square} \sqrt{x_{\square}^2 + 4x_{\square} x_1'}} \quad [\text{о.е.}];$$

□ активное сопротивление r_1 :

$$r_1 \square \frac{r_1'}{c} \quad [\text{о.е.}];$$

где c – коэффициент приведения.

$$c \square \frac{x_1'}{x_1} \quad [\text{о.е.}];$$

□ приведенное индуктивное сопротивление ротора x_2' :

$$x_2' \square \frac{x_2''}{c_2} \quad [\text{о.е.}];$$

□ приведенное активное сопротивление ротора:

$$r_2' \square \frac{r_2'}{c_2} \quad [\text{о.е.}].$$

2. Так как параметры схемы замещения фазы двигателя $x_{\square}'; r_{\square}'; x_1'; r_2';$

$x_2''; r_2''$ приведены в относительных единицах, необходимо перейти к действительным значениям, для этого нужно определить:

□ номинальный ток статора.

$$I_{с.н} \square \frac{P_n}{3U_n \cos \square} \quad [\text{А}];$$

□ полное комплексное сопротивление согласно формуле:

$$k \square \frac{U_H}{I_{S.H}} \quad [\text{Ом}].$$

Рассчитываем параметры Т-образной схемы замещения:

□ активное сопротивление статора:

$$R_s \square R_1 k(1 \square \square t) \quad [\text{Ом}],$$

где $\square \square 0,004$; $\square t \square 115$;

□ активное сопротивление ротора

$$R_r \square R_2' k(1 \square \square t) \quad [\text{Ом}];$$

□ эквивалентную индуктивность намагничивания:

$$L_m \square \frac{x \square k}{\square_0} \quad [\text{Гн}];$$

□ индуктивность рассеивания статора и ротора:

$$L_{\square s} \square \frac{x_1 k}{\square_0} \quad [\text{Гн}];$$

$$L_{\square r} \square \frac{x_2' k}{\square_0} \quad [\text{Гн}];$$

□ взаимоиндукцию обмоток статора и ротора:

$$L_m \square \frac{x_m}{\square_1} \quad [\text{Гн}];$$

□ полные индуктивности статора и ротора:

$$L_s \square L_m \square L_{\square s} \quad [\text{Гн}];$$

$$L_r \square L_m \square L_{\square r} \quad [\text{Гн}];$$

- эквивалентную индуктивность рассеивания:

$$L_{\square e} = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \quad [\text{Гн}];$$

- постоянную времени роторной цепи:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad [\text{с}];$$

- эквивалентную постоянную времени цепи статора:

$$T_e = \frac{x_k k}{100(R_s + R_r)} \quad [\text{Гн}];$$

- коэффициент связи ротора:

$$k_r = \frac{L_m}{L_r};$$

- абсолютные значения остальных параметров:

$$X_1 = X_{1(\text{o.e.})} k \quad [\text{Ом}];$$

$$X_2' = X_{2(\text{o.e.})}' k \quad [\text{Ом}];$$

$$X_{\square} = X_{\square(\text{o.e.})} k \quad [\text{Ом}];$$

$$R_2' = R_{2(\text{o.e.})}' k \quad [\text{Ом}];$$

3. Осуществляем синтез регулятора потокосцепления (рис. 2).

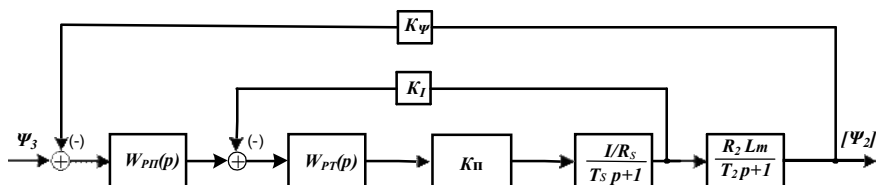


Рис. 2. Структурная схема контура регулирования потокосцепления

Максимально допустимый ток:

$$I_{\text{доп}} \leq I_{\text{н}} \leq 2,5 \text{ А.}$$

Коэффициент отрицательной обратной связи по току:

$$K_I \leq \frac{U_{\text{PC max}}}{I_{\text{доп}}}.$$

Потокосцепление ротора:

$$\Phi_{2\text{н}} \leq \Phi_{2\text{с}} \leq \frac{U_{\text{н}} \sqrt{2}}{\omega_0 k_r} [\text{Вб}].$$

Постоянная времен ротора:

$$T_2 \leq \frac{L_r}{R_r} [\text{с}].$$

Передаточная функция разомкнутого контура стабилизации потока:

$$W_{\text{раз.к.стаб.п}}(p) \leq W_{\text{РП}}(p) W_{\text{зам.к.стаб.п}}(p) \frac{k_r L_r}{T_2 p}.$$

Коэффициент передачи преобразователя по напряжению:

$$k_{\text{н}} \leq \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{нз}}} [\text{В/В}].$$

Коэффициент обратной связи по потокосцеплению:

$$k_{\Phi} \leq \frac{U_{\text{нз}}}{\Phi_{2\text{н}}} [\text{В/Вб}].$$

Коэффициент обратной связи по току в контуре потокосцепления:

$$k_I \leq \frac{U_{\text{нз}}}{I_{\text{доп}}} [\text{В/А}].$$

Передаточная функция замкнутого контура стабилизации потока:

$$W_{\text{зам.к.стаб.}I}(p) = \frac{W_{\text{раз.к.стаб.}I}(p) \cdot 1}{W_{\text{раз.к.стаб.}I}(p) k_I} = \frac{1 / k_I}{2T_{\Pi} p + 1}.$$

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура стабилизации потока:

$$W_{\text{ж.раз.к.стаб.п}}(p) = \frac{1 / k_{\square}}{2T_{\square} p (T_{\square} p + 1)}.$$

Принимаем некомпенсируемую постоянную времени $T_{\square c} = 2T_{\Pi}$.

Вычисляем передаточную функцию регулятора:

$$W_{\text{РП}}(p) = \frac{1 / k_{\square}}{2 + 2T_{\Pi} p (2T_{\Pi} p + 1) \cdot 1 / k_I} = \frac{2T_{\Pi} p + 1}{k_r L_r} \cdot \frac{k_I (T_2 p + 1)}{4T_{\Pi} p k_{\square} L_m}.$$

Обозначим:

$$T_{\text{ИП}} = \frac{k_{\square} 4T_{\Pi} L_m}{k_I}.$$

Тогда выражение для $W_{\text{РП}}(p)$ будет иметь вид

$$W_{\text{РП}}(p) = \frac{T_2 p + 1}{T_{\text{ИП}} p}.$$

4. Синтезируем регулятор тока. Рассчитываем параметры регулятора тока (рис. 3).

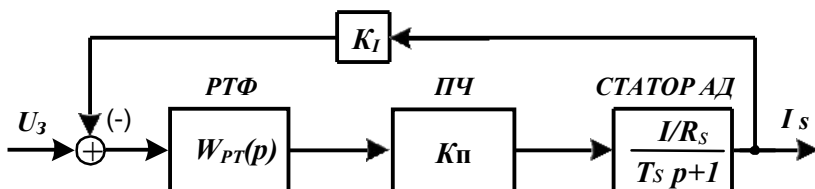


Рис. 3. Структурная схема контура регулирования фазного тока статора

Коэффициент усиления управляемого вентильного преобразователя:

$$k_{\Pi} \approx \frac{U_{\Pi}}{U_{y \max}}.$$

Выбираем передаточную функцию регулятора следующего вида:

$$W_{\text{РТ}}(p) \approx K_{\text{РТ}} \frac{T_{\text{э}} p + 1}{T_{\text{э}} p}.$$

Определению подлежит коэффициент передачи $K_{\text{РТ}}$. Передаточная функция замкнутого контура тока:

$$W_{\text{КТ}}(p) \approx \frac{1/k_I}{T_{\text{э}} p + 1}.$$

Здесь $T_{\text{э}} \approx 0,009\text{с}$ – эквивалентная постоянная времени контура тока регулятора. Задаемся полосой пропускания контура тока $\omega_{\text{КТ}}$ и находим параметры $K_{\text{РТ}}$:

$$\omega_{\text{КТ}} \approx \frac{1}{T_{\text{э}}} \quad 1/\text{с}.$$

Напряжение насыщения выхода регулятора скорости:

$$U_{\text{РС max}} \approx 10 \text{ В}.$$

Максимально допустимый ток:

$$I_{\text{доп}} \approx I_{\text{н}} \approx 2,5 \text{ А}.$$

Коэффициент отрицательной обратной связи по току:

$$k_I \approx \frac{U_{\text{РС max}}}{I_{\text{доп}}}.$$

Рассчитываем K_{PT} :

$$K_{PT} = \frac{K_{KPT} T_e}{K_{II} \frac{1}{R_s} k_I}$$

Получим передаточную функцию регулятора следующего вида:

$$W_{PT}(p) = K_{PT} \frac{T_\Delta p + 1}{T_\Delta p}$$

Регулятор тока пропорционально-интегральный.

5. Синтезируем регулятор скорости. При синтезе регулятора скорости инерционностью контуров регулирования тока можно пренебречь, если обеспечить разнесение полос пропускания: $\omega_{KPC} \ll \omega_{KPT}$. В этом случае система автоматического управления может быть представлена в виде, показанном на рис. 4.

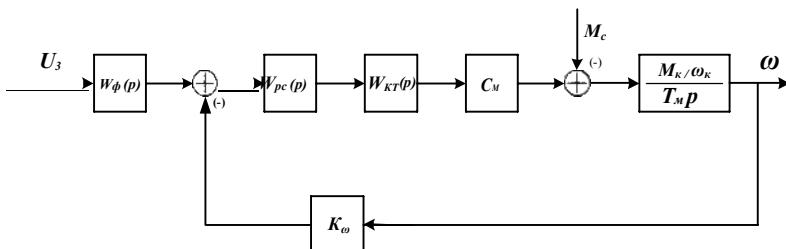


Рис. 4. Контур регулирования скорости

На схеме рис. 4 приняты следующие обозначения:

T_M – механическая постоянная времени, равная $J \frac{\omega_H}{M_H}$ [с]; ;

$W_{KT}(p)$ – передаточная функция замкнутого контура тока, равная $1/K_I$;

$C_M = \frac{M_H}{I_H / \sqrt{2}}$ – коэффициент пропорциональности между активной составляющей тока статора и моментом двигателя. Предполагается,

что ток намагничивания и ток ротора в номинальном режиме примерно равны;

$$k_{\square_{\max}} = \frac{U_3}{\square_{\text{н}}} - \text{коэффициент обратной связи по скорости.}$$

Зададимся видом регулятора скорости. Пусть это ПИ-регулятор с передаточной функцией:

$$W_{\text{PC}}(p) \square K_{\text{с}} \frac{T_{\text{с}} p + 1}{p}$$

Искомыми в этом случае являются параметры регулятора $T_{\text{с}}$ и $K_{\text{с}}$. Передаточная функция замкнутого контура скорости будет иметь вид

$$W_{\square}(p) \square \frac{1/K_{\square}(T_{\text{с}} p + 1)}{\frac{T_{\text{М}} k_{\text{I}}}{K_{\text{с}} C_{\text{М}} K_{\omega \square_{\text{н}}} / M_{\text{н}}} p^2 \cdot T_{\text{с}} p + 1}.$$

Нормированная передаточная функция имеет вид

$$W_{\text{н}}(p) \square \frac{1/K_{\square}}{T_{\text{КРС}}^2 p^2 + 2 \xi T_{\text{КРС}} p + 1}.$$

Приравниваем знаменатели передаточных функций и получаем систему уравнений для определения параметров регулятора:

$$T_{\text{с}} \square 2 \xi T_{\text{КРС}};$$

$$T_{\text{КРС}} \square \sqrt{\frac{T_{\text{М}} k_{\text{I}}}{K_{\text{с}} C_{\text{М}} K_{\omega \square_{\text{н}}} / M_{\text{н}}}}.$$

Коэффициент демпфирования примем $\xi = 0,707$, что соответствует настройке на фильтр Баттерворта. Второе уравнение используем для определения $K_{\text{с}}$ при известной $T_{\text{КРС}}$:

$$T_{\text{КРС}} \square \frac{1}{\square_{\text{КРС}}} \text{ [с];}$$

$$\begin{aligned} \tau_{\text{КРС}} &= \frac{\tau_{\text{КРС}}}{20} \quad [1/\text{с}]; \\ K_c &= \frac{T_M k_I}{T^2_{\text{КРС}} C_{\text{КРС}} M_{\text{н}}}; \\ T_c &= 2 \tau_{\text{КРС}} [\text{с}]. \end{aligned}$$

Для компенсации числителя передаточной функции на входе САУ устанавливаем апериодический фильтр с передаточной функцией:

$$W_{\phi}(p) = \frac{1}{T_c p + 1}.$$

Получим передаточную функцию регулятора скорости следующего вида:

$$W_{\text{РС}}(p) = K_c \frac{T_c p + 1}{p}.$$

6. Собираем модель асинхронной машины в программе Matlab. Получаем переходные процессы тока, скорости, напряжения, потокосцепления, момента двигателя.

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Выполнить переход от Г-образной схемы замещения к Т-образной, рассчитав все параметры. Осуществить синтез контура потокосцепления, контура тока и контура скорости.
2. В программе Simulink собрать структурную схему АД с вашими параметрами.
3. Установить осциллографы (Scope) для снятия переходных процессов.
4. Составить отчет о проделанной работе.
5. В конце отчета сделать вывод.

ПРИМЕР ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Выбираем двигатель 4А132М2У3

Параметры АД:

| P_n | n_n | U_n | p | η | $\cos \varphi$ | s_n | r_1 | x_1 | r_2 | x_2 | x_σ | x_k |
|-------|--------|-------|-----|--------|----------------|-------|-------|-------|-------|-------|------------|-------|
| кВт | об/мин | В | | % | | % | о.е. | о.е. | о.е. | о.е. | о.е. | о.е. |
| 11 | 1500 | 220 | 2 | 88 | 0,9 | 0,023 | 0,043 | 0,085 | 0,032 | 0,13 | 3,2 | 0,13 |

2. Так как параметры схемы замещения фазы двигателя x'_1 ; r'_1 ; x'_2 ; r'_2 приведены в относительных единицах, необходимо перейти к действительным значениям.

$$x_1 = \frac{2x'_1}{x'_1 \sqrt{X^2 + 4x'^2_1}} = \frac{2 \cdot 0,085}{3,2 \sqrt{0,085^2 + 4 \cdot 0,085^2}} = 0,083 \text{ о.е.}$$

Активное сопротивление Т-образной схемы замещения:

$$r_1 = \frac{r'_1}{c}, c = \frac{x'_1}{x_1}, r_1 = \frac{0,043}{1,021} = 0,042 \text{ о.е.}; c = \frac{0,085}{0,083} = 1,021 \text{ о.е.}$$

Индуктивное сопротивление ротора Т-образной схемы замещения:

$$x_2 = \frac{x''_2}{c^2} = \frac{0,13}{1,021^2} = 0,125 \text{ о.е.}$$

Активное сопротивление ротора Т-образной схемы замещения:

$$r_2 = \frac{r''_2}{c^2} = \frac{0,032}{1,021^2} = 0,031 \text{ о.е.}; 1,021^2 = 1,042$$

$$x_k = x'_1 x'_2 = 0,083 \cdot 0,125 = 0,010 \text{ о.е.}$$

Для упрощения расчета характеристик параметры асинхронной машины выражаем в относительных единицах, принимая за базисные

значения номинальное фазное напряжение и номинальный фазный ток статора.

Переходим от относительных единиц к действительным параметрам. Определяем эквивалентное, активное сопротивление обмотки статора, приведенное к рабочей температуре:

$$R_s = r_1 k (1 + \alpha t) = 0,042 \cdot 10,46 \cdot (1 + 0,004 \cdot 115) = 0,641 \text{ Ом},$$

где

$$k = \frac{U_n}{I_s} = \frac{220}{21,04} = 10,46, \quad I_s = \frac{F_n}{3 U_n \cos \varphi} = \frac{11000}{3 \cdot 220 \cdot 0,88} = 21,04 \text{ А};$$

$\alpha = 0,004$, $\alpha t = 115$; α – температурный коэффициент.

