

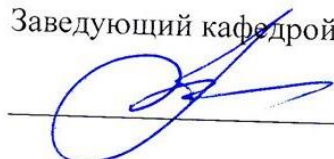
МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Тульский государственный университет»

Институт высокоточных систем им. В.П. Грязева
Кафедра «Системы автоматического управления»

Утверждено на заседании кафедры
«Системы автоматического управления»
«22» января 2020 г., протокол №6

Заведующий кафедрой



О.В. Горячев

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
по выполнению лабораторных работ
по дисциплине (модулю)
«Компьютерное управление мехатронными системами»
основной профессиональной образовательной программы
высшего образования – программы бакалавриата
по направлению подготовки
15.03.06 Мехатроника и робототехника
с направленностью (профилем)
Мехатроника

Форма обучения: очная

Идентификационный номер образовательной программы: 150306-01-20

Тула 2020 год

Разработчик методических указаний

Горячев Олег Владимирович, зав. каф. САУ, д.т.н., проф
(ФИО, должность, ученая степень, ученое звание)


(подпись)

Лабораторная работа № 1

Пакет моделирования динамических систем в среде MatLab SimuLink

ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ РАБОТЫ

Предварительное знакомство с пакетом SimuLink, изучение последовательности построения математической модели линейной системы в среде системы SimuLink, расчет переходных процессов в системе.

1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

1.1. Описание пакета моделирования SimuLink

Пакет моделирования SimuLink предназначен для расчета процессов в динамических системах, модели которых состояются из отдельных блоков (компонентов). Этот пакет является одним из самых ярких представителей программ, созданных на основе системы MATLAB.

Система MATLAB (MATrixLABoratory – матричная лаборатория) создавалась как язык программирования высокого уровня для научно-технических вычислений[3,6]. Основу системы составляют алгоритмы матричных операций, позволяющие эффективно моделировать сложные динамические системы.

В пакете моделирования SimuLink реализованы принципы визуально-ориентированного программирования, что позволяет легко набирать нужные блоки и соединять их с целью составления модели анализируемой системы или устройства. При этом сложнейшие уравнения, описывающие устройства, формируются автоматически.

Помимо пакета моделирования SimuLink в состав системы MATLAB входит целый ряд пакетов расширения, предназначенных для решения задач идентификации, анализа, исследования и разработки динамических систем, например:

- разработки систем управления – ControlSystems;
- идентификации систем – SystemIdentification;
- идентификации систем в частотной области – FrequencyDomainIdentifications;

- проектирования нелинейных систем управления – NonlinearControlSystems;
- разработки электротехнических и энергетических систем – PowerSystems;
- моделирования в реальном времени – Real-TimeWorkshop и т.д.

В настоящее время наиболее распространенным является версия пакета SimuLink 7.0, входящая в состав системы MATLAB14-15. Детальное описание перечисленных пакетов представлено в целом ряде работ [6,7]. В пособии проиллюстрированы некоторые возможности использования пакета SimuLink системы MATLAB14.0 для решения задач анализа и синтеза импульсных и цифровых систем управления.

Пакет SimuLink позволяет осуществлять исследование (моделирование) поведения динамических линейных и нелинейных систем. Ввод характеристик систем производится в диалоговом режиме путем графической сборки схемы соединений элементарных стандартных звеньев. В результате такой сборки образуется модель исследуемой системы, которую называют S-моделью. Модель хранится в файле с расширением .mdl.

Создание моделей в пакете SimuLink основано на использовании технологии Drag-and-Drop ("тащи и отпускай"). В качестве «кирпичиков» для построения S-модели применяются модули (или блоки), хранящиеся в библиотеке SimuLink. Любая S-модель может иметь иерархическую структуру, т.е. состоять из моделей более низкого уровня, причем число уровней иерархии практически не ограничено. В ходе моделирования имеется возможность наблюдать за процессами, происходящими в системе. Для этого используются специальные смотровые окна, входящие в библиотеку SimuLink.

Состав библиотеки SimuLink может быть пополнен пользователем за счет разработки собственных блоков.

1.1.1. Порядок работы с пакетом моделирования SimuLink

Запуск пакета SimuLink можно произвести из командного окна MatLab, например, при помощи соответствующей пиктограммы в панели инструментов (рис.1.1.1).

Вызов пакета SimuLink

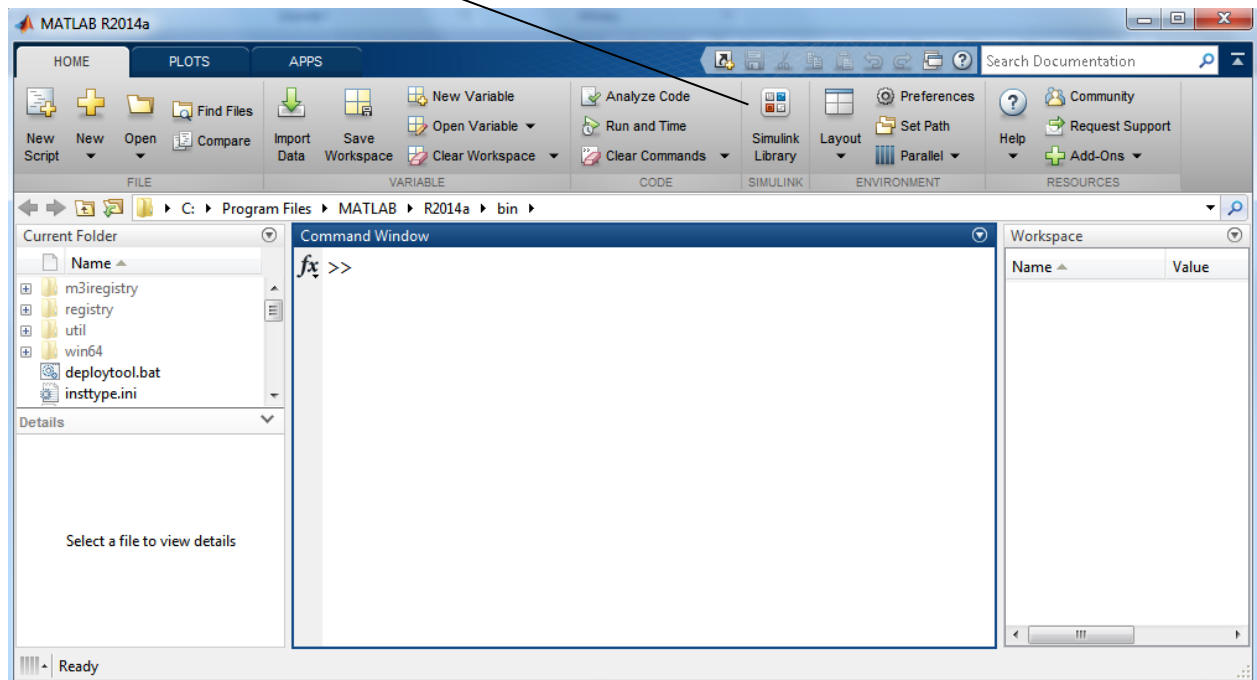


Рис.1.1.1

При запуске SimuLink открывается окно библиотек **SimuLink Library Browser** с перечнем основных разделов (рис.1.1.2).