Находим эквивалентное, приведенное к рабочей температуре сопротивление обмотки ротора:

$$R_r = r_2' k (1 + \alpha t) = 0,031 \cdot 10,46 \cdot (1 + 0,004 \cdot 115) = 0,473 \text{ Ом}.$$

Находим эквивалентную индуктивность намагничивания:

$$L_m = \frac{x_\sigma k}{\alpha_0} = \frac{3,2 \cdot 10,46}{157,08} = 0,213 \text{ Гн}.$$

Определяем индуктивности рассеяния статора и ротора:

$$L_{\sigma_s} = \frac{x_1 k}{\alpha_0} = \frac{0,083 \cdot 10,46}{157,08} = 5,53 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$L_{\sigma_r} = \frac{x_2' k}{\alpha_0} = \frac{0,125 \cdot 10,46}{157,08} = 8,32 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Тогда полные индуктивности статора и ротора:

$$L_s = L_m + L_{\sigma_s} = 0,213 + 5,53 \cdot 10^{-3} = 0,218 \text{ Гн};$$

$$L_r = L_m + L_{\sigma_r} = 0,213 + 8,32 \cdot 10^{-3} = 0,221 \text{ Гн}.$$

Эквивалентная индуктивность рассеяния двигателя:

$$L_{\sigma e} = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} = \frac{0,218 \cdot 0,221 - 0,213^2}{0,221} = 0,013 \text{ Гн.}$$

Определим постоянную времени роторной цепи:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} = T_2 = \frac{0,221}{0,473} = 0,467 \text{ с.}$$

Эквивалентная постоянная времени цепи статора:

$$T_e = \frac{x_k k}{100(R_s + R_r)} = \frac{0,208 \cdot 10,46}{3,14 \cdot 100(0,641 + 0,473)} = 6,22 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Коэффициент связи ротора:

$$k_r = \frac{L_m}{L_r} = \frac{0,213}{0,221} = 0,964.$$

Рассчитываем абсолютные значения остальных параметров:

$$X_1 = x_{l(o.e.)} k = 0,083 \cdot 10,46 = 0,868 \text{ Ом;}$$

$$X_2' = x_{2(o.e.)}' k = 0,125 \cdot 10,46 = 1,308 \text{ Ом;}$$

$$X_\mu = x_{\mu(o.e.)} k = 3,2 \cdot 10,46 = 33,472 \text{ Ом;}$$

$$R_2' = r_{2(o.e.)}' k = 0,031 \cdot 10,46 = 0,324 \text{ Ом.}$$

Максимально допустимый ток:

$$k = \frac{U_{нз}}{I_{доп}} = \frac{10}{52,609} = 0,19 \text{ В/А;}$$

$$U_{20} = \frac{U \sqrt{2}}{k_r} = \frac{220 \sqrt{2}}{157,08} = 0,963$$

$$T_2 \approx \frac{L_r}{R_r} \approx \frac{0,221}{0,464} \approx 0,477 \text{ с.}$$

Записываем передаточную функцию разомкнутого контура стабилизации потока:

$$W_{\text{раз.к.стаб.п}}(p) \approx W_{\text{РП}}(p) W_{\text{зам.к.стаб.л}}(p) \frac{k_r L_r}{T_2 p + 1};$$

$$k_{\square} \approx \frac{U_{\text{нз}}}{\square_{2\square}} = \frac{10}{11,204} = 0,892 \quad [\text{В/Вб}];$$

$$T_{\text{ИП}} \approx \frac{k_{\square} 4 T_{\text{п}} L_m}{k_I} \approx \frac{0,892 \cdot 4 \cdot 0,001 \cdot 0,213}{0,19} \approx 0,004.$$

Передаточная функция замкнутого контура стабилизации потока:

$$W_{\text{зам.к.стаб.л}}(p) \approx \frac{W_{\text{раз.к.стаб.л}}(p) + 1}{W_{\text{раз.к.стаб.л}}(p) k_I} \approx \frac{1 / k_I}{2 T_{\text{п}} p + 1},$$

где k_I – коэффициент обратной связи по току.

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура стабилизации потока:

$$W_{\text{ж.раз.к.стаб.п}}(p) \approx \frac{1 / k_{\square}}{2 T_{\square} p (T_{\square} p + 1)}.$$

Принимаем некомпенсируемую постоянную времени $T_{\square} \approx 2 T_{\text{п}}.$

Вычисляем передаточную функцию регулятора:

$$W_{\text{РП}}(p) \approx \frac{1 / k_{\square}}{2 \cdot 2 T_{\text{п}} p (2 T_{\text{п}} p + 1) + 1 / k_I} \frac{2 T_{\text{п}} p + 1}{T_2 p + 1} \frac{k_I (T_2 p + 1)}{k_r L_r} \frac{1}{4 T_{\text{п}} p k_{\square} L_m}.$$

Обозначим $T_{\text{ИП}} \approx \frac{k_{\square} 4 T_{\text{п}} L_m}{k_I}.$

Тогда последнее выражение преобразуется к виду:

$$W_{\text{РП}}(p) = \frac{T_2 p + 1}{T_{\text{ИП}} p} = \frac{0,477 p + 1}{0,004 p}$$

$$k_{\text{П}} = \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{у max}}} = \frac{220 \sqrt{2}}{10} = 31,1.$$

Выбираем передаточную функцию регулятора следующего вида:

$$W_{\text{РТ}}(p) = k_{\text{РТ}} \frac{T_3 p + 1}{T_3 p}$$

Определению подлежит коэффициент передачи $K_{\text{РТ}}$. Передаточная функция замкнутого контура тока:

$$W_{\text{КТ}}(p) = \frac{1 / k_1}{T_3 p + 1}$$

$$\beta_{\text{КТ}} = \frac{1}{T_3} = \frac{1}{0,009} = 111,11 \text{ 1/с.}$$

Напряжение насыщения выхода регулятора скорости:

$$U_{\text{РС max}} = 10 \text{ В.}$$

Максимально допустимый ток:

$$I_{\text{доп}} = I_{\text{н}} = 2,5 = 21,044 = 2,5 = 52,609 \text{ А.}$$

Коэффициент отрицательной обратной связи по току:

$$k_I = \frac{U_{\text{РС max}}}{I_{\text{доп}}} = \frac{10}{52,609} = 0,19.$$

$$K_{\text{РТ}} = \frac{\beta_{\text{КТ}} T_e}{K_{\text{П}} \frac{1}{R_s} k_I} = \frac{111,11 \cdot 0,006}{31,1 \cdot \frac{1}{0,714} \cdot 0,19} = 0,08.$$

Получим передаточную функцию регулятора следующего вида:

$$W_{PT}(p) = K_{PT} \frac{T_{\Sigma} p + 1}{T_{\Sigma} p} = 0,08 \frac{0,006 p + 1}{0,006 p}.$$

Регулятор тока пропорционально-интегральный.

$$J \frac{\square_n}{M_n} = 0,7 \frac{157}{70,1} = 1,57 \text{ с};$$

$$C_M = \frac{M_n}{I_n} = \frac{70,1}{21,044} = 3,331;$$

$$K_{\square} = \frac{U_{\Sigma \max}}{\square_n} = \frac{10}{157} = 0,064.$$

Задаемся видом регулятора скорости. Пусть это ПИ-регулятор с передаточной функцией:

$$W_{PC}(p) = K_c \frac{T_c p + 1}{p}.$$

Передаточная функция замкнутого контура скорости будет иметь вид

$$W(p) = \frac{1/K_{\square} T_c p + 1}{\frac{T_M k_I}{K_c C_M K_{\omega \square_n} / M_n} p^2 + T_c p + 1}.$$

Нормированная передаточная функция имеет вид

$$W_n(p) = \frac{1/K_{\square}}{T_{KPC}^2 p^2 + 2 \xi T_{KPC} p + 1}.$$

Приравниваем знаменатели передаточных функций и получаем систему уравнений для определения параметров регулятора:

$$T_c = 2 \xi T_{KPC};$$

$$T_{\text{КРС}} = \sqrt{\frac{T_M k_I}{K_c C_M K_{\text{н}} / M_{\text{н}}}}.$$

Коэффициент демпфирования примем $\zeta = 0,707$, что соответствует настройке на фильтр Баттерворта. Второе уравнение используем для определения K_c при известной $T_{\text{КРС}}$:

$$T_{\text{КРС}} = \frac{1}{\zeta_{\text{КРС}}} = \frac{1}{5,56} = 0,18 \text{ с};$$

$$\zeta_{\text{КРС}} = \frac{\zeta_{\text{КРТ}}}{20} = 5,56 \text{ 1/с};$$

$$K_c = \frac{1}{T_{\text{КРС}}^2 C_M K_{\text{н}} / M_{\text{н}}} = \frac{1,57 \cdot 0,19}{0,18^2 \cdot 3,331 \cdot 0,064 \cdot \frac{157}{70,1}} = 19,355;$$

$$T_c = 2 \cdot T_{\text{КРС}} = 2 \cdot 0,18 = 0,36 \text{ с}.$$

Для компенсации числителя передаточной функции на входе САУ устанавливаем аperiодический фильтр с передаточной функцией:

$$W_{\text{ф}}(p) = \frac{1}{T_c p + 1}.$$

Получаем передаточную функцию регулятора скорости следующего вида:

$$W_{\text{РС}}(p) = K_c \frac{T_c p + 1}{p} = 19,291 \frac{0,36 p + 1}{p}.$$

Моделирование асинхронного электродвигателя методом векторного управления в Matlab. Модель асинхронного электродвигателя с векторным управлением показана на рис. 5. В этой модели вращающаяся система координат ориентирована по потоку сцепления ротора.

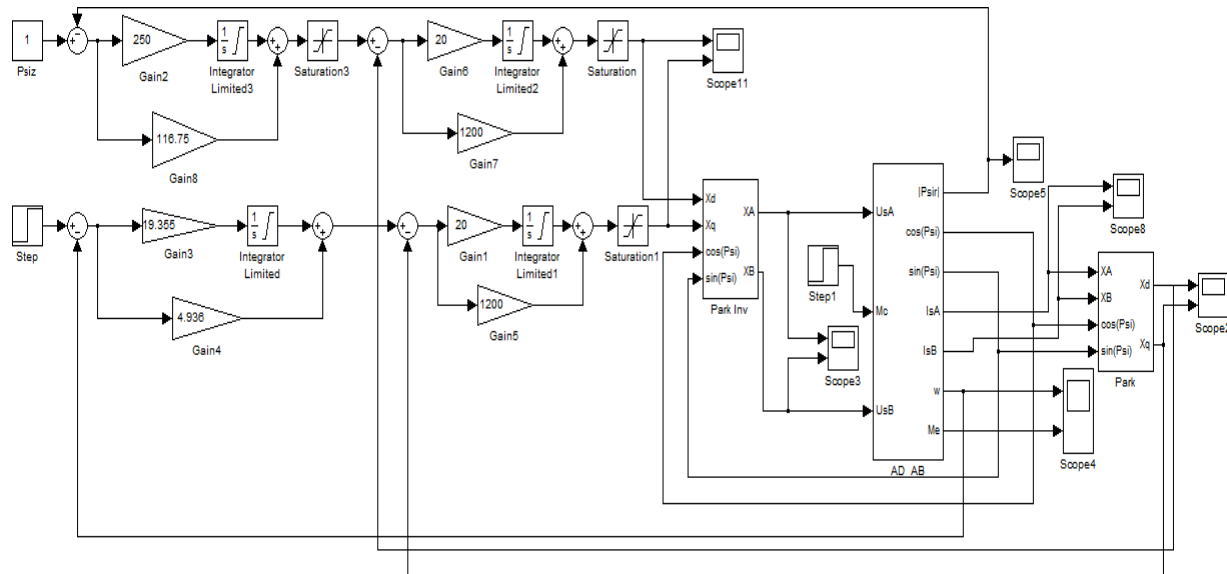


Рис. 5. Модель асинхронного электродвигателя методом векторного управления

Модель асинхронного электродвигателя содержит следующие блоки (рис. 6–8).

- Блок вычисления скорости и момента (блок SS5).

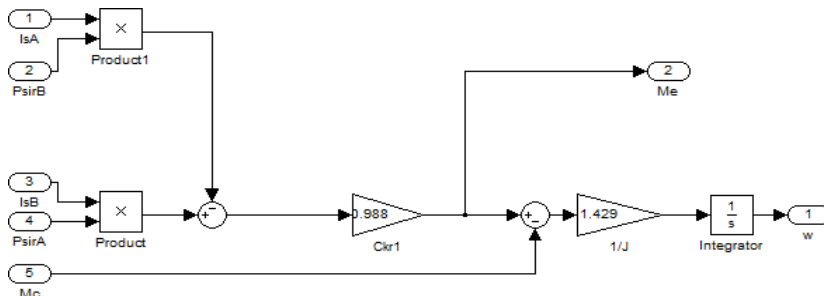


Рис. 6. Блок формирования скорости и момента

- Блоки вычисления токов I_{sA} и I_{sB} (блоки SS1 и SS2).

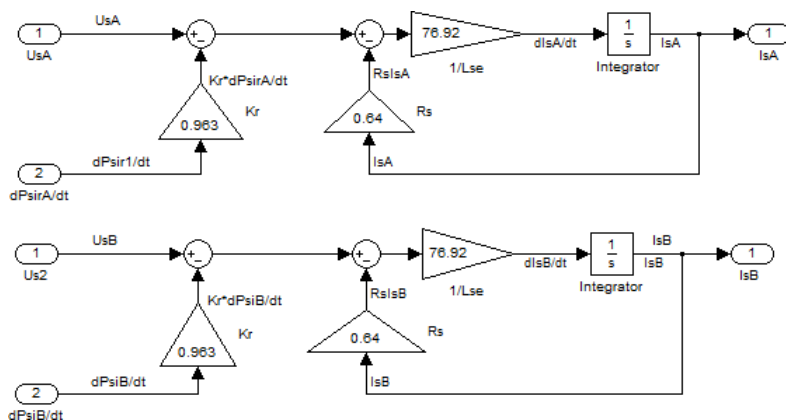


Рис. 7. Структурная схема блоков вычисления токов I_{sA} и I_{sB}

- Блоки задания потокосцепления (блоки SS3и SS4).

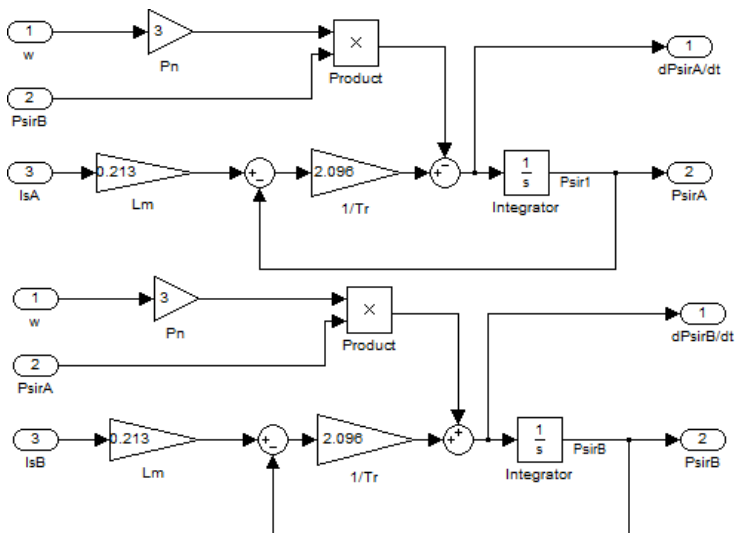


Рис. 8. Структурная схема блоков вычисления потокоцепления

□ Блоки ParkInv и Park (рис. 9 и 10), осуществляют преобразование трёхфазной системы координат во вращающуюся двухфазную и вращающуюся двухфазную в неподвижную трёхфазную.

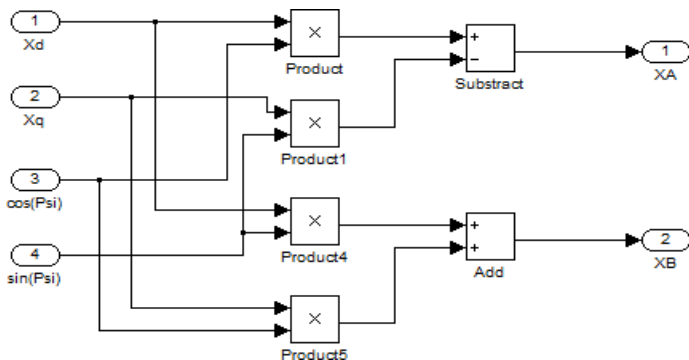


Рис. 9. Структурная схема блока преобразования координат из подвижной системы координат в неподвижную

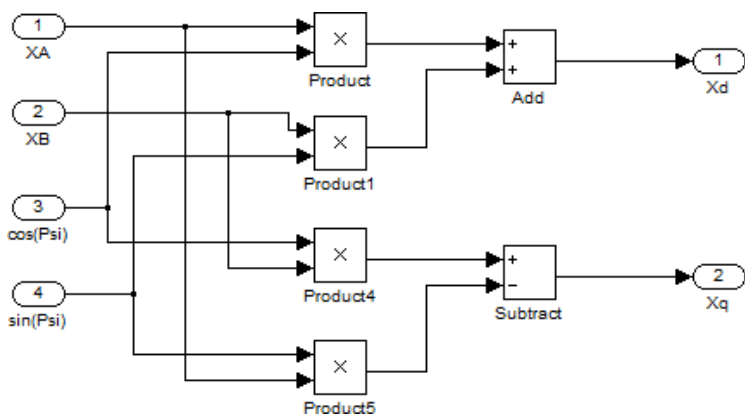


Рис. 10. Структурная схема блока преобразования координат из неподвижной системы координат в подвижную

Графики переходных процессов исследуемого электропривода показаны на рис. 11–14.