Пустое окно **untitled** (заготовка для создания новой S-модели, MDL-файла, или схемного изображения моделируемой системы) вызывается путем активизации соответствующей пиктограммы панели инструментов окна библиотек **SimuLink Library Browser**.

Создание новой S-модели (новое рабочее поле)

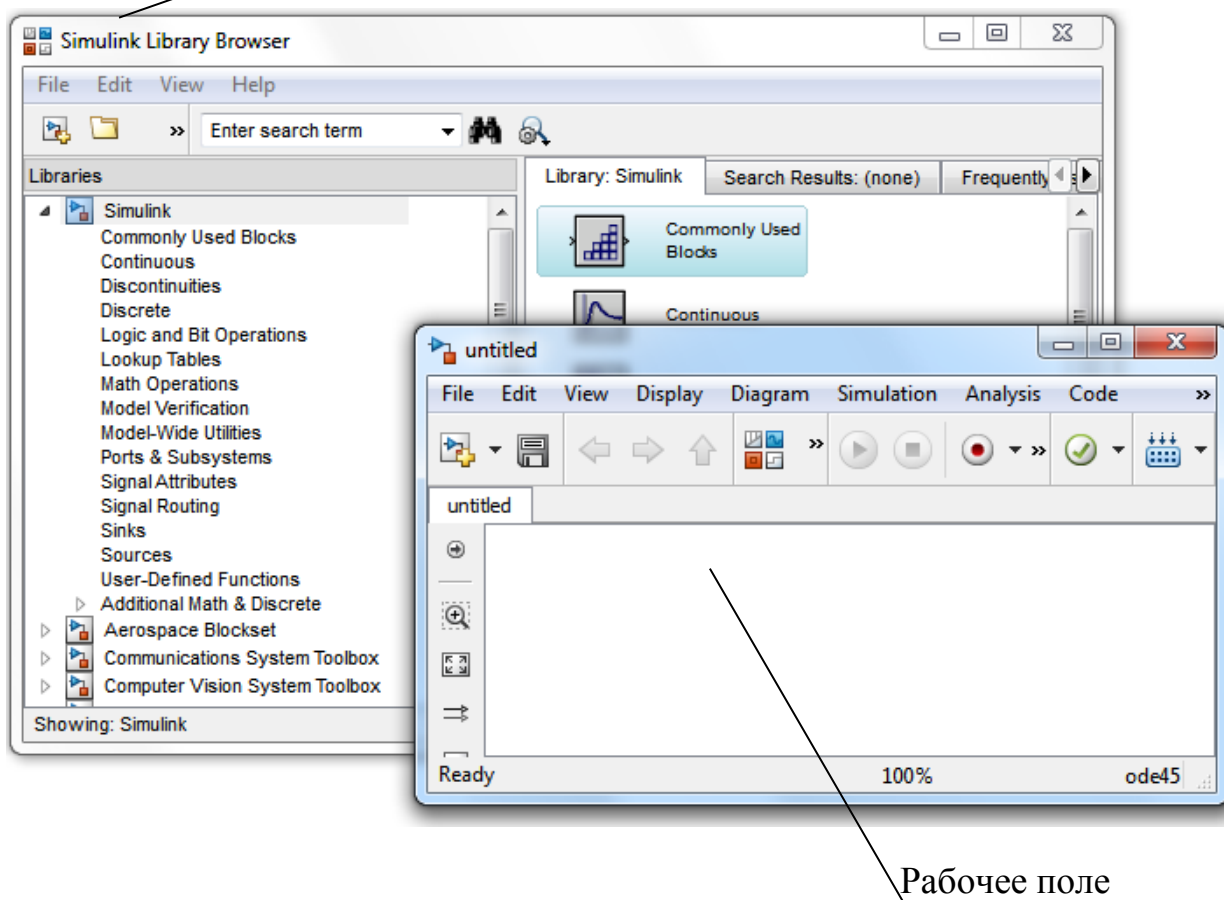


Рис.1.1.2

Окно новой S-модели содержит строку меню, панель инструментов и рабочее поле.

Библиотека модулей (блоков) SimuLink представляет собой набор визуальных объектов, являющихся статическими или динамическими звеньями систем управления, источниками или приемниками сигналов и т.д. При помощи модулей SimuLink можно составлять блок-схему любого устройства путем переноса их в рабочее поле и соединения между собой функциональными связями.

Например, структурной схеме линейной дискретной САУ, отображенной на рис.1.1.3, соответствует модель в среде SimuLink (S- модель), представленная на рис.1.1.4.

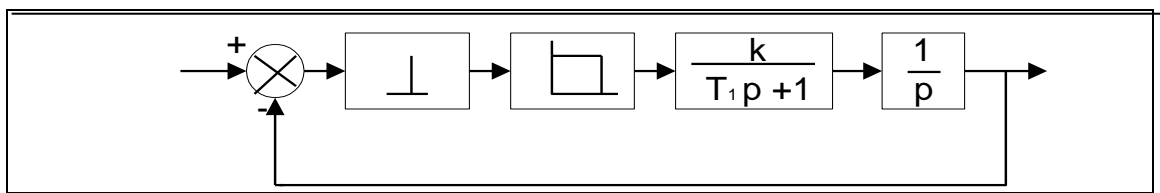


Рис.1.1.3

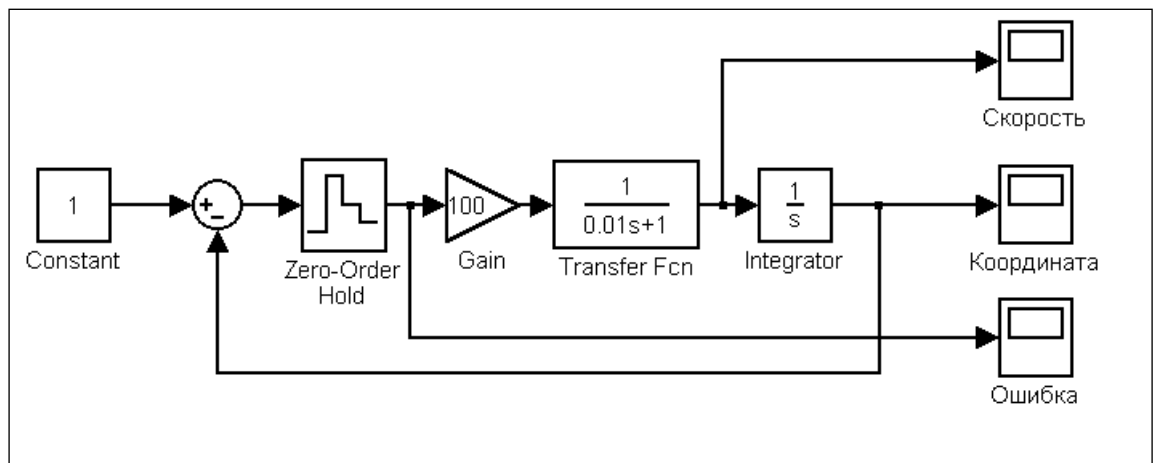


Рис.1.1.4

Библиотека блоков разбита на пятнадцать разделов:

- **Commonly Used Blocks** - часто используемые блоки. Библиотека включает наиболее часто используемые пользователями блоки из других библиотек;
- **Continuous** – связи (соединения) - предназначена для разработки сложных S-моделей, содержащих модели более низкого уровня (подсистемы). Блоки этой библиотеки обеспечивают установление связей между различными S-моделями;
- **Discontinuities**–нелинейные блоки. Библиотека содержит компоненты для моделирования негладких и разрывных нелинейных функций;
- **Discrete**–библиотека дискретных элементов, с помощью которых может быть описано поведение дискретных систем (дискретных как по времени, так и по состоянию);
- **Logic and Bit Operations** – блоки логических операций;
- **Lookup Tables** – блоки задания таблиц. В разделе сосредоточены блоки, формирующие выходной сигнал, зависимость которого от входного сигнала задана с помощью таблицы соответствий. Блоки осуществляют линейную интерполяцию по содержащимся в ней значениям;

•**Math Operations** – математические функции. Содержатся блоки, которые реализуют некоторые встроенные математические функции системы;

•**Model Verification**–блоки верификации сигналов. Содержатся блоки, выполняющие проверку некоторых статических и динамических характеристик модели;

•**Model – Wide Utilities**–библиотека дополнительных утилит. Содержатся блоки, позволяющие линеаризовать динамическую модель и оформить на нее документацию;

•**Port&Subsystems**–порты и подсистемы. Библиотека содержит блоки для разработки сложных S-моделей, содержащих модели более низкого уровня и обеспечивают установление необходимых связей между несколькими S-моделями;

•**Signal Attributes**–блоки определения свойств сигналов. Библиотека содержит компоненты, обеспечивающие определение либо изменение некоторых атрибутов сигнала, таких как размер, тип данных, начальные условия и т. п.;

•**Signal Routing**–блоки маршрутизации сигналов. Библиотека содержит компоненты для коммутации и объединения и разъединения сигналов;

•**Sinks** – приемники. Блоки, собранные в этой библиотеке, имеют только входы и не имеют выходов. Указанные блоки предназначены для визуализации вычислительного процесса, сохранения результатов расчета и управления процедурой моделирования;

•**Sources** – источники. Блоки, входящие в библиотеку, предназначены для формирования сигналов, обеспечивающих управление работой S-модели в целом или ее отдельных частей. Все блоки источники имеют по одному выходу и не имеют входов;

•**User-Defined Functions** –функции, определяемые пользователем. Библиотека содержит компоненты для создания пользовательских функций, реализованных на языке MATLAB;

•**Additional Math&Discrete**–дополнительные математические и дискретные блоки. В библиотеке находятся дополнительные блоки дискретных передаточных функций и блоки, увеличивающие и уменьшающие значение сигналов на фиксированную величину.

Общий вид блоков библиотеки Library: SimuLink показан на рис.1.1.2.

Для вывода окна соответствующего раздела библиотеки необходимо установить указатель "мышки" на имя соответствующего раздела, вызвать щелчком правой кнопки мышки панель "Open the 'Sources' Library" и подтвердить вызов раздела щелчком левой кнопки "мышки". Раскрытое поле блоков **Sources**(источники) показано на рис.1.1.5.

Аналогично раскрываются поля и других разделов библиотеки Library: SimuLink. Общий вид полей Sinks, Commonly Used Blocks, Continuous и Discrete показан на рис.1.1.6, а, б, в, г соответственно.

Ниже перечислены некоторые, наиболее часто используемые, блоки из библиотеки **Library: SimuLink**, которые могут потребоваться при решении задач моделирования цифровых систем управления в рамках курса «Компьютерное управление мехатронными системами»:

Вызов раздела «источники»
пакета SimuLink

Содержание раздела «источники»