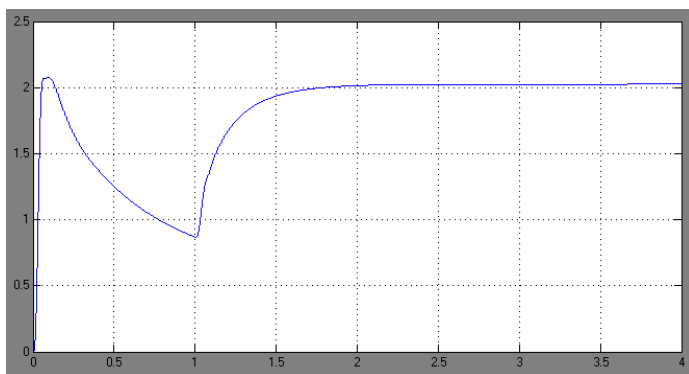


Рис. 11. Переходный процесс вектора потокосцепления

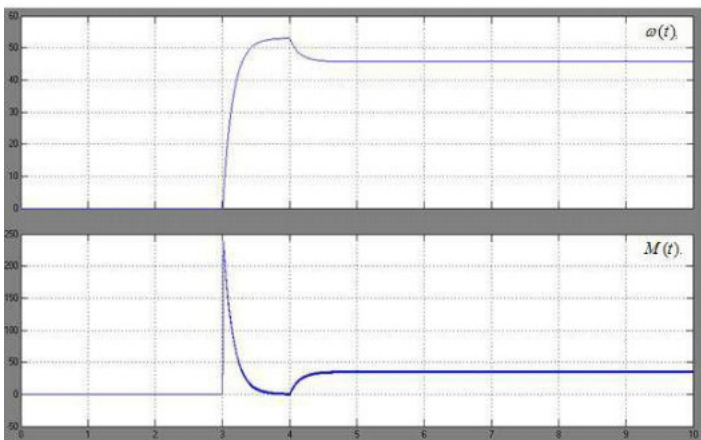


Рис. 12. Переходные процессы $\omega(t)$, $M(t)$

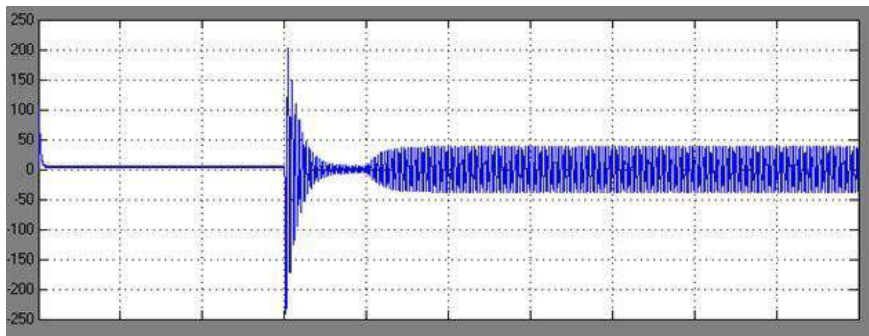


Рис. 13. Переходной процесс $I_{sA}(t)$

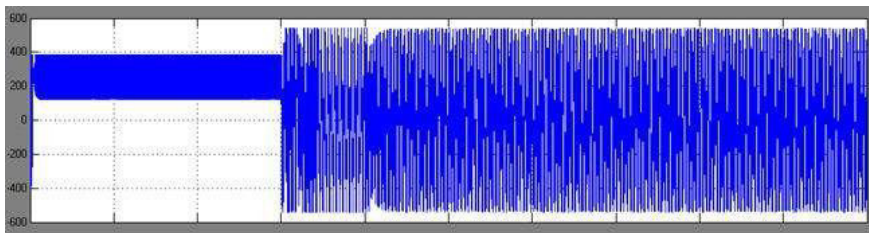


Рис. 14. Переходной процесс $U_{sA}(t)$ и $U_{sB}(t)$

8. ИССЛЕДОВАНИЕ ДВУХКОНТУРНОЙ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

СОДЕРЖАНИЕ

1. Цель работы.
2. Расчет параметров АД.
3. Структурная схема КФТ. Расчет параметров регулятора тока.
4. Структурная схема КС. Расчет параметров регулятора скорости.
5. Исследование динамики КРФТ и КРС.
6. Вывод.

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Исследование двухконтурной системы автоматического регулирования ЭП с АД: расчет параметров АД, расчет параметров регулятора фазных токов и регулятора скорости, а также исследование динамики этой системы.

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ АД

Исследование проводим на примере асинхронного электродвигателя серии

4A80B4Y3.

Параметры этого двигателя представлены в таблице 1:

Таблица 1 Параметры АД

| P_n | n_n | | | | \cos | s_n | R_1 | X | R_2 | X | |
|-------|--------|----|---|---|--------|-------|-------|-------|-------|-------|------|
| кВт | об/мин | | В | | | % | о.е. | о.е. | о.е. | о.е. | о.е. |
| 1,5 | 1500 | 20 | 2 | 7 | 0,83 | 0,058 | 0,120 | 0,078 | 0,069 | 0,120 | 0,9 |

Для составления математической модели асинхронного двигателя при ориентации по вектору потока сцепления ротора рассчитаем параметры двигателя.

В справочной литературе по асинхронным двигателям (АД) приведены параметры для Г-образной схемы замещения (Рис. 2.1):

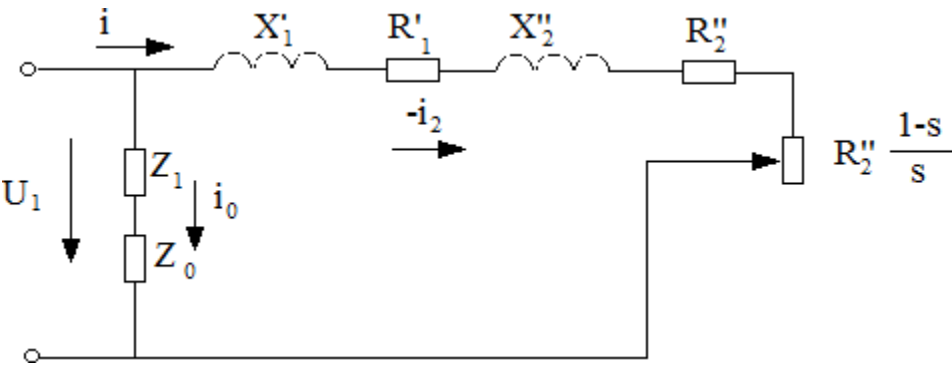


Рис. 1 Г-образная схема замещения АД

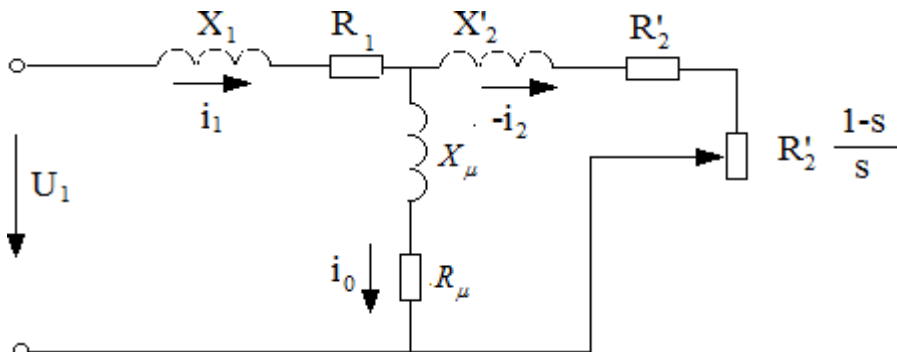


Рис. 2 Т-образная схема замещения АД

При переходе к Т-образной схеме замещения рис. 2 следует воспользоваться следующими формулами:

Индуктивное сопротивление Т-образной схемы замещения:

$$X_1 \approx \frac{2X_m X'_1}{X_m \sqrt{X_m^2 + 4X_m X'_1}} \approx \frac{2 \cdot 1,9 \cdot 0,078}{1,9 \sqrt{9^2 + 4 \cdot 1,9 \cdot 0,078}} \approx 0,075 \text{ (о.е.)};$$

Активное сопротивление Т-образной схемы замещения

$$R_1 \approx \frac{1}{c} R'_1 \approx \frac{1}{X_1} R'_1 \approx \frac{0,120}{1,04} \approx 0,115 \text{ (о.е.)}, c \approx \frac{0,078}{0,075} \approx 1,04 \text{ (о.е.)};$$

Индуктивное сопротивление ротора Т-образной схемы замещения:

$$X'_2 \approx \frac{X''_2}{c^2} \approx \frac{0,12}{1,04^2} \approx 0,11 \text{ (о.е.)};$$

Активное сопротивление ротора Т-образной схемы замещения:

$$\dot{R}_2 \approx \frac{R_2''}{c^2} \approx \frac{0,069}{1,04^2} \approx 0,064 \text{ (о.е.);}$$

$$X_k \approx X_i, X_2' \approx 0,075, 0,11 \approx 0,185 \text{ (о.е.);}$$

Для упрощения расчета характеристик параметры асинхронной машины выражают в относительных единицах, принимая за базисные значения номинальное фазное напряжение и номинальный фазный ток статора.

Перейдем от относительных единиц к действительным параметрам:

Определим эквивалентное, активное сопротивление обмотки статора, приведенное к рабочей температуре:

$$R_s \approx R_1 k (1 + \alpha t) \approx 0,115 \cdot 105,47 \cdot (1 + 0,004 \cdot 115) \approx 17,70$$

$$k \approx \frac{U_n}{T_s} \approx \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{2,95} \approx 105,47, I_s \approx \frac{P_n}{3 \cdot U_n} \approx \frac{1500}{3 \cdot 220 \cdot 0,77} \approx 2,95$$

$$\alpha \approx 0,004, \alpha t \approx 115^\circ;$$

α температурный коэффициент.

Найдем эквивалентное, приведенное к рабочей температуре, сопротивление обмотки ротора:

$$R_r \approx R_2' k (1 + \alpha t) \approx 0,064 \cdot 105,47 \cdot (1 + 0,004 \cdot 115) \approx 9,85$$

Найдем эквивалентную индуктивность намагничивания:

$$L_m = \frac{X_{\sigma} k}{\sigma_0} = \frac{1,9 \cdot 105,47}{157,08} = 1,276 \text{ (Гн)};$$

Определим индуктивности рассеяния статора и ротора:

$$L_{\sigma_s} = \frac{X_1 k}{\sigma_0} = \frac{0,075 \cdot 105,47}{157,08} = 50,36 \cdot 10^{-3} \text{ (Гн)};$$

$$L_{\sigma_r} = \frac{X_2' k}{\sigma_0} = \frac{0,11 \cdot 105,47}{157,08} = 73,86 \cdot 10^{-3} \text{ (Гн)};$$

Тогда полные индуктивности статора и ротора:

$$L_s = L_m + L_{\sigma_s} = 1,276 + 50,36 \cdot 10^{-3} = 1,326 \text{ (Гн)};$$

$$L_r = L_m + L_{\sigma_r} = 1,276 + 73,86 \cdot 10^{-3} = 1,349 \text{ (Гн)};$$

Эквивалентная индуктивность рассеяния двигателя:

$$L_{\sigma_s} = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} = \frac{1,326 \cdot 1,349 - 1,276^2}{1,349} = 0,119 \text{ (Гн)};$$

Определим постоянную времени роторной цепи:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} = \frac{1,349}{9,855} = 0,137 \text{ (с)};$$

Эквивалентная постоянная времени цепи статора:

$$T_e = \frac{X_k k}{\sigma \cdot 100 \cdot (R_s + R_r)} = \frac{0,185 \cdot 105,47}{3,14 \cdot 100 \cdot (17,708 + 9,855)} = 2,25$$

Коэффициент связи ротора:

$$k_2 = \frac{L_m}{L_r} = \frac{1,276}{1,349} = 0,946;$$

Рассчитываем абсолютные значения остальных параметров:

$$X_1 = X_{1(o.e.)} \cdot k = 0,075 \cdot 105,47 = 7,91 \text{ (Ом)};$$

$$X'_2 = X'_{2(o.e.)} \cdot k = 0,11 \cdot 105,47 = 11,6 \text{ (Ом)};$$

$$X_\Sigma = X_{\Sigma(o.e.)} \cdot k = 1,9 \cdot 105,47 = 200,39 \text{ (Ом)};$$

$$R'_2 = R'_{2(o.e.)} \cdot k = 0,064 \cdot 105,47 = 6,75 \text{ (Ом)};$$

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ РЕГУЛЯТОРА ТОКА

Рассчитываем параметры регулятора тока. Структурная схема контура регулирования фазного тока статора представлена на рис. 3.1

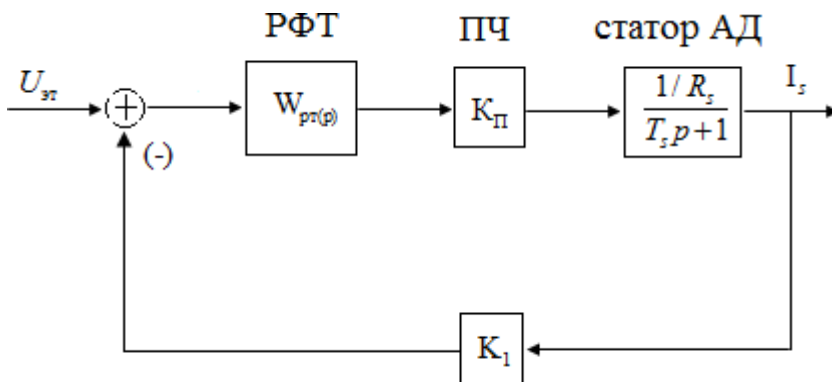


Рис. 3 Структурная схема контура регулирования фазного тока статора

Коэффициент усиления управляемого вентильного преобразователя:

$$k_{\Pi} \approx \frac{U_n}{U_{y.\max}} \approx \frac{220 \sqrt{2}}{10} \approx 31,11$$

Выбираем передаточную функцию регулятора следующего вида:

$$W_{\text{рт}}(p) \approx K_{\text{рт}} \frac{T_{\text{э}} p + 1}{T_{\text{э}} p}$$

Определению подлежит коэффициент передачи $K_{\text{рт}}$. Передаточная функция замкнутого контура тока:

$$W_{\text{кт}}(p) \approx \frac{1 / K_1}{T_{\text{э}} p + 1}$$

Здесь $T_{\text{э}} \approx 0,009 \text{ с}$ — эквивалентная постоянная времени контура тока регулятора. Задаемся полосой пропускания контура тока $\omega_{\text{крт}}$ и находим параметры $K_{\text{рт}}$:

$$\omega_{\text{крт}} \approx \frac{1}{T_{\text{э}}} \approx \frac{1}{0,009} \approx 111,11 \text{ (1/с)};$$

Напряжение насыщения выхода регулятора скорости:

$$U_{\text{рс.макс}} \approx 10 \text{ (В)};$$

Максимально допустимый ток:

$$I_{\text{дон}} \approx I_n \approx 2,5 \approx 3,56 \approx 2,5 \approx 8,9 \text{ (А)};$$

Коэффициент отрицательной обратной связи по току:

$$K_I \approx \frac{U_{\text{рс.макс}}}{I_{\text{дон}}} \approx \frac{10}{8,9} \approx 1,2;$$

Рассчитываем $K_{\text{рт}}$:

$$K_{\text{рт}} = \frac{K_{\text{крт}} T_e}{K_n \frac{1}{R_s} K_I} = \frac{111,11 \cdot 0,0023}{31,11 \cdot \frac{1}{17,708}} = 0,12;$$

Получим передаточную функцию регулятора следующего вида:

$$W_{\text{рт}}(p) = K_{\text{рт}} \frac{T_e p + 1}{T_e p} = 0,12 \frac{0,0023 p + 1}{0,0023 p}$$

Регулятор тока пропорционально-интегральный.