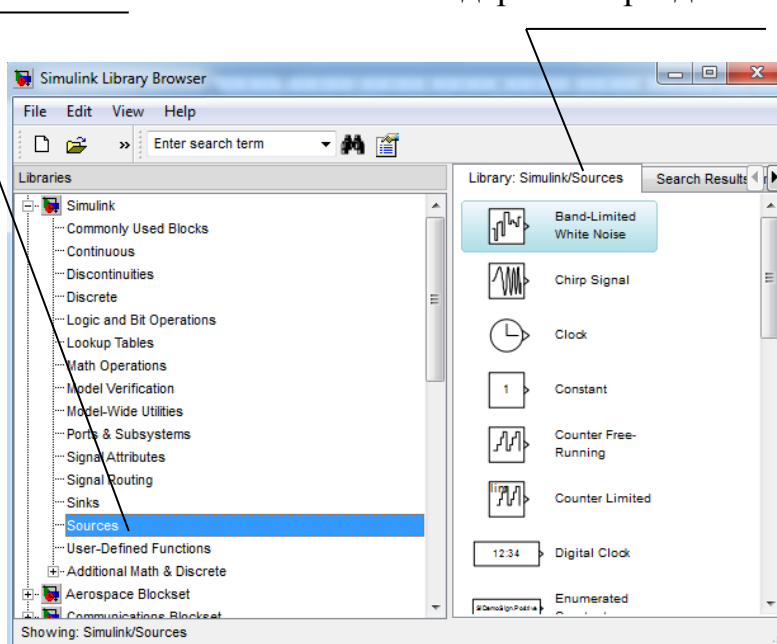


Рис.1.1.5

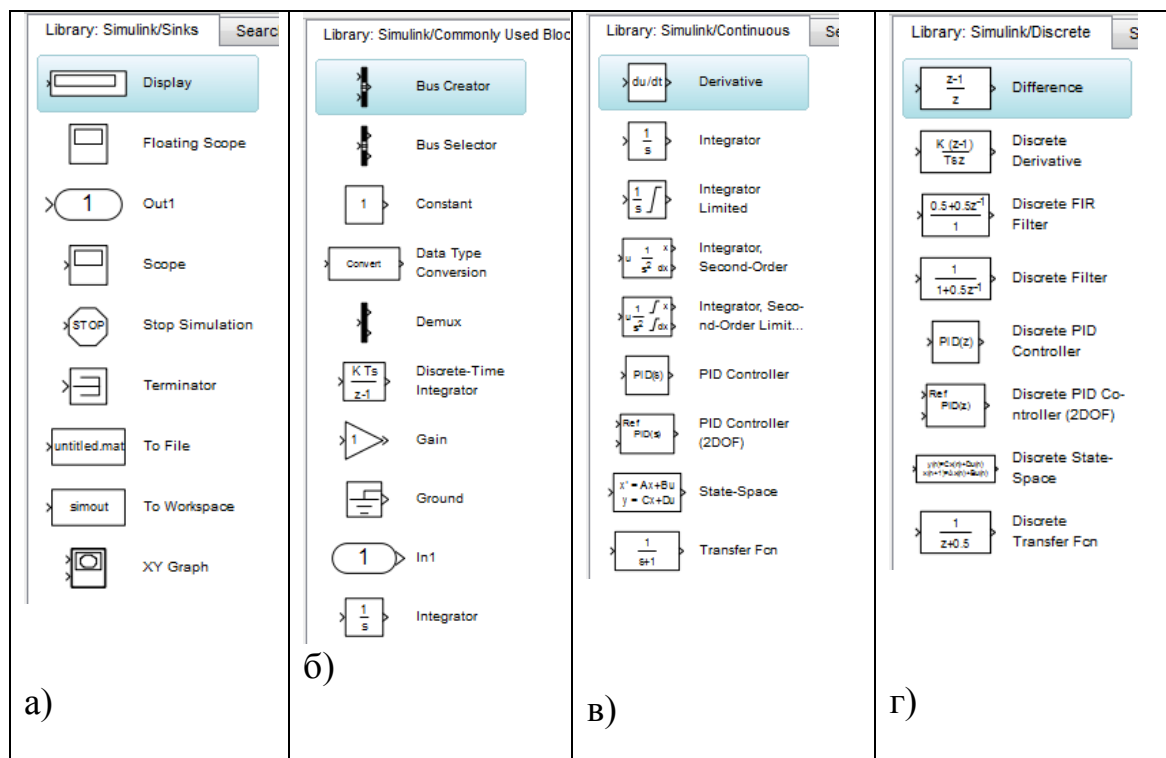


Рис.1.1.6

Раздел Sources:

- Constant – ступенчатый сигнал с устанавливаемой амплитудой ;
- SineWave–гармонический сигнал с задаваемыми параметрами.

РазделSinks:

- Scope – модуль «осциллограф» используется для отображения результатов расчетов;
- ToWorkspace –блок для записи результатов расчета в рабочее пространство MatLab.

РазделLinear:

- TransferFcn – определение передаточной функции динамического звена;
- Integrator – идеальное интегрирующее звено.

Раздел MathOperations:

- Gain – умножение на коэффициент передачи;
- Abs–вычисление модуля от входной величины;
- Sign – выделение знака входной величины;
- Sum – выполнение алгебраических операций сложения и вычитания над входными величинами.
- Sqrt–извлечение квадратного корня.

Раздел Discrete:

- Zero-Order Hold – экстраполятор нулевого порядка;
- DiskreteTransferFcn – дискретная передаточная функция.

Раздел Used-Defined Functions:

- Fcn – блок для записи любой скалярной функции от одного аргумента, выражающейся через стандартные функции MatLab;
- MatLabFcn – блок для записи подпрограммы обработки входной информации. Число входных и выходных аргументов не ограничено.

Каждое звено переносится на рабочее поле путем выполнения следующих операций:

- раскрытия соответствующего раздела библиотеки;
- установки указателя «мышки» на требуемый модуль;
- захвата модуля нажатием на правую кнопки «мышки»;
- переноса модуля на рабочее поле и фиксации его путем отпускания правой кнопки «мышки»;
- коррекции параметров модуля.

Коррекция параметров модуля осуществляется путем двойного щелчка на правую кнопку «мышки» после установки указателя на соответствующий модуль. При этом раскрывается поле параметров модуля, в котором и необходимо произвести соответствующие изменения.

1.1.2. Построение моделей систем с импульсным и цифровым управлением в среде SimuLink

Построение модели цифровой системы управления, как и любой динамической системы, целесообразно начинать с анализа функциональной схемы системы и определения факторов, оказывающих наиболее существенное влияние на характеристики системы. После определения системы допущений анализируются библиотеки Library SimuLink на предмет наличия соответствующих модулей.

Если необходимые модули присутствуют в стандартных библиотеках, то дальнейшее моделирование осуществляется путем переноса соответствующих модулей на наборное поле и соединения входов и выходов модулей в соответствии со схемой моделируемой системы.

В случае если необходимые модули отсутствуют, что наиболее вероятно при моделировании нелинейных систем управления, то недостающие модули могут быть заменены так называемыми m-функциями(подпрограммами), которые формируются пользователем.

После размещения модулей на наборном поле (рабочем поле) и коммутации модулей между собой осуществляется настройка параметров используемых модулей. Данная задача выполняется путем установки указателя на соответствующий модуль и двойного щелчка левой кнопки "мышки". В результате на экране разворачивается меню параметров модуля, позволяющее настроить его для решения конкретной задачи.

Запуск процесса расчета динамического состояния модели осуществляется выбором в меню **Simulation** команды **Start**. Для просмотра результатов моделирования необходимо предварительно ввести в модель модуль **Scope**. В процессе вычисления окна модулей **Scope** раскрываются также двойным щелчком правой кнопки "мышки" после установки ее указателя на соответствующий модуль. Пример наборного поля со схемой модели системы, заданной своей структурной схемой (рис.1.1.3) и раскрытыми окнами модулей **Scope**, приведены на рис.1.1.7.

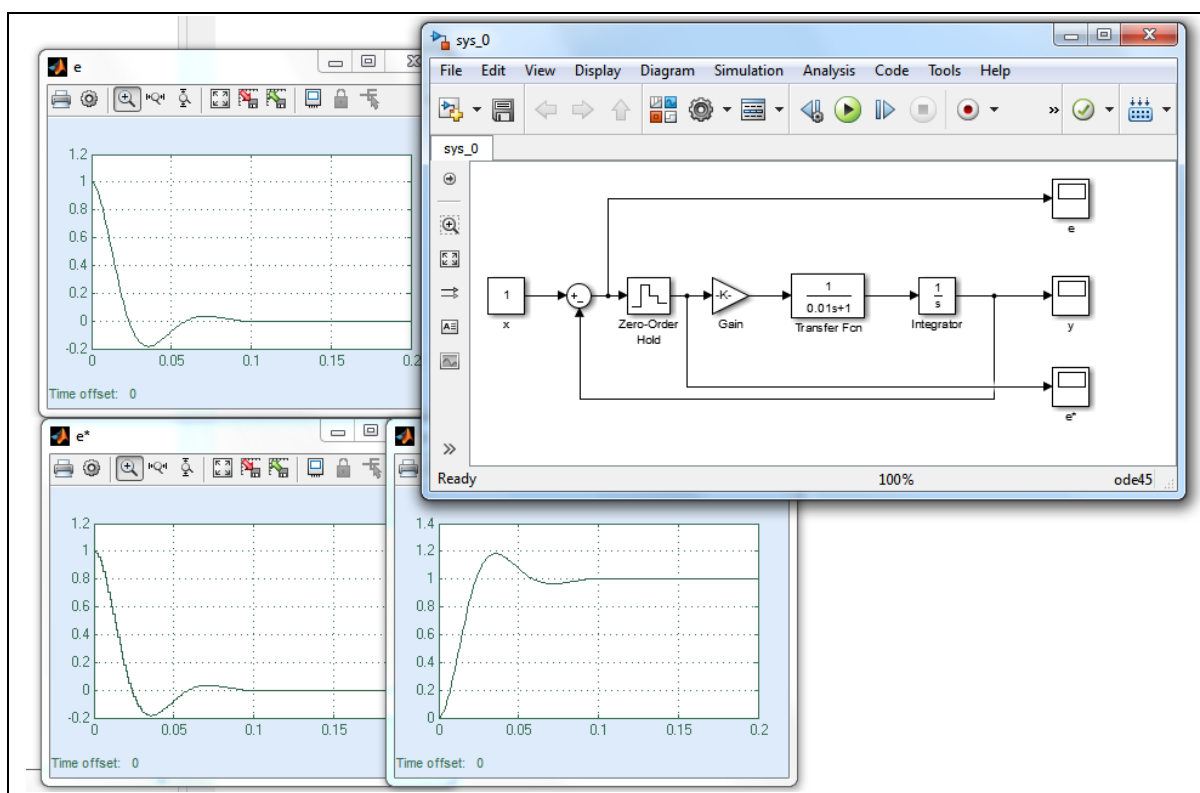


Рис.1.1.7

Выход из среды SimuLink осуществляется путем закрытия главного окна пакета MatLab.

Сохранение модели выполняется путем выбора команды Saveas... в меню File. При этом необходимо предварительно установить папку для сохранения S-моделей.

В случае если в процессе моделирования динамической системы может потребоваться предварительный расчет ее параметров, например, решение задачи синтеза алгоритма управления с последующим анализом характеристик системы, то целесообразно решаемые задачи синтеза и анализа характеристик объединить путем использования так называемых **файлов-сценариев (Script-файлы)**.

Файл-сценарий представляет собой программу, отличающуюся от упомянутой выше **m-функции** первой строкой, которая не содержит интерфейс для связи с вызывающими программами. Особенности построения файлов-сценариев и **m-функций** будут рассмотрены ниже.

Файл-сценарий реализует последовательность решения задачи путем выполнения соответствующих операторов, вызова **m-функций** и запуска моделей исследуемой системы. При помощи файлов-сценариев оформляются основные программы, управляющие от начала до конца организацией всего вычислительного процесса.

1.1.3. Понятие m-функции. Создание m-файла

Чтобы реализовать независимый и изолированный фрагмент кода, решающий некоторую фиксированную задачу и принимающий в виде входных параметров начальную информацию, его оформляют в виде функции системы MatLab. Функции, как и сценарии, состоят из набора инструкций М-языка (языка программирования системы MatLab), которые оформляют текстовыми файлами с расширением m, вследствие чего они и получили название m-функций.

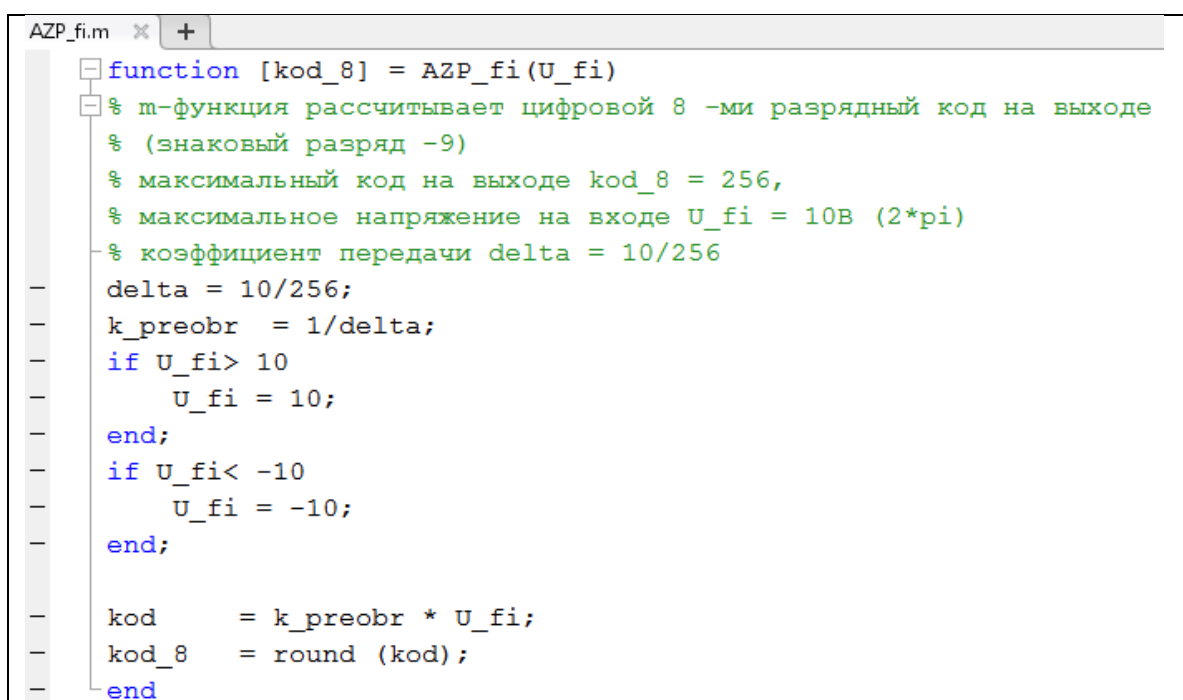
Текст m-функции должен начинаться с заголовка, после которого следует тело функции. Заголовок определяет интерфейс m-функции (способ взаимодействия с ней) и имеет следующий вид:

`function [ret1, ret2,...] = name (arg1, arg2,...)`

В заголовке объявляется функция (с помощью ключевого слова `function`) с именем `name`, которая принимает входные параметры (аргументы - `arg1`, `arg2`,... и формирует выходные значения `ret1`, `ret2`,...). Как входные, так и выходные параметры являются необязательными.

Указанное в заголовке имя функции должно совпадать с именем файла (без учета расширения `.m`), в который записывается текст функции. Рассогласование имени функции и имени файла не допускается.