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ РЕГУЛЯТОРА СКОРОСТИ

При синтезе регулятора скорости инерционностью контуров регулирования тока можно пренебречь, если обеспечить разнесение полос пропускания:

$$\omega_{\text{крс}} \ll \omega_{\text{крт}};$$

В этом случае система автоматического управления может быть представлена в следующем виде (рис. 4.1):

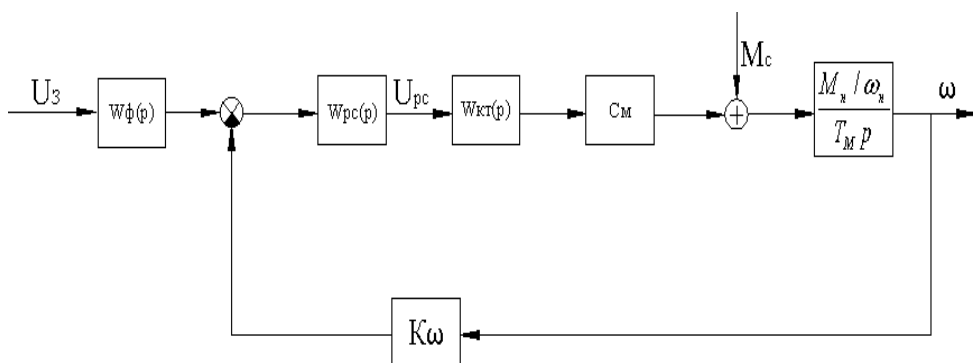


Рис. 4 Структурная схема контура регулирования скорости

На схеме рис. 4 обозначено:

T_m – механическая постоянная времени, равная $J \frac{\omega_n}{M_n} = 0,0033 \frac{157}{9,55} = 0,054(c)$;

$W_{кт} p$ – передаточная функция замкнутого контура тока, равная $1/K_I$;

$C_m = \frac{M_n}{I_n} = \frac{9,55}{3,56} = 2,68$ – коэффициент пропорционально-

сти между током статора и моментом двигателя; предполагается что ток намагничивания и ток ротора в номинальном режиме равны; если известен ток намагничивания , то можно сделать соответствующий пересчет.

$K = \frac{U_{3 \max}}{\omega_n} = \frac{10}{157} = 0,064$ – коэффициент обратной связи по скорости.

Зададимся видом регулятора скорости. Пусть это ПИ-регулятор с передаточной функцией:

$$W_{pc}(p) = K_c \frac{T_c p + 1}{p}$$

Искомыми в этом случае являются параметры регулятора T_c и K_c .

Передаточная функция замкнутого контура скорости будет иметь вид:

$$W_{\square}(p) = \frac{1/K_{\square} T_c p + 1}{\frac{T_m K_I}{K_c C_m K_{\omega \square} / M_n} p^2 + T_{\square} p + 1}$$

Нормированная передаточная функция имеет вид:

$$W_{\Pi}(p) = \frac{1/K}{T_{\text{крс}}^2 p^2 + 2\xi T_{\text{крс}} p + 1}$$

Приравниваем знаменатели передаточных функций и получаем систему уравнений для определения параметров регулятора:

$$T_c = 2\xi T_{\text{крс}};$$

$$T_{\text{крс}} = \sqrt{\frac{T_M K_I}{K_c C_M K_{\text{н}} / M_{\text{н}}}}.$$

Коэффициент демпфирования примем $\xi = 0,707$, что соответствует настройке на фильтр Баттерворта. Второе уравнение используем для определения K_c при известной $T_{\text{крс}}$:

$$T_{\text{крс}} = \frac{1}{\omega_{\text{крс}}} = \frac{1}{5,56} = 0,18(c);$$

$$\omega_{\text{крс}} = \frac{\omega_{\text{крс}}}{20} = 5,56 \cdot 1/c;$$

$$K_c = \frac{T_M K_I}{T_{\text{крс}}^2 C_M K_{\text{н}} / M_{\text{н}}} = \frac{0,054 \cdot 1,2}{0,18^2 \cdot 2,68 \cdot 0,064 \cdot \frac{1}{9,55}} = 0,71;$$

$$T_c = 2\xi T_{\text{крс}} = 2 \cdot 0,707 \cdot 0,18 = 0,255(c);$$

Для компенсации числителя передаточной функции на входе САУ устанавливается аperiодический фильтр с передаточной функцией:

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{T_c p + 1}.$$

Получим передаточную функцию регулятора скорости следующего вида:

$$W_{pc}(p) = K_c \frac{T_c p + 1}{p} = 0,71 \frac{0,255p + 1}{p}.$$

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ КРФТ и КРС

Исследование динамики произведем с помощью программного пакета MATLAB R2011b.

Система автоматического регулирования состоит из двух контуров регулирования: внешнего контура регулирования скорости и внутреннего контура регулирования тока.

Структурная схема контура регулирования фазного тока статора, набранная в программе Matlab, представлена на рис. 5.1.

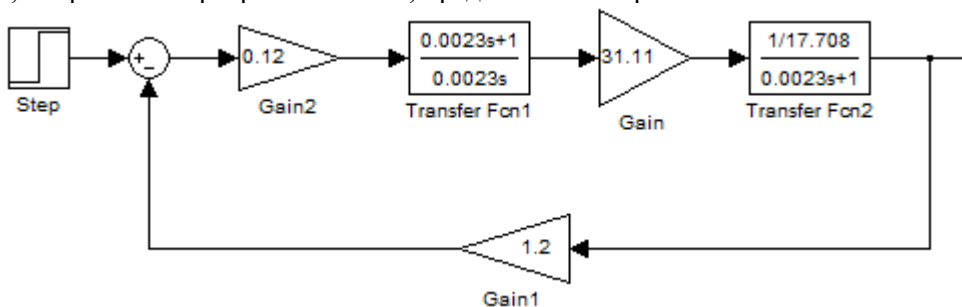


Рис. 5 Структурная схема контура регулирования фазного тока статора

График переходного процесса, полученного при виртуальном моделировании контура регулирования фазного тока статора в программе Matlab, представлен на рис. 6.

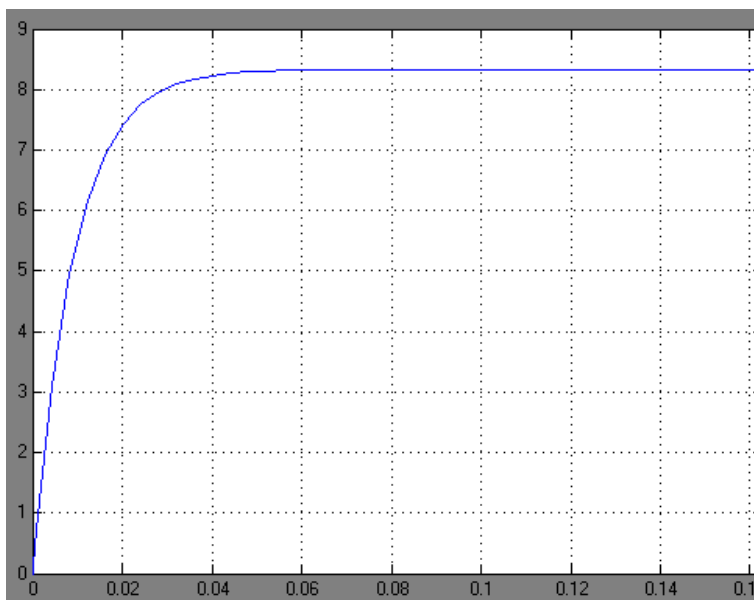


Рис. 6 Переходный процесс КРТ

Структурная схема двухконтурной САР, представлена на рис. 7.

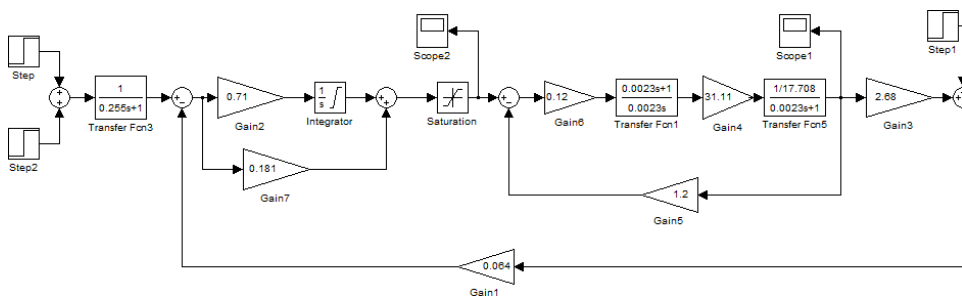


Рис. 7 Структурная схема двухконтурной САР

Графики переходных процессов $w(t)$, $i(t)$ представлены на рис. 8 и рис. 9. В моменты времени 2,5 (с), и 5 (с) показаны соответственно: наброс и сброс номинальной нагрузки.



Рис. 8 Переходный процесс $w(t)$

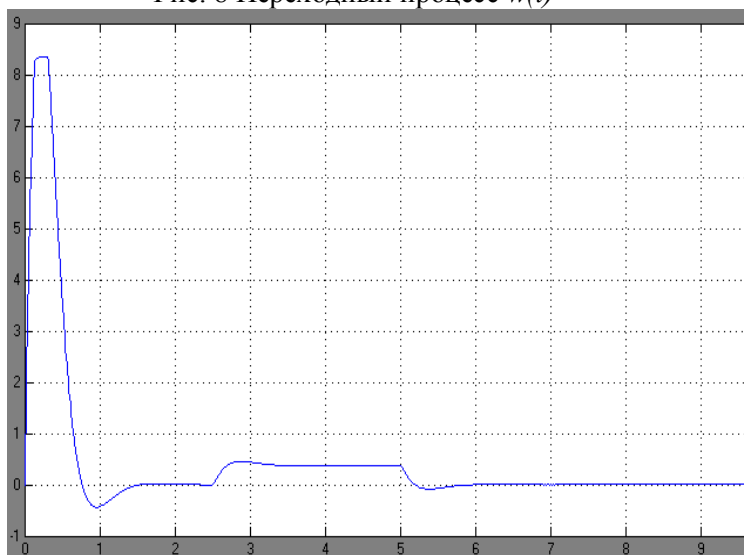


Рис. 9 Переходный процесс $i(t)$

ВЫВОД

В лабораторной работе была поставлена задача: исследование двухконтурной системы автоматического регулирования ЭП с АД. Для исследования была выбрана модель АД: 4A80B4Y3. В ходе исследования динамики электропривода были рассчитаны регуляторы тока и скорости. Правильность расчетов подтвердили графики, полученные моделированием системы автоматического регулирования в программе MATLAB.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Востриков А.С.* Задачи синтеза в теории регулирования: учеб. пособие / А.С. Востриков. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 104с.
2. *Герман-Галкин С.Г.* Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК / С.Г. Герман-Галкин. – СПб.: КОРОНА-Век. – 368 с.
3. *Герман-Галкин С.Г.* Синтез цифрового регулятора подчиненной структуры электропривода в пакете Simulink / С.Г. Герман-Галкин, В.В. Кротенко // Exponenta PRO. Математика в приложениях. 2004. № 2.
4. *Каган В.Г.* Электроприводы с предельным быстродействием для систем воспроизведения движений / В.Г. Каган. – М.: Энергия, 1975. – 240 с.
5. *Ковчин С.А.* Теория электропривода: учеб. для вузов / С.А. Ковчин, Ю.А. Сабинин. – СПб.: Энергоатомиздат, 2000. – 496 с.
6. *Крапивин Д.М.* Электромеханические и мехатронные системы: учеб. пособие / Д.М. Крапивин, М.Д. Бондаренко; Юж.-Рос. гос. техн. ун-т (НПИ). – Новочеркасск: ЮРГТУ(НПИ) 2010. – 260 с.
7. *Симаков Г.М.* Автоматизированный электропривод: учеб. пособие / Г.М. Симаков. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2010. – 135 с.
8. *Симаков Г.М.* Системы автоматического управления электроприводов металлорежущих станков: учеб. пособие / Г.М. Симаков. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007. – 300 с. («Учебники НГТУ»).
9. *Справочник по электрическим машинам: В 2 т. / под общ. ред. И.П. Копылова и Б.К. Клокова. Т. 1. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 456 с.*
10. *Терехов В.М.* Системы управления электроприводов: учеб. для студ. вузов / В.М. Терехов, О.И. Осипов ; под ред В.М. Терехова. – М.: Академия, 2005. – 304 с.
11. *Усынин Ю.С.* Системы управления электроприводов / Ю.С. Усынин. – Челябинск: Изд-во ЮурГУ, 2004. – 328 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

| Вариант | P_H | U_H | N_H | $R_{я}$ | $R_{дп}$ | $R_{ов}$ | $L_{я}$ | J | η |
|---------------------------|-------|-------|--------|---------|----------|----------|---------|-------------------|--------|
| | кВт | В | об/мин | Ом | Ом | Ом | мГн | кг·м ² | % |
| <i>Двигатели серии 2П</i> | | | | | | | | | |
| 1 | 5,2 | 110 | 800 | 0,065 | 0,044 | 20,1 | 0,0026 | 0,23 | 80,5 |
| 2 | 9 | 110 | 800 | 0,058 | 0,037 | 11 | 0,0019 | 0,2 | 77 |
| 3 | 11 | 110 | 800 | 0,031 | 0,02 | 15,9 | 0,00116 | 0,3 | 83 |
| 4 | | 220 | 800 | 0,125 | 0,08 | 15,9 | 0,0046 | 0,3 | 84 |
| 5 | | 440 | 750 | 0,565 | 0,393 | 15,9 | 0,0218 | 0,3 | 83,5 |
| 6 | 15 | 110 | 1500 | 0,022 | 0,015 | 12,8 | 0,00068 | 0,2 | 84 |
| 7 | | 220 | 1500 | 0,084 | 0,056 | 12,8 | 0,0027 | 0,2 | 85,5 |
| 8 | | 440 | 1500 | 0,338 | 0,221 | 12,8 | 0,0109 | 0,2 | 85,5 |
| 9 | 20 | 220 | 3000 | 0,025 | 0,018 | 26,6 | 0,00092 | 0,23 | 90 |
| 10 | | 440 | 3150 | 0,094 | 0,067 | 26,6 | 0,0037 | 0,23 | 81 |
| 11 | 25 | 220 | 2120 | 0,042 | 0,03 | 23 | 0,0044 | 0,23 | 89 |
| 12 | | 440 | 2200 | 0,136 | 0,084 | 13 | 0,002,2 | 0,23 | 89,5 |
| 13 | 30 | 220 | 1500 | 0,031 | 0,02 | 10,6 | 0,00115 | 0,3 | 88,9 |
| 14 | | 440 | 1600 | 0,185 | 0,08 | 10,6 | 0,0046 | 0,3 | 89,5 |
| 15 | 36 | 220 | 2200 | 0,026 | 0,016 | 13,1 | 0,0009 | 0,25 | 88,5 |
| 16 | | 440 | 2200 | 0,106 | 0,061 | 13,1 | 0,0036 | 0,25 | 89,5 |
| 17 | 42 | 440 | 2360 | 0,055 | 0,037 | 31,7 | 0,0021 | 0,3 | 90,5 |
| 18 | 55 | 440 | 3150 | 0,031 | 0,02 | 31,7 | 0,0012 | 0,3 | 91 |
| 19 | 60 | 440 | 3150 | 0,041 | 0,029 | 8,8 | 0,0016 | 0,25 | 90,5 |
| 20 | 75 | 440 | 3150 | 0,031 | 0,02 | 31,7 | 0,0012 | 0,3 | 91,5 |

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

| Варианты | P_{2H} , кВт | КПД, % | $\cos \varphi$ | X_m | r_1 , о.е. | x_1 , о.е. | R_2 , о.е. | x_2 , о.е. | R_{2H} , о.е. | $R_{кп}$, о.е. | $X_{кп}$, о.е. | s_H , % | s_K , % | $J_{дв}$, кг·м ² |
|----------|----------------|--------|----------------|-------|--------------|--------------|--------------|--------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------|-----------|------------------------------|
| 1 | 0,75 | 72,0 | 0,73 | 1,5 | 0,11 | 0,064 | 0,110 | 0,23 | 0,110 | 0,230 | 0,22 | 5,9 | 38,0 | 0,00097 |
| 2 | 1,50 | 77,0 | 0,83 | 1,9 | 0,12 | 0,078 | 0,060 | 0,12 | 0,072 | 0,190 | 0,15 | 4,8 | 35,5 | 0,0075 |
| 3 | 5,50 | 85,5 | 0,86 | 2,8 | 0,0340 | 0,078 | 0,041 | 0,13 | 0,048 | 0,110 | 0,14 | 3,4 | 29,0 | 0,01 |
| 4 | 7,50 | 87,5 | 0,86 | 3,0 | 0,0480 | 0,085 | 0,033 | 0,13 | 0,040 | 0,088 | 0,15 | 2,5 | 17,0 | 0,023 |
| 5 | 11,00 | 87,5 | 0,87 | 3,2 | 0,0430 | 0,085 | 0,032 | 0,13 | 0,039 | 0,085 | 0,15 | 2,3 | 19,0 | 0,048 |
| 6 | 15,00 | 88,5 | 0,88 | 4,0 | 0,0470 | 0,084 | 0,025 | 0,13 | 0,058 | 0,082 | 0,15 | 2,1 | 12,0 | 0,053 |
| 7 | 18,50 | 89,5 | 0,88 | 4,3 | 0,0420 | 0,056 | 0,024 | 0,13 | 0,037 | 0,079 | 0,14 | 2,1 | 12,5 | 0,085 |
| 8 | 30,00 | 91,0 | 0,89 | 3,9 | 0,0340 | 0,038 | 0,018 | 0,12 | 0,036 | 0,068 | 0,13 | 1,8 | 12,5 | 0,15 |
| 9 | 37,00 | 91,0 | 0,90 | 4,4 | 0,033 | 0,089 | 0,018 | 0,14 | 0,035 | 0,074 | 0,16 | 1,9 | 11,5 | 0,17 |
| 10 | 45,00 | 92,0 | 0,90 | 4,6 | 0,034 | 0,082 | 0,017 | 0,14 | 0,034 | 0,059 | 0,16 | 1,8 | 11,5 | 0,25 |
| 11 | 55,00 | 92,5 | 0,90 | 4,2 | 0,027 | 0,083 | 0,015 | 0,14 | 0,030 | 0,058 | 0,15 | 1,8 | 11,0 | 0,47 |
| 12 | 75,00 | 93,0 | 0,90 | 4,4 | 0,026 | 0,089 | 0,015 | 0,11 | 0,027 | 0,062 | 0,15 | 1,4 | 10,0 | 0,52 |
| 13 | 90,00 | 93,0 | 0,91 | 5,0 | 0,024 | 0,038 | 0,014 | 0,12 | 0,029 | 0,069 | 0,15 | 1,4 | 10,0 | 0,22 |
| 14 | 18,50 | 88,0 | 0,87 | 2,9 | 0,056 | 0,11 | 0,026 | 0,13 | 0,046 | 0,100 | 0,18 | 2,4 | 13,5 | 0,40 |
| 15 | 22,00 | 90,0 | 0,90 | 4,1 | 0,050 | 0,11 | 0,024 | 0,14 | 0,042 | 0,092 | 0,17 | 2,3 | 13,5 | 0,45 |
| 16 | 30,00 | 90,5 | 0,90 | 3,7 | 0,046 | 0,12 | 0,022 | 0,13 | 0,040 | 0,085 | 0,16 | 2,1 | 13,5 | 0,74 |
| 17 | 37,00 | 91,0 | 0,89 | 3,7 | 0,042 | 0,1 | 0,019 | 0,13 | 0,035 | 0,078 | 0,16 | 1,8 | 11,9 | 1,2 |
| 18 | 45,00 | 91,5 | 0,89 | 3,8 | 0,037 | 0,09 | 0,015 | 0,14 | 0,032 | 0,069 | 0,16 | 1,4 | 9,0 | 1,3 |
| 19 | 55,00 | 91,5 | 0,89 | 3,4 | 0,034 | 0,083 | 0,014 | 0,13 | 0,030 | 0,064 | 0,15 | 1,3 | 9,5 | 1,4 |
| 20 | 75,00 | 92,0 | 0,89 | 3,7 | 0,032 | 0,02 | 0,021 | 0,13 | 0,048 | 0,079 | 0,20 | 2,0 | 8,3 | 2,9 |

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

ПАМЯТКА

для работы в среде объектного моделирования Matlab 6.5.

Современные версии программы Matlab 6.5 представляют собой пакет программ предназначенных для системного проектирования, наладки и эксплуатации автоматизированных систем управления технологическими процессами (АСУ ТП) и включают в себя ряд компонентов:

- собственно язык программирования Matlab, максимально приближенный по своему синтаксису к языку СИ;
- приложение Simulink для моделирования процессов в динамических САУ;
- приложения для программирования последовательного и/или параллельного интерфейса и связи с объектом автоматизации – Real-Times Workshop (приложение для работы в реальном времени);
- компиляторы и преобразователи моделей Simulink в языковые структуры Си (C-Debugger);
- а также многочисленные приложения (Toolbox* – дословный перевод ящик с инструментами) необходимые для работы с типовыми задачами автоматического управления; перечис-

лим лишь некоторые из них: Communications Toolbox – приложение для проектирования различных устройств связи с объектом управления, Control System Toolbox – приложение для проектирования систем управления, Database Toolbox – приложение для разработки баз данных, Financial Toolbox – приложение для работы с финансовыми операциями, Fuzzy Logic Toolbox - приложение для разработки устройств гибкой логики и т.д.

Для моделирования систем электропривода необходимо глубокое знание лишь одного приложения Simulink, которое предназначено для работы с моделями систем автоматического управления (САУ) в объектно-ориентированной форме. Последнее означает, что программирование САУ происходит с помощью набора на рабочем поле файла объектов, каждый из которых представляет собой передаточную функцию элемента САУ или всей САУ в целом.

Прежде чем более подробно ознакомится с Simulink рассмотрим запуск программы и процедуру сохранения. При запуске программы из Windows появляется главное окно Matlab, разделенное на три части см.рис.П.1.

***-Здесь и далее изложение ориентируется на англоязычную версию Matlab. В случае использования так назы-**

ваемой русифицированной версии ряд из понятий, входящих в основной набор инструментов, уже расшифрован, однако основная часть работы с моделями поддерживает только английский язык.

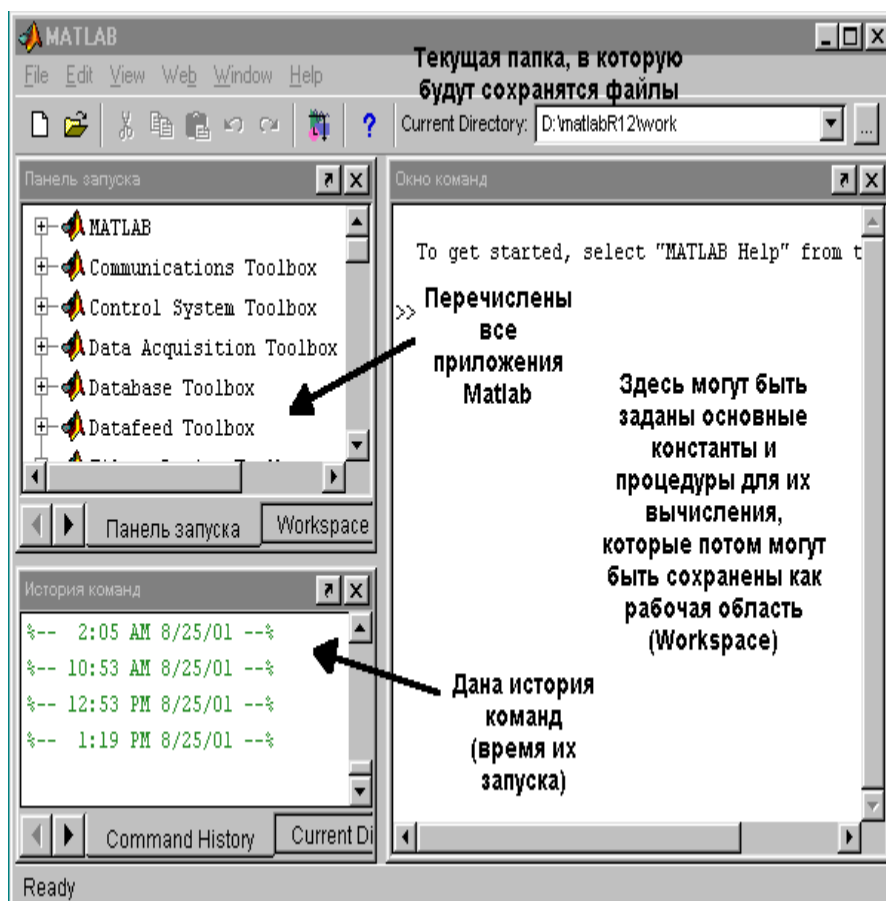


Рис. П.1

В меню главного окна Matlab необходимо открыть вкладку File и выбрать при повторное работе с уже созданной ранее моделью Load, а при желании создать новый файл New/Model. После последнего действия на экране возникает окно программы Simulink с рабочим названием untitled (без имени) см. рис. П.2.

Для того чтобы иметь возможность набирать какую-либо структурную схему необходимо иметь инструменты – блоки, которые расположены в библиотеке блоков Simulink, запуск последней возможен при нажатии кнопки, указанной на рис.П.2. Открывающиеся при этом окно носит название Simulink Library Browser. (Library – библиотека, Browser – обозреватель, подчеркивает возможность перемещения по библиотеке в поисках нужного блока). Вид Simulink Library Browser представлен на рис.П.3.

Таким образом, библиотека ресурсов Simulink состоит (рис.П,3) из трех полей: в верхней части даются пояснения к тому блоку, который выбран на данный момент, в левой части перечислены основные разделы, а правая часть расшифровывает каждый раздел подробнее – дает полный перечень блоков.

Перечислим основные разделы Simulink, под которым следует понимать объединения блоков по смысловому или функциональному назначению (подчеркнем, что практически все из них в той или иной степени понадобятся при программировании в ходе ла-

бораторных работ). Здесь же приведем по возможности состав раздела, а при слишком большом количестве блоков в разделе, укажем лишь основные блоки, которые содержатся в нем и на-
верняка понадобятся при выполнении курсового проекта.

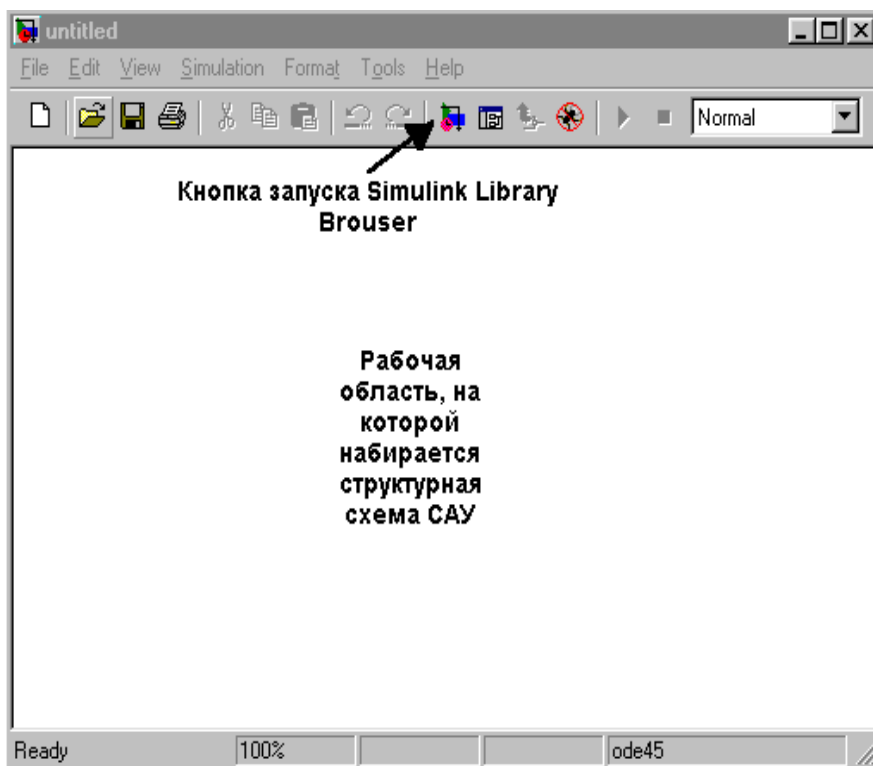


Рис.П,2

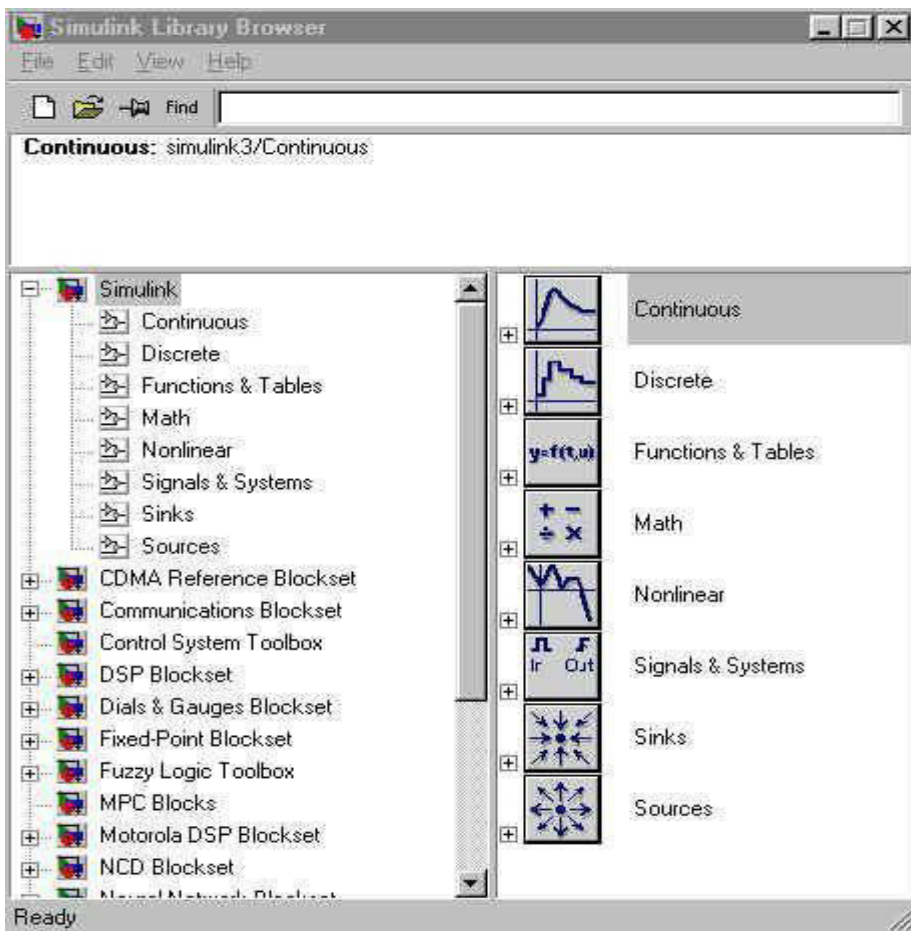


Рис.П.3

Continuous – подсистема для моделирования **непрерывных** САУ. Состав см.рис.П.4.




| | |
|---|--------------------------|
| $\frac{du}{dt}$ | Derivative |
| $\frac{1}{s}$ | Integrator |
|  | Memory |
| $\begin{matrix} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{matrix}$ | State-Space |
| $\frac{1}{s+1}$ | Transfer Fcn |
|  | Transport Delay |
|  | Variable Transport Delay |
| $\frac{(s-1)}{s(s+1)}$ | Zero-Pole |

Рис.П.4

Derivative – производная $\frac{du}{dt}$, где u – входной сигнал;

Integrator – интегратор, производит интегрирование входного сигнала;

Transfer Fcn – передаточная функция.

Следует обратить внимание, что оператор Лапласа в англоязычной литературе и программном обеспечении обозначается s , а не p . Таким образом, верно равенст-

во: $\frac{d}{dt} \square s$.

Discrete - подсистема для моделирования **дискретных САУ**.

Состав см.рис.П.5.

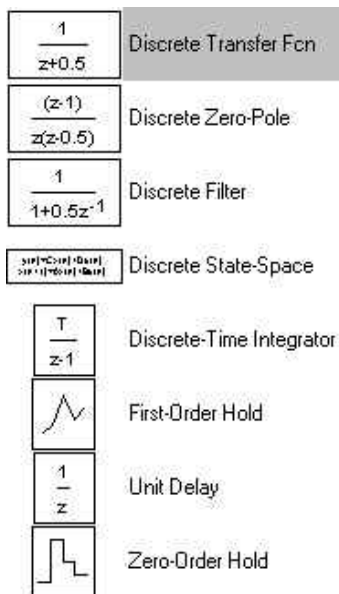


Рис.П.5

Discrete Transfer Fcn – дискретная передаточная функция, полученная путем Z-преобразований.

Данный раздел необходим лишь для исследования дискретных САУ.

Functions & Tables – функции и таблицы. Для целей лабораторных работ наиболее интересным блоком этого раздела является блок **Fcn**, в котором пользователем может быть задана практически любая своя функция, состоящая из набора любой сложности типовых математических функций: тригонометрических, степенных, логарифмических и т.д.

Math – наиболее распространенный раздел Matlab, содержащий все типовые математические функции и операции. Перечислим лишь некоторые из них:



Abs

Возвращает модуль числа, поступившего на вход блока.



Gain

Усиливает сигнал, умножает на коэффициент.



Sum

Суммирует сигналы, количество входов неограниченно, каждый вход может иметь свой знак.



Product

Возвращает произведение чисел, количество входов неограниченно.



Real-Imag to Compl

Позволяет получить комплексное число при известной вещественной (Re) и мнимой (Im) части.



Complex to
Magnitude-Angle

Позволяет получить амплитуду и угол показательной формы комплексного числа.

Nonlinear – библиотека нелинейных блоков.

Signals & Systems – развернутая библиотека блоков, осуществляющих различные преобразования сигналов и позволяющих формировать пользовательские подсистемы. Из всего разнообразия блоков, входящих в эту группу, для проведения лабораторных работ наиболее важными являются следующие:

Subsystems – (подсистема) позволяет группировать несколько (сколько угодно) блоков в один с присвоением ему пользовательского имени. В дальнейшем данная подсистема становится как бы одним блоком, за счет которого может быть пополнена общая библиотека блоков Simulink. Данный блок чрезвычайно удобен при моделировании больших систем, состоящих из большого числа часто повторяющихся блоков.

Mux – мультиплексор, кроме того, что данный блок необходим для проектирования цифровых систем, как стандартный элемент, часто используется для вывода нескольких графиков на экран с помощью Scope (см. ниже).