Для того чтобы составить `m`-функцию, необходимо в командном окне системы `MatLab` активизировать пиктограмму "создание нового файла" путем установки указателя на соответствующей пиктограмме и двойного щелчка правой кнопкой "мышки". После этого на экране появляется окно текстового редактора, в котором и набирают соответствующий текст `m`-функции. Текст `m`-функции, осуществляющей преобразование переменной с плавающей точкой к целому значению, которое может потребоваться, например, в случае моделирования работы аналого-цифрового преобразователя, представлен на рис.1.1.8.



```
function [kod_8] = AZP_fi(U_fi)
% m-функция рассчитывает цифровой 8 -ми разрядный код на выходе
% (знаковый разряд -9)
% максимальный код на выходе kod_8 = 256,
% максимальное напряжение на входе U_fi = 10В (2*pi)
% коэффициент передачи delta = 10/256
delta = 10/256;
k_preobr = 1/delta;
if U_fi > 10
    U_fi = 10;
end;
if U_fi < -10
    U_fi = -10;
end;

kod = k_preobr * U_fi;
kod_8 = round(kod);
end
```

Рис.1.1.8

Рассмотренная `m`-функции может быть вызвана из файла-сценария путем записи ее имени и указания значения аргумента, например:

`kod = AZP(8.6).`

Для моделирования элементов, отсутствующих в стандартных библиотеках (это, как правило, модули с нелинейными характеристиками), также могут быть использованы *m*-функции. В этом случае необходимо организовать вызов *m*-функции непосредственно из *S*-модели. Указанная задача решается путем расположения в поле *S*-модели блока **MATLAB Function** (рис.1.1.9).

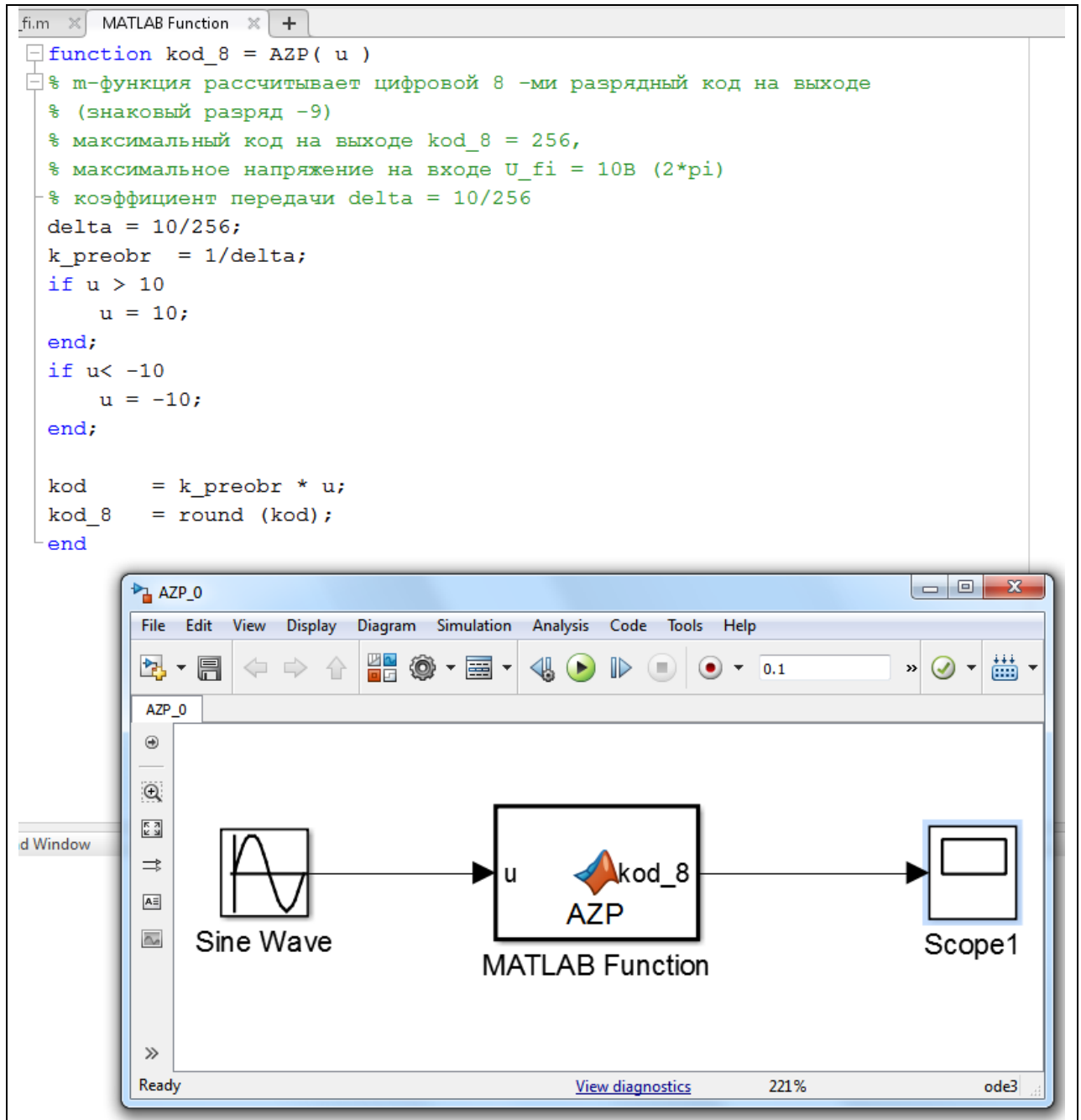


Рис.1.1.9.

Блок **MATLAB Function** позволяет применить к входному сигналу любую подпрограмму обработки, реализованную в виде *m*-файла. Пример

m-функции, осуществляющей преобразование переменной с плавающей точкой к целому значению и вызываемой из S-модели, представлен на рис. 1.1.10соответственно.