Sinks – дословно «слив», здесь выбирается то место, в которое по желанию разработчика может быть отправлены (слиты) результаты файла Simulink. Чаще всего используются блоки:

Scope – электронный осциллограф, позволяющий просматривать полученные результаты в виде графиков в функции времени $y(t)$.

XY-Graph – позволяет просматривать графики зависимостей одной величины в функции другой величины $y(x)$.

Sources – «источники», данный раздел содержит различные виды входных сигналов, а также может быть использован для определения места, из которого поступает входной сигнал. Наиболее распространенные виды входных сигналов в автоматическом управлении – ступенчатый и гармонический содержатся в блоках **Step** и **Sin Wave** соответственно. Кроме того, для формирования импульсных последовательностей во времени могут быть полезны блоки: Pulse Generator и Repeating Sequence.

Зная эти сведения о расположении типовых блоков Simulink можно начинать моделирование простых программ. Отметим, что необходимым условием для правильного моделирования систем автоматического управления является хотя бы приблизительное (качественное) представление того, что должно получиться, а это, в свою очередь, возможно лишь при хорошей теоретической подготовке.

Кроме того, необходимо иметь в виду:

1. Блоки из Simulink Library Browser могут быть вставлены в проект разработчика (файл untitled.mdl) простым «перетаскиванием» нужного блока из библиотеки на рабочее поле файла с помощью мыши.

2. Между собой блоки соединяются линиями связи со стрелкой, которая может быть получена с помощью мыши; причем левая клавиша мыши при рисовании связи должна быть все время нажата, а само движение должно начинаться от того исходящего блока и двигаться по направлению к блоку «приемнику».

Пользуясь изложенными выше сведениями может быть реализована любая модель САУ в редакторе Simulink. Например, для модели замкнутой САУ третьего порядка, передаточная функция разомкнутой системы у которой имеет вид:

$$W_{\text{раз}} = \frac{1}{a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3}, \quad \begin{aligned} a_0 &= 0.001, \\ a_1 &= 0.02, \\ a_2 &= 0.2, \\ a_3 &= 1. \end{aligned}$$

с единичной обратной связью и коэффициентом промежуточного усилителя $k_y=1$, полученная структурная схема имеет вид представленный на рис.6.

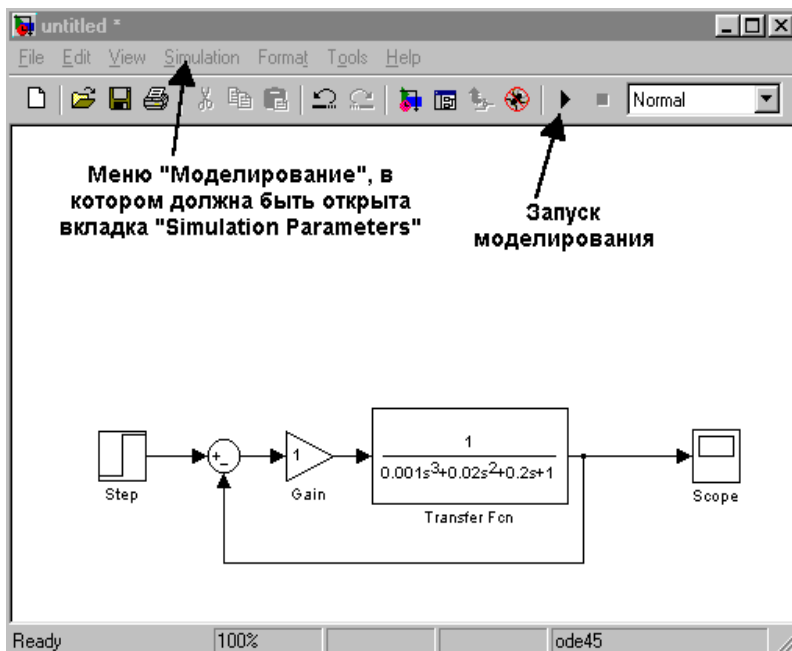


Рис.П.6

На предложенном примере рассмотрим основные приемы работы на Simulink. Для запуска моделирования необходимо нажать клавишу, указанную на рис.П.6. И если при построении модели не было допущено ошибок, то после двойного щелчка мышью на блок Scope, будет получено окно, в котором отображаются графики переходных процессов.

Однако, прежде всего, необходимо научиться задавать численные значения в любом из блоков. Рассмотрим, как это делается на

примере блока Transfer Fcn: после двойного нажатия мышью на этот блок, появляется следующее окно (рис.П.7).

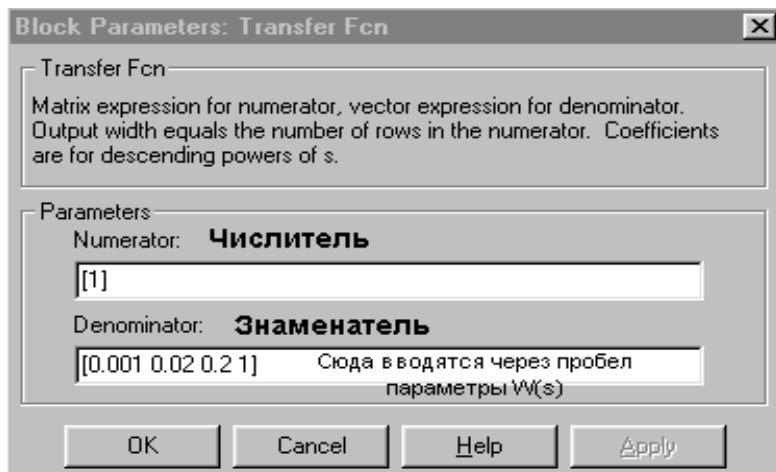


Рис.П.7.

Это окно параметров блока. Для передаточной функции сверху имеем параметры числителя (Numenator), а снизу параметры знаменателя (Denomenator). Все параметры должны быть заключены в квадратные скобки, а каждый из коэффициентов отделен друг от друга пробелом.

Здесь необходимо указать на возможность символьного введения параметров, что очень удобно в том случае, если параметры необходимо предварительно рассчитать. Так, например, в рас-

смаатриваемом примере пусть параметры a_1 , a_2 , a_0 неизвестны, но известно:

$$a_3 = 1,$$

$$T_1 = 0.01, T_2 = 0.1, T_3 = 0.1,$$

$$a_0 = T_1 T_2 T_3,$$

$$a_1 = T_1 T_2 + T_1 T_3,$$

$$a_2 = T_1 + T_2 + T_3.$$

Тогда, вернувшись в окно команд можно набрать после знака >> все заданные константы и формулы, отделяя ввод каждой формулы от другой Enter (при этом будет производится автоматический подсчет значения) и после этого вводить в параметры блока не числа, а непосредственно a_0 , a_1 , a_2 и a_3 . полученная в этом случае структурная схема приведена на рис.8. При этом работа структурной схемы рис.П.8 и структурной схемы рис.П.7 будут полностью аналогичны.

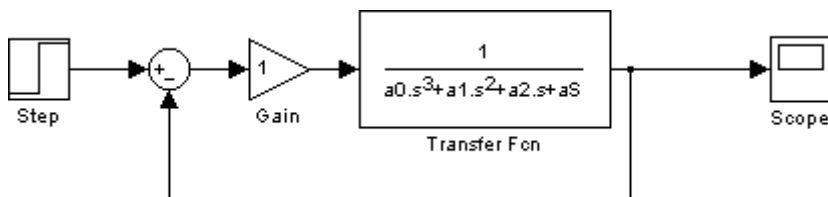
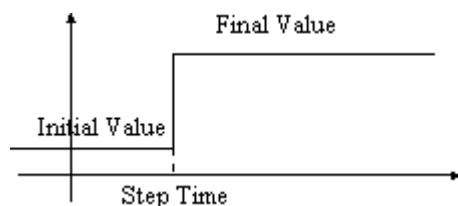


Рис.П.8

Укажем также расположение вводимых символов в блоке Step – рис.9а, рис.9б поясняет работу блока Step.

а



б

Рис.П.9

После ввода параметров, для просмотра графиков, как уже отмечалось необходимо запустить моделирование соответствующей кнопкой (см.рис.П.7) или воспользовавшись вкладкой Start в меню «Моделирование» (Simulation/Start). Двойной щелчок мыши на блоке Score дает в этом случае возможность просмотра графиков – рис.П.10. (На рис.П.10 с целью удобства восприятия графики показаны с изменением цвета.) Кроме того, на рис.П.10 расшифрованы кнопки управления изображением в блоке Score.

В большинстве случаев вышесказанного достаточно для работы в Simulink, однако в данном примере умышленно показан тот случай, который достаточно часто возникает на практике – недостаточно корректный вывод изображения. Действительно, с одной стороны, «смысловая» часть графика на рис.П.10 занимает не полный объем экрана, а, с другой стороны, начальная часть переходного процесса показана неточно – «изломанно». Для того чтобы объективно понимать и устранять это явление необходимо иметь представление о сути вычислительных методов. В первом же приближении нужно сказать о том, что в данном случае некорректно выбрано соотношение времени и шага моделирования. Следовательно, без коррекции основных параметров моделирования не обойтись. Сделать это можно в меню Simulation/Simulation parameters (параметры моделирования)(см.рис.П.11).

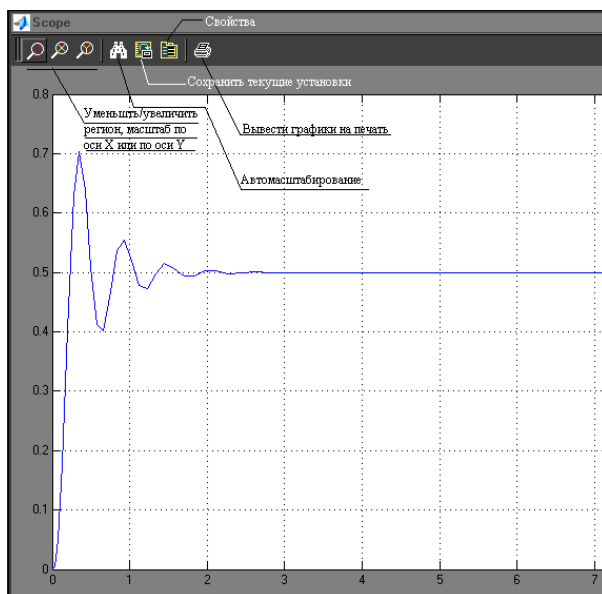


Рис.П.10

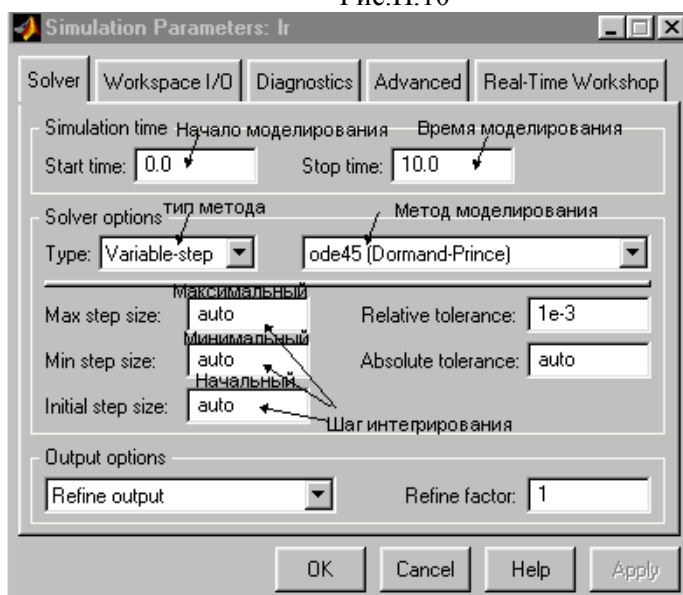


Рис.П.11

Изменяя время моделирования (Stop time – 5.0) и задавая шаг интегрирования не автоматический, как выбрано по умолчанию (auto), а на порядок меньше минимальной постоянной времени, например Max step size – 0.01, Min step size 0.001 (необходимо помнить, что разрыв между минимальной и максимальной величиной шага должен быть не менее чем на порядок), можно снять возникшие проблемы с видом изображения и получить качественные переходные процессы – рис.П.12 (сравнить с рис.П.10). Справедливости ради, необходимо отметить, что в большинстве случаев Matlab сам «справляется» с выбором шага интегрирования и проводить описанную выше процедуру по редактированию параметров моделирования необязательно. Также следует добавить, что все многочисленные возможности Matlab/Simulink возможно изучить лишь при дальнейшей непосредственной работе с этой программой при помощи специальной литературы, здесь же даны лишь самые первые необходимые сведения.

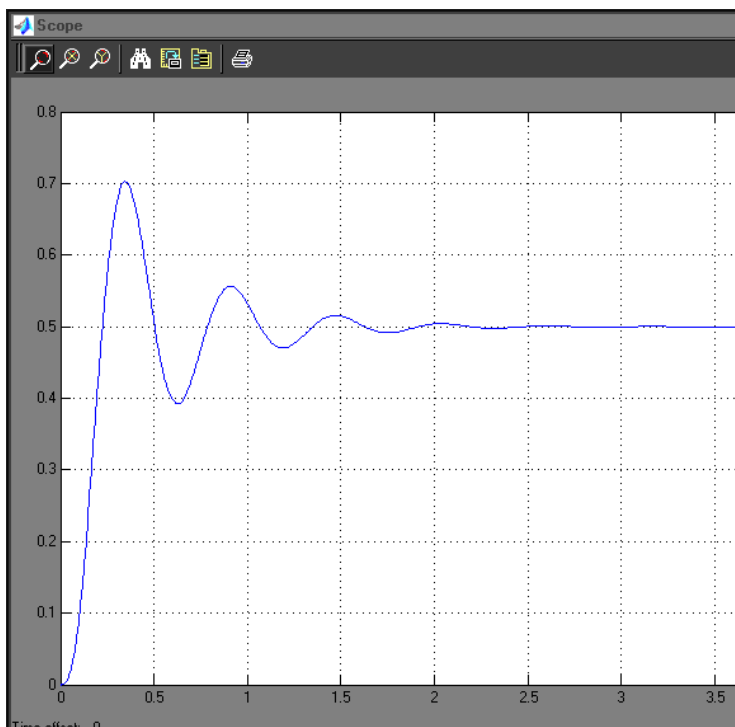


Рис.П.12

ПАМЯТКА

для работы в среде объектного моделирования Matlab 6.5.

Современные версии программы Matlab 6.5 представляют собой пакет программ предназначенных для системного проектирования, наладки и эксплуатации автоматизированных систем управления технологическими процессами (АСУ ТП) и включают в себя ряд компонентов:

- собственно язык программирования Matlab, максимально приближенный по своему синтаксису к языку СИ;
- приложение Simulink для моделирования процессов в динамических САУ;
- приложения для программирования последовательного и/или параллельного интерфейса и связи с объектом автоматизации – Real- Times Workshop (приложение для работы в реальном времени);
- компиляторы и преобразователи моделей Simulink в языковые структуры Си (C-Debugger);
- а также многочисленные приложения (Toolbox* – дословный перевод ящик с инструментами) необходимые для работы с типовыми задачами автоматического управления; перечислим лишь некоторые из них: Communications Toolbox – приложение для проектирования различных устройств связи с объектом управления, Control System Toolbox – приложение для проектирования систем управления, Database Toolbox – приложение для разработки баз данных, Financial Toolbox – приложение для работы с финансовыми операциями, Fuzzy Logic Toolbox - приложение для разработки устройств гибкой логики и т.д.

Для моделирования систем электропривода необходимо глубокое знание лишь одного приложения Simulink, которое предназначено для работы с моделями систем автоматического управления (САУ) в объектно-ориентированной форме. Последнее означает, что программирование САУ происходит с помощью набора на рабочем поле файла объектов, каждый из которых представляет собой передаточную функцию элемента САУ или всей САУ в целом.

Прежде чем более подробно ознакомится с Simulink рассмотрим запуск программы и процедуру сохранения. При запуске программы из Windows появляется главное окно Matlab, разделенное на три части см.рис.П.1.