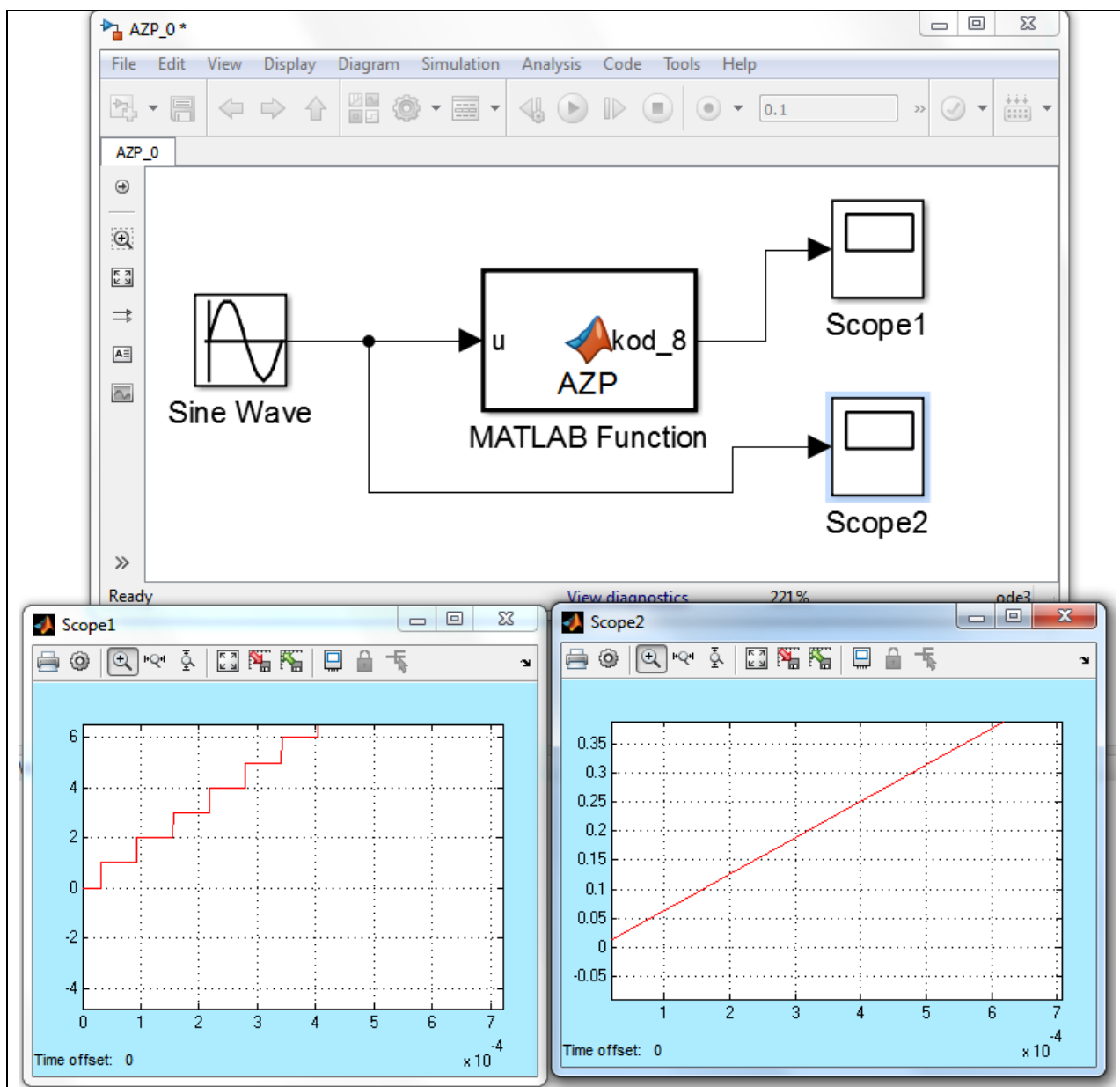


Рис.1.1.10

1.1.4. Создание подсистем (субмоделей)

С целью достижения удобства восприятия сложных схем моделирования отдельные блоки могут объединяться в подсистемы. Указанная задача решается в следующей последовательности:

- выделить объединяемые объекты, например, с помощью рамки, которая формируется путем установки курсора "мышки" в точку, которая будет являться начальной точкой рамки, нажать левую кнопку "мышки" и, не отпуская ее, переместить курсор "мышки" в направлении диагонали

прямоугольника. Если теперь отпустить правую кнопку "мышки", то все объекты, охваченные прямоугольной рамкой, оказываются выделенными (рис.1.1.11);

- выбрать команду **Create Subsystem** (создать подсистему) из меню **Edit** (правка). В результате **SimuLink** заменит выделенные блоки одним блоком **Subsystem**(рис.1.1.12).

Чтобы увидеть схему моделирования созданной подсистемы, необходимо дважды щелкнуть на блоке **Subsystem**(рис.1.1.13).