***-Здесь и далее изложение ориентируется на англоязычную версию Matlab. В случае использования так называемой русифицированной версии ряд из понятий, входящих в основной набор инструментов, уже расшифрован, однако основная часть работы с моделями поддерживает только английский язык.**

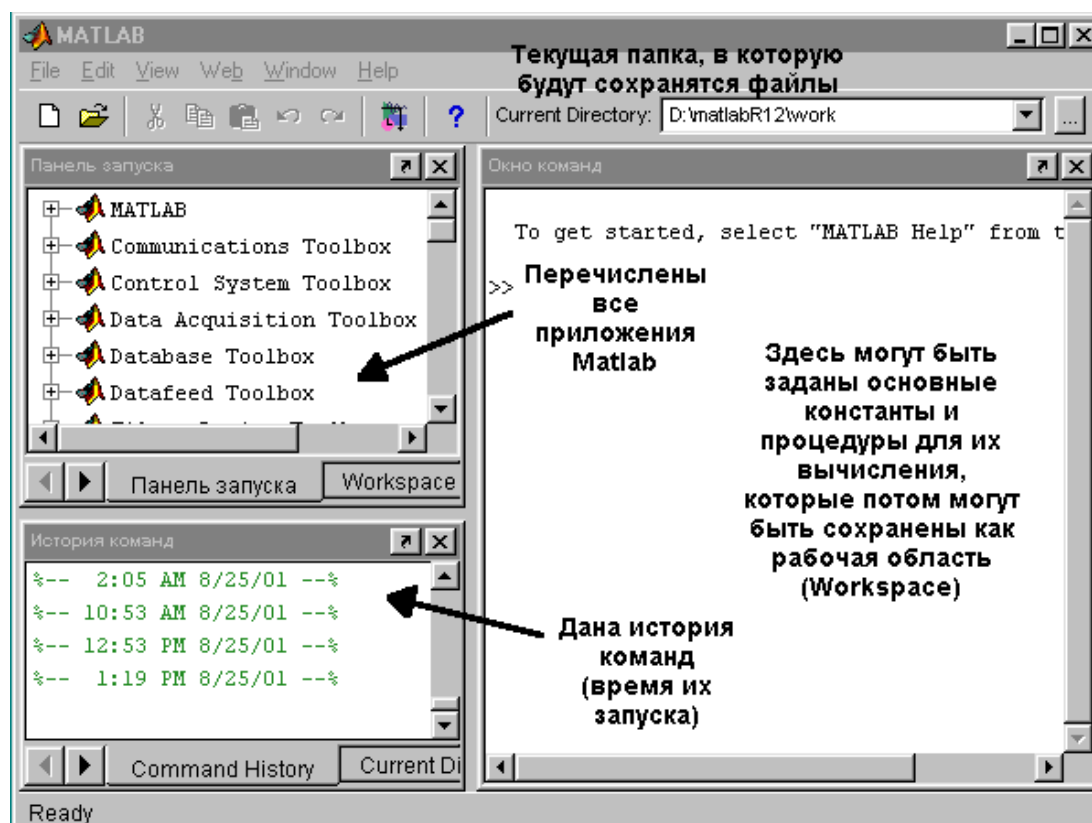


Рис. П.1

В меню главного окна Matlab необходимо открыть вкладку File и выбрать при повторное работе с уже созданной ранее моделью Load, а при желании создать новый файл New/Model. После последнего действия на экране возникает окно программы Simulink с рабочим названием untitled (без имени) см. рис. П.2.

Для того чтобы иметь возможность набирать какую-либо структурную схему необходимо иметь инструменты – блоки, которые расположены в библиотеке блоков Simulink, запуск последней возможен при нажатии кнопки, указанной на рис.П.2. Открывающиеся при этом окно носит название Simulink Library Browser. (Library – библиотека, Browser – обозреватель, подчеркивает возможность перемещения по библиотеке в поисках нужного блока). Вид Simulink Library Browser представлен на рис.П.3.

Таким образом, библиотека ресурсов Simulink состоит (рис.П,3) из трех полей: в верхней части даются пояснения к тому блоку, который выбран на данный момент, в левой части перечислены основные разделы, а правая часть расшифровывает каждый раздел подробнее – дает полный перечень блоков.

Перечислим основные разделы Simulink, под которым следует понимать объединения блоков по смысловому или функциональному назначению (подчеркнем, что практически все из них в той или иной степени понадобятся при программировании в ходе лабораторных работ). Здесь же приведем по возможности состав раздела, а при слишком большом количестве блоков в разделе, укажем лишь основные блоки, которые содержатся в нем и наверняка понадобятся при выполнении курсового проекта.

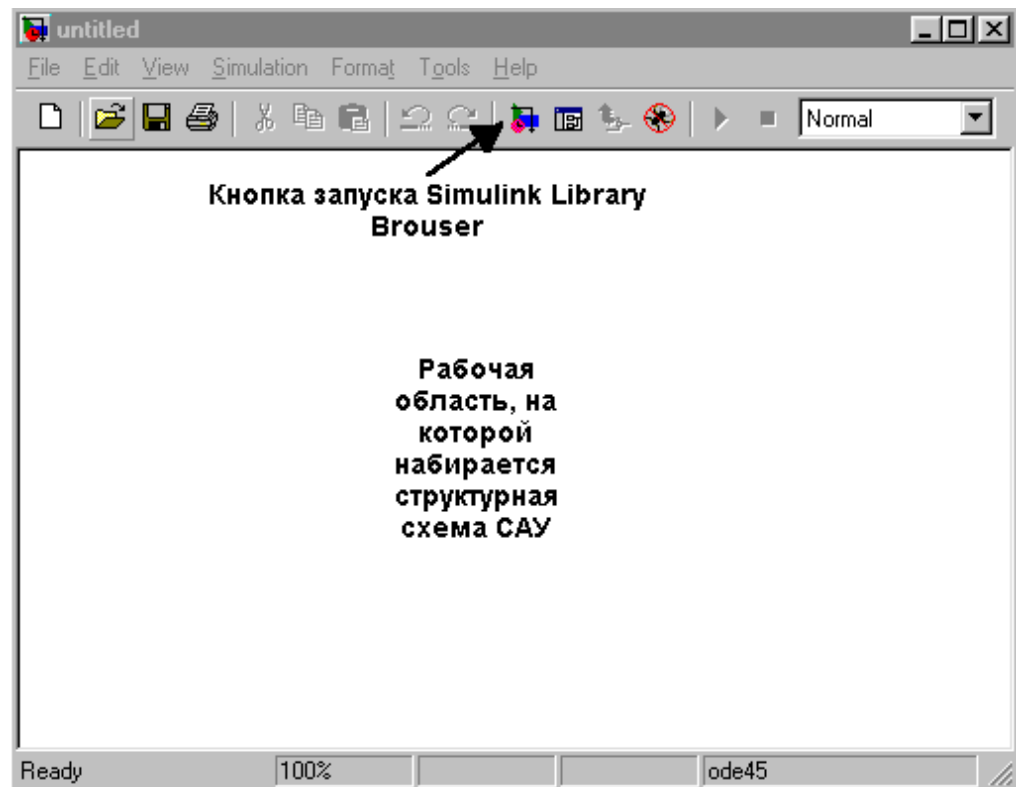


Рис.П.2

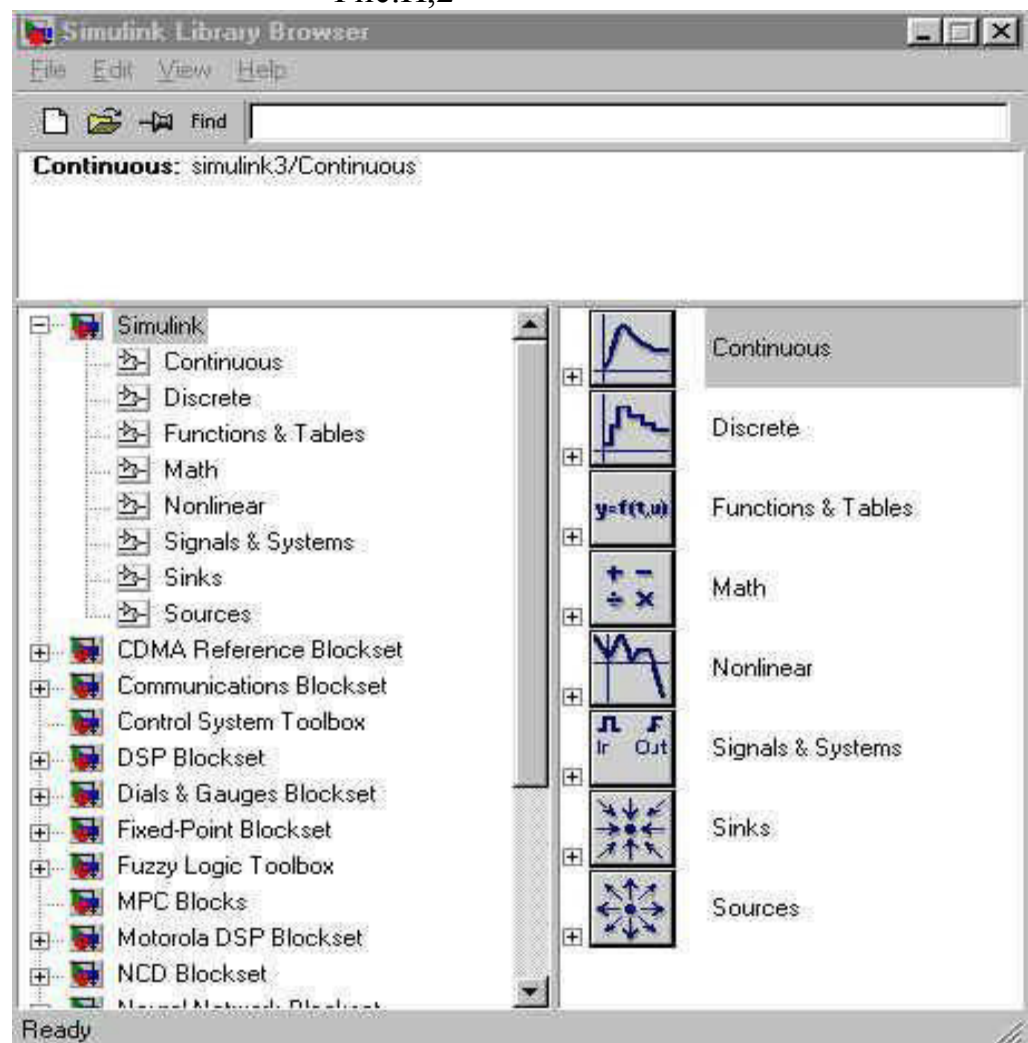
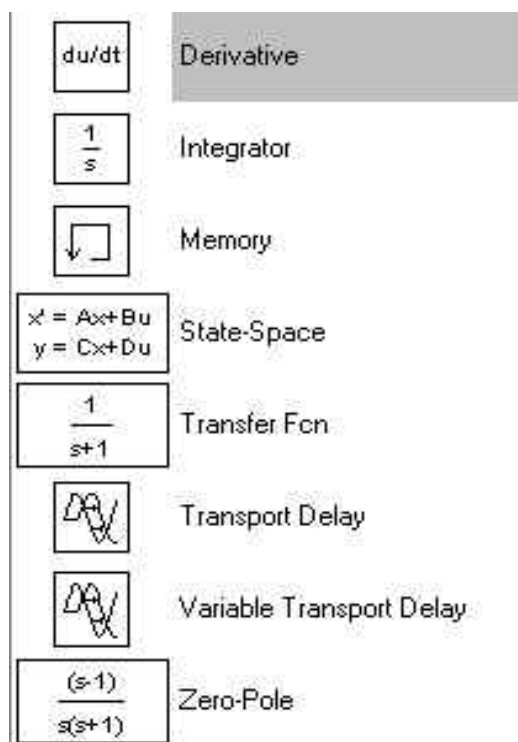


Рис.П.3

Continuous – подсистема для моделирования **непрерывных** САУ. Состав см.рис.П.4



Derivative – производная $\frac{du}{dt}$, где u – входной сигнал;

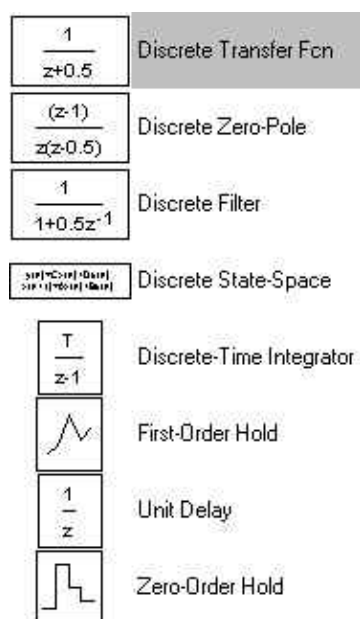
Integrator – интегратор, производит интегрирования входного сигнала;

Transfer Fcn – передаточная функция.

Следует обратить внимание, что оператор Лапласа в англоязычной литературе и программном обеспечении обозначается s , а не p . Таким образом,

Рис.П.4

Discrete - подсистема для моделирования **дискретных** САУ. Состав см.рис.П.5.



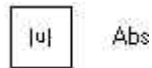
Discrete Transfer Fcn – дискретная передаточная функция, полученная путем Z -преобразований.

Данный раздел необходим лишь для исследования дискретных САУ.

Рис.П.5

Functions & Tables – функции и таблицы. Для целей лабораторных работ наиболее интересным блоком этого раздела является блок **Fcn**, в котором пользователем может быть задана практически любая своя функция, состоящая из набора любой сложности типовых математических функций: тригонометрических, степенных, логарифмических и т.д.

Math – наиболее распространенный раздел Matlab, содержащий все типовые математические функции и операции. Перечислим лишь некоторые из них:



Abs

Возвращает модуль числа, поступившего на вход блока.



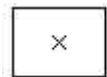
Gain

Усиливает сигнал, умножает на коэффициент.



Sum

Суммирует сигналы, количество входов неограниченно, каждый вход может иметь свой знак.



Product

Возвращает произведение чисел, количество входов неограниченно.



Real-Imag to Complex

Позволяет получить комплексное число при известной вещественной (Re) и мнимой (Im) части.



Complex to Magnitude-Angle

Позволяет получить амплитуду и угол показательной формы комплексного числа.

Nonlinear – библиотека нелинейных блоков.

Signals & Systems – развернутая библиотека блоков, осуществляющих различные преобразования сигналов и позволяющих формировать пользовательские подсистемы. Из всего разнообразия блоков, входящих в эту группу, для проведения лабораторных работ наиболее важными являются следующие:

Subsystems – (подсистема) позволяет группировать несколько (сколько угодно) блоков в один с присвоением ему пользовательского имени. В дальнейшем данная подсистема становится как бы одним блоком, за счет которого может быть пополнена общая библиотека блоков Simulink.

Данный блок чрезвычайно удобен при моделировании больших систем, состоящих из большого числа часто повторяющихся блоков.

Mux – мультиплексор, кроме того, что данный блок необходим для проектирования цифровых систем, как стандартный элемент, часто используется для вывода нескольких графиков на экран с помощью **Scope** (см. ниже).

Sinks – дословно «слив», здесь выбирается то место, в которое по желанию разработчика может быть отправлены (слиты) результаты файла **Simulink**. Чаще всего используются блоки:

Scope – электронный осциллограф, позволяющий просматривать полученные результаты в виде графиков в функции времени $y(t)$.

XY-Graph – позволяет просматривать графики зависимостей одной величины в функции другой величины $y(x)$.

Sources – «источники», данный раздел содержит различные виды входных сигналов, а также может быть использован для определения места, из которого поступает входной сигнал. Наиболее распространенные виды входных сигналов в автоматическом управлении – ступенчатый и гармонический содержатся в блоках **Step** и **Sin Wave** соответственно. Кроме того, для формирования импульсных последовательностей во времени могут быть полезны блоки: **Pulse Generator** и **Repeating Sequence**.

Зная эти сведения о расположении типовых блоков **Simulink** можно начинать моделирование простых программ. Отметим, что необходимым условием для правильного моделирования систем автоматического управления является хотя бы приблизительное (качественное) представление того, что должно получиться, а это, в свою очередь, возможно лишь при хорошей теоретической подготовке.

Кроме того, необходимо иметь в виду:

1. Блоки из Simulink Library Browser могут быть вставлены в проект разработчика (файл untitled.mdl) простым

«перетаскиванием» нужного блока из библиотеки на рабочее поле файла с помощью мыши.

2. Между собой блоки соединяются линиями связи со стрелкой, которая может быть получена с помощью мыши; причем левая клавиша мыши при рисовании связи должна быть все время нажата, а само движение должно начинаться от того исходящего блока и двигаться по направлению к блоку «приемнику».

Пользуясь изложенными выше сведениями может быть реализована любая модель САУ в редакторе Simulink. Например, для модели замкнутой САУ третьего порядка, передаточная функция разомкнутой.

С единичной обратной связью и коэффициентом промежуточного усилителя $k_y=1$, полученная структурная схема имеет вид представленный на рис.6.

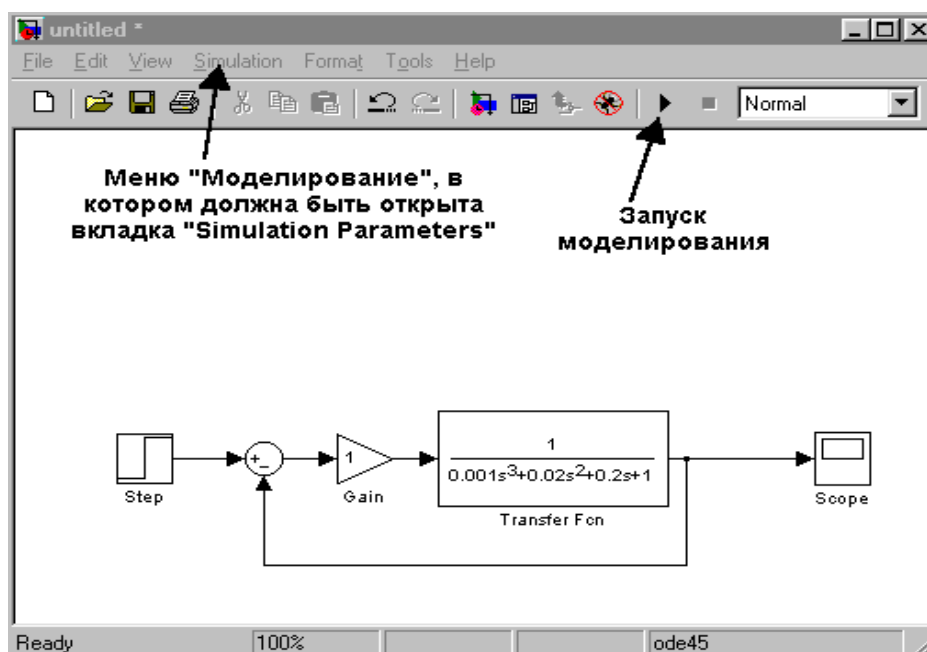


Рис.П.6

На предложенном примере рассмотрим основные приемы работы на Simulink. Для запуска моделирования необходимо нажать клавишу, указанную на рис.П.6. И если при построении модели не было допущено ошибок, то после двойного щелчка мышью на блок Scope, будет получено

окно, в котором отображаются графики переходных процессов.

Однако, прежде всего, необходимо научиться задавать численные значения в любом из блоков. Рассмотрим, как это делается на примере блока Transfer Fcn: после двойного нажатия мышью на этот блок,

появляется следующее окно

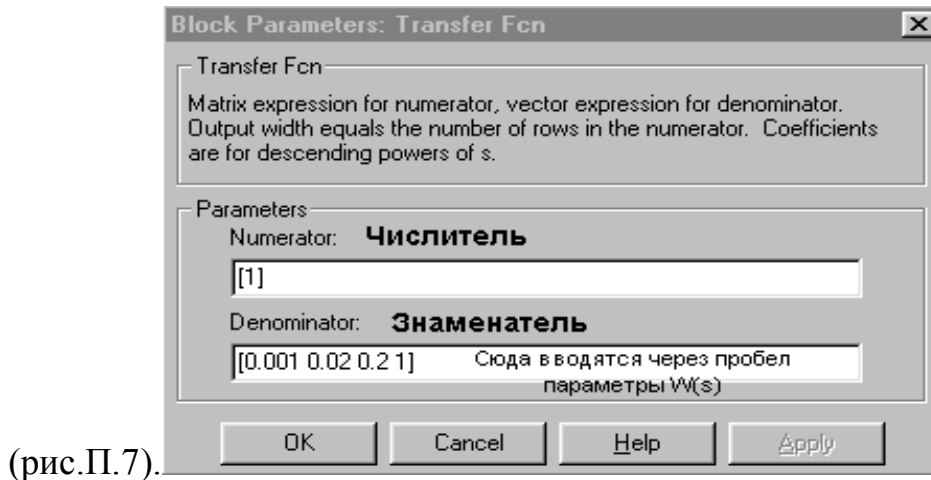


Рис.П.7.

Это окно параметров блока. Для передаточной функции сверху имеем параметры числителя (Numenator), а снизу параметры знаменателя (Denomenator). Все параметры должны быть заключены в квадратные скобки, а каждый из коэффициентов отделен друг от друга пробелом.

Здесь необходимо указать на возможность символьного введения параметров, что очень удобно в том случае, если параметры необходимо предварительно рассчитать. Так, например, в рассматриваемом примере пусть параметры a_1 , a_2 , a_0 неизвестны.

Тогда, вернувшись в окно команд можно набрать после знака $>>$ все заданные константы и формулы, отделяя ввод каждой формулы от другой Enter (при этом будет производиться автоматический подсчет значения) и после этого вводить в параметры блока не числа, а непосредственно a_0 , a_1 , a_2 и a_3 . полученная в этом случае структурная схема приведена на рис.8. При этом работа структурной схемы рис.П.8 и структурной схемы рис.П.7 будут полностью аналогичны.

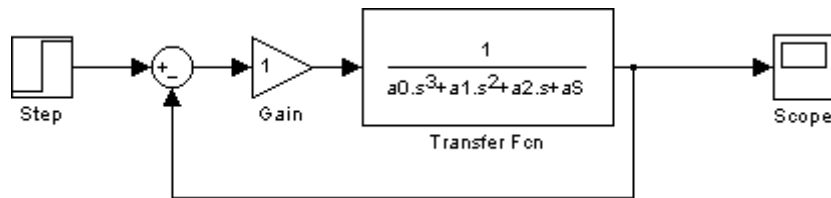
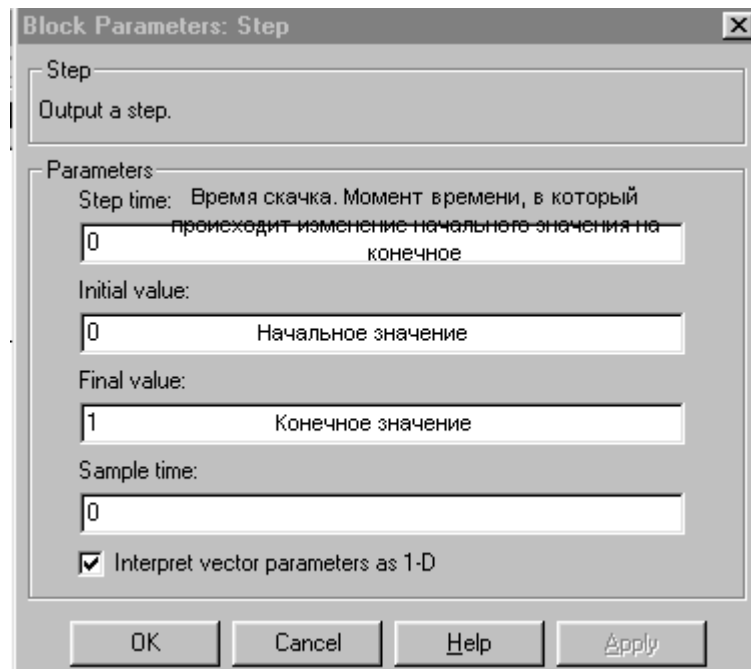
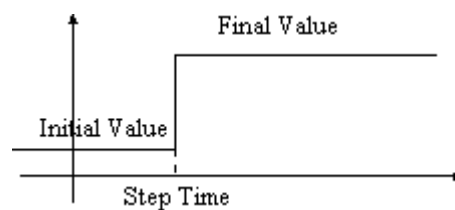


Рис.П.8

Укажем также расположение вводимых символов в блоке Step – рис.9а, рис.9б поясняет работу блока Step.



а



б

Рис.

П.9

После ввода параметров, для просмотра графиков, как уже отмечалось необходимо запустить моделирование соответствующей кнопкой (см.рис.П.7) или воспользовавшись вкладкой Start в меню «Моделирование» (Simulation/Start). Двойной щелчок мыши на блоке Scope дает в этом случае возможность просмотра графиков – рис.П.10.

(На рис.П.10 с целью удобства восприятия графики показаны с изменением цвета.) Кроме того, на рис.П.10 расшифрованы кнопки управления изображением в блоке Scope.

В большинстве случаев вышесказанного достаточно для работы в Simulink, однако в данном примере умышленно показан тот случай, который достаточно часто возникает на практике – недостаточно корректный вывод изображения. Действительно, с одной стороны, «смысловая» часть графика на рис.П.10 занимает не полный объем экрана, а, с другой стороны, начальная часть переходного процесса показана неточно – «изломанно». Для того чтобы объективно понимать и устранять это явление необходимо иметь представление о сути вычислительных методов. В первом же приближении нужно сказать о том, что в данном случае некорректно выбрано соотношение времени и шага моделирования. Следовательно, без коррекции основных параметров моделирования не обойтись. Сделать это можно в меню Simulation/Simulation parameters (параметры моделирования)(см.рис.П.11).

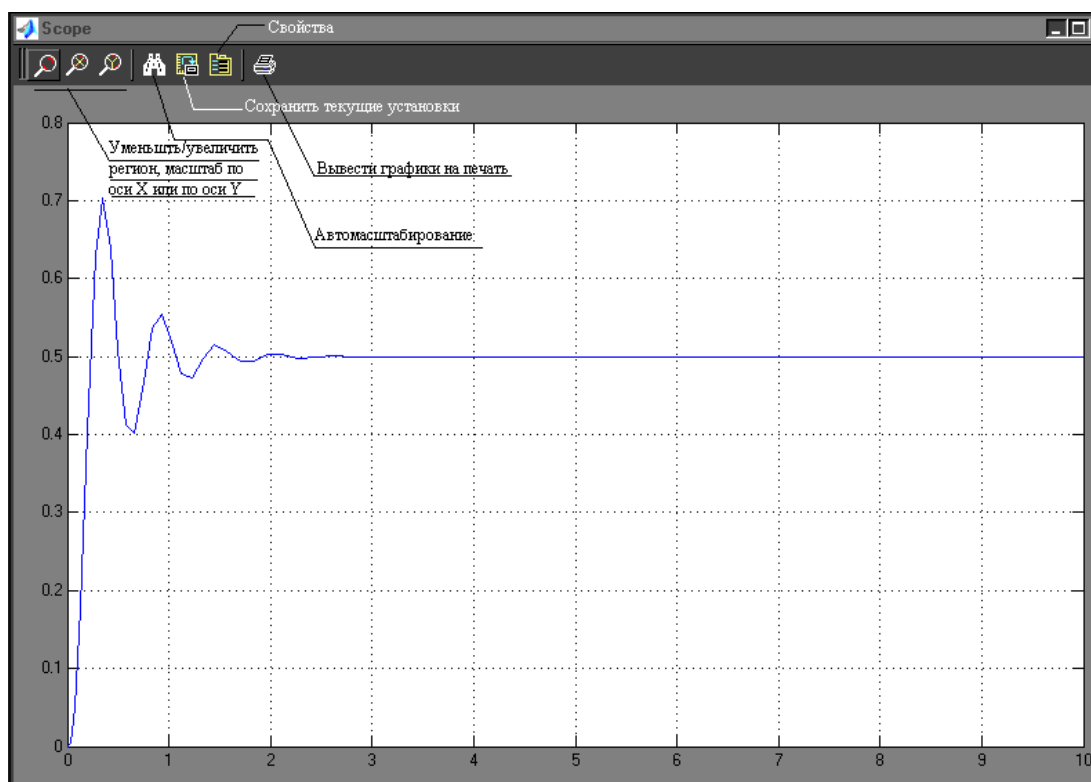


Рис.П.10

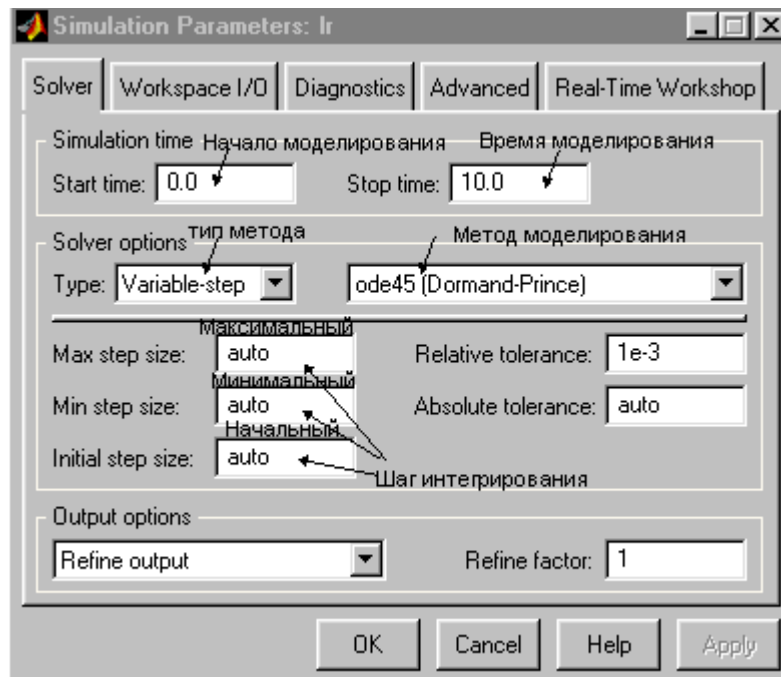


Рис.П.11

Изменяя время моделирования (Stop time – 5.0) и задавая шаг интегрирования не автоматический, как выбрано по умолчанию (auto), а на порядок меньше минимальной постоянной времени, например Max step size – 0.01, Min step size 0.001 (необходимо помнить, что разрыв между минимальной и максимальной величиной шага должен быть не менее чем на порядок), можно снять возникшие проблемы с видом изображения и получить качественные переходные процессы – рис.П.12 (сравнить с рис.П.10). Справедливости ради, необходимо отметить, что в большинстве случаев Matlab сам «справляется» с выбором шага интегрирования и проводить описанную выше процедуру по редактированию параметров моделирования необязательно. Также следует добавить, что все многочисленные возможности Matlab/Simulink возможно изучить лишь при дальнейшей непосредственной работе с этой программой при помощи специальной литературы, здесь же даны лишь самые первые необходимые сведения.

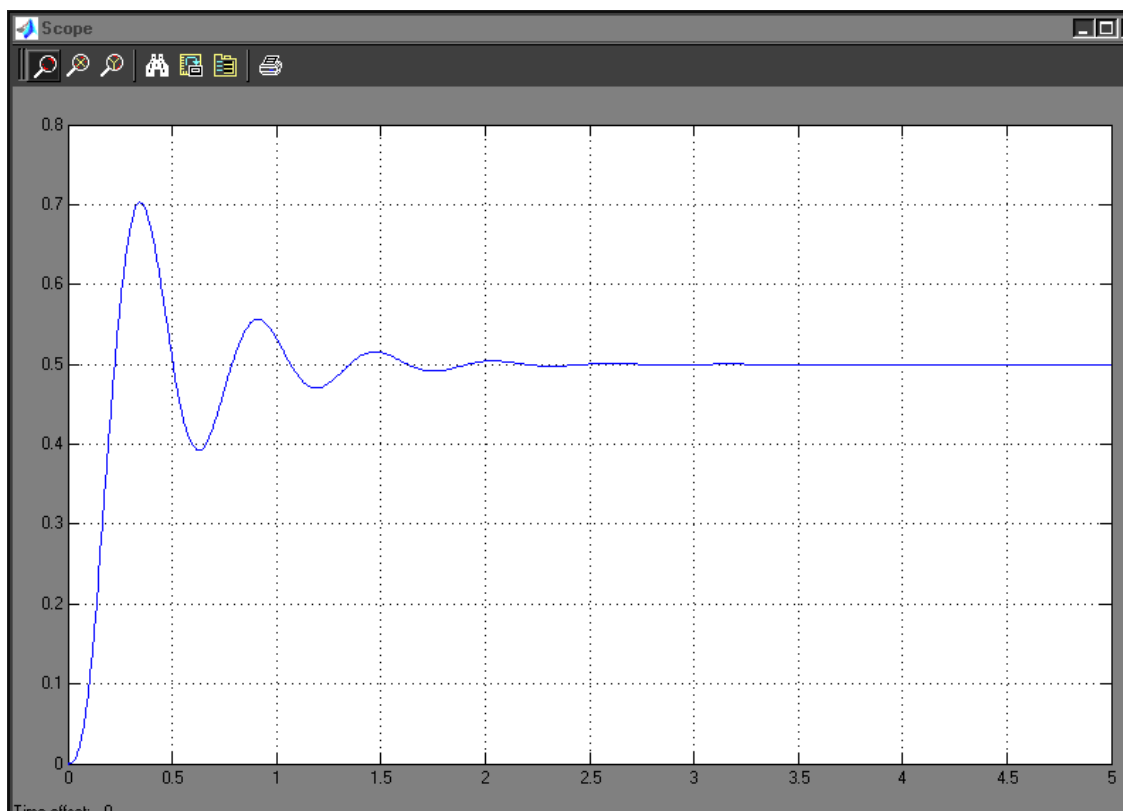


Рис.П.12

Составители:

Симаков Геннадий Михайлович

Филлюшов Юрий Петрович

МОДЕЛИРОВАНИЕ
ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ
ПРОЦЕССОВ

Учебное пособие

Редактор *М.Г. Девещенко*
Компьютерная верстка *В.Н. Зенина*

Подано в печать «__» _____ 2014 г. Формат 60х84 ¹/₁₆

Объем __ уч.-изд. л., 9,25 усл. печ. л.

Тираж 100 экз. Изд №__ Заказ __

Отпечатано в Издательском центре НГАУ «Золотой
колос»

630039, Новосибирск, ул. Добролюбова, 160, кааб. 106.

Тел./факс (383) 267-09-10. E-mail: 2134539@mail.ru