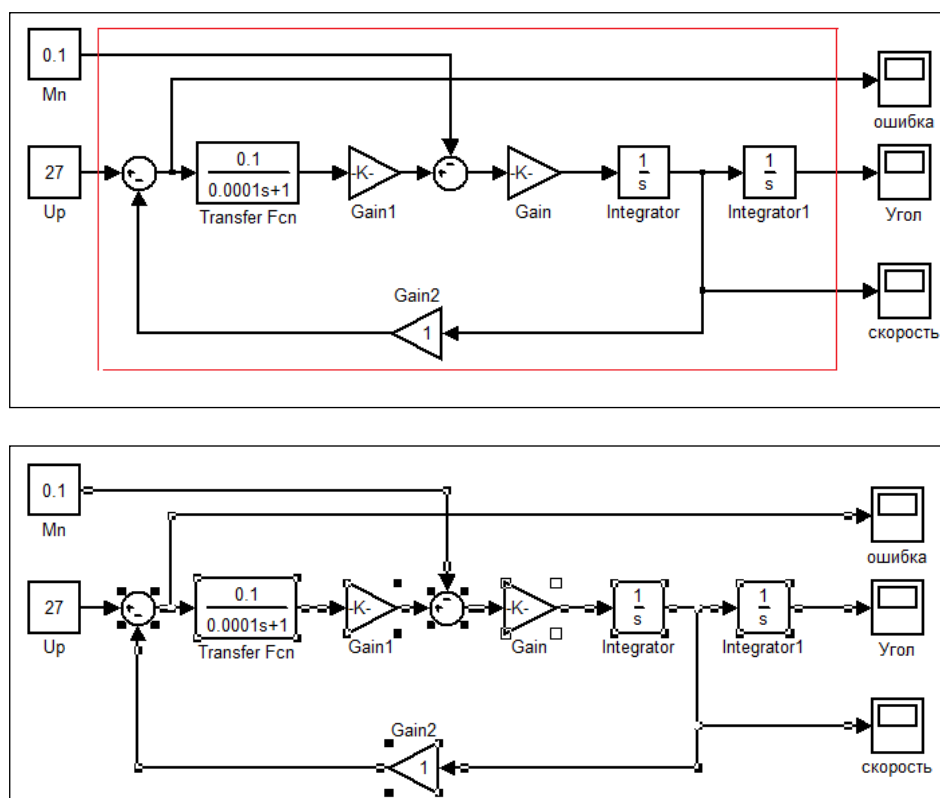


Рис.1.1.11

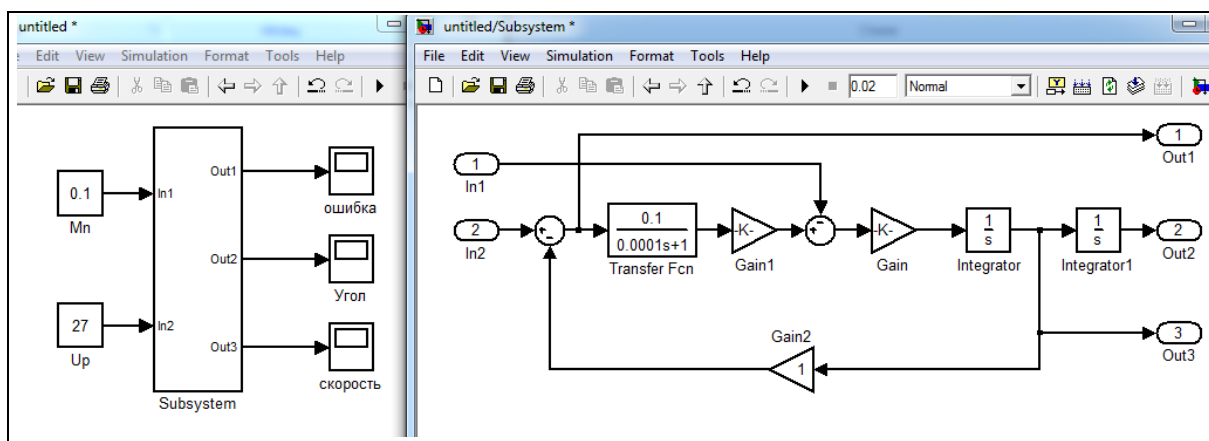


Рис.1.1.12

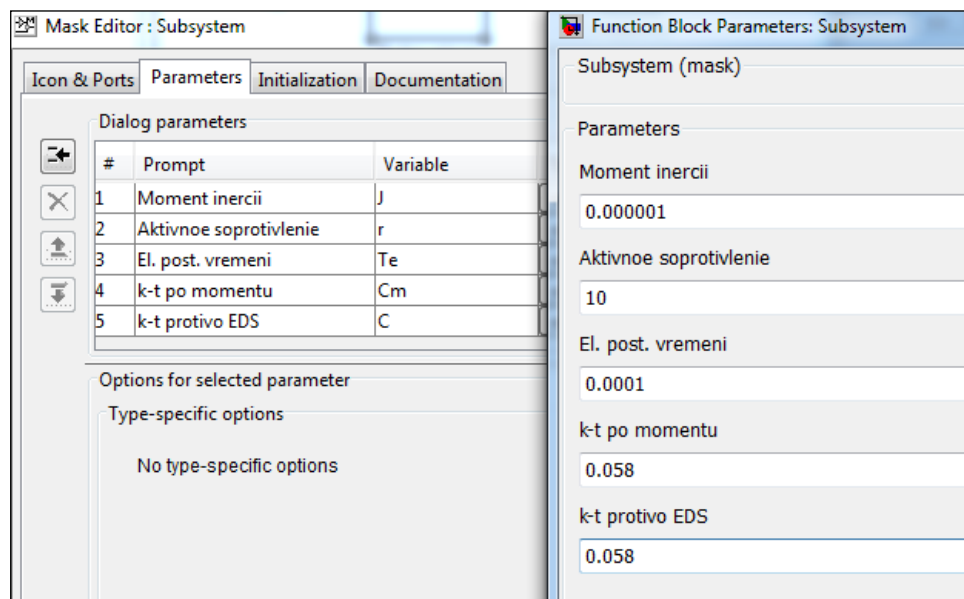
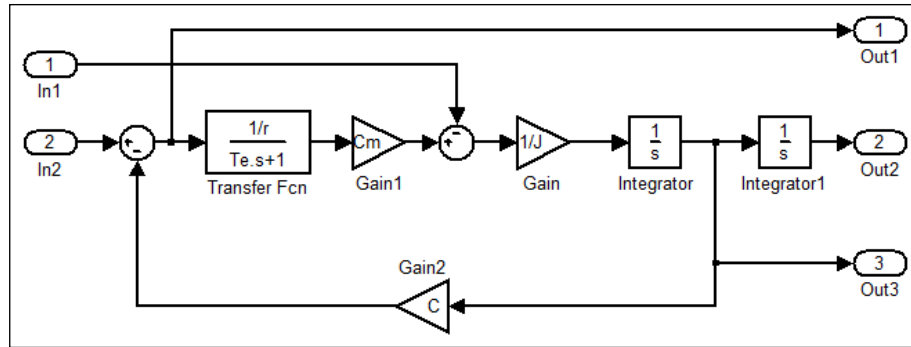


Рис.1.1.13

Для определения параметров подсистемы можно воспользоваться блоком формирования параметров подсистемы. С этой целью необходимо вначале выделить подсистему, а затем одновременным нажатием клавиш [CTRL] и [M] вызвать блок формирования параметров подсистемы на экран. Описание параметров и их обозначение вводится в подменю Initialization. Значения параметров вводятся после вызова окна параметров путем двойного щелчка правой кнопки "мышки" на интересующей нас подсистеме.

В качестве примера рассмотрим порядок создания подсистемы из части блоков S- модели, объединяющей апериодическое звено второго порядка и интегратор (например, это может быть модель силовой системы привода) представленной на рис.1.1.14 .

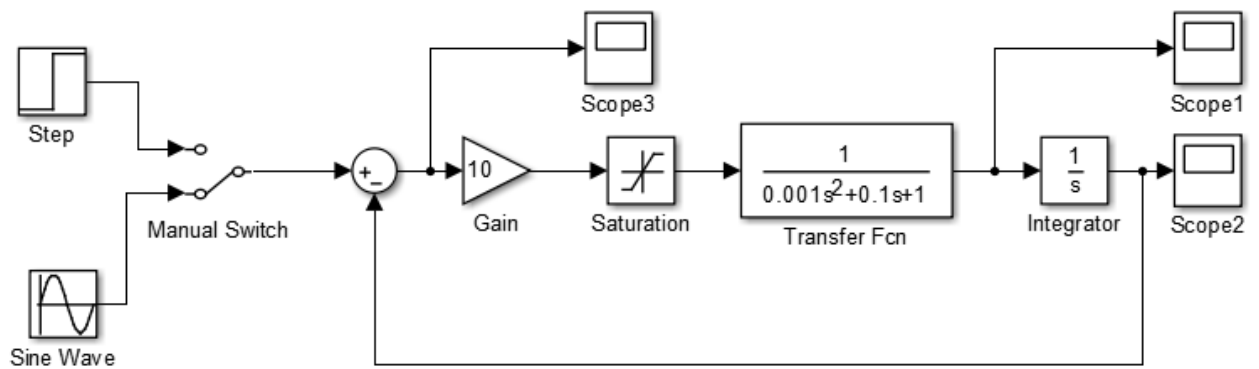


Рис.1.1.14.

В соответствии с ранее сформированным алгоритмом, выполняем следующие действия:

1. Выделить при помощи рамки интересные нас блоки и соединяющие их линии, которые нужно включить в состав подсистемы (рис.1.1.15).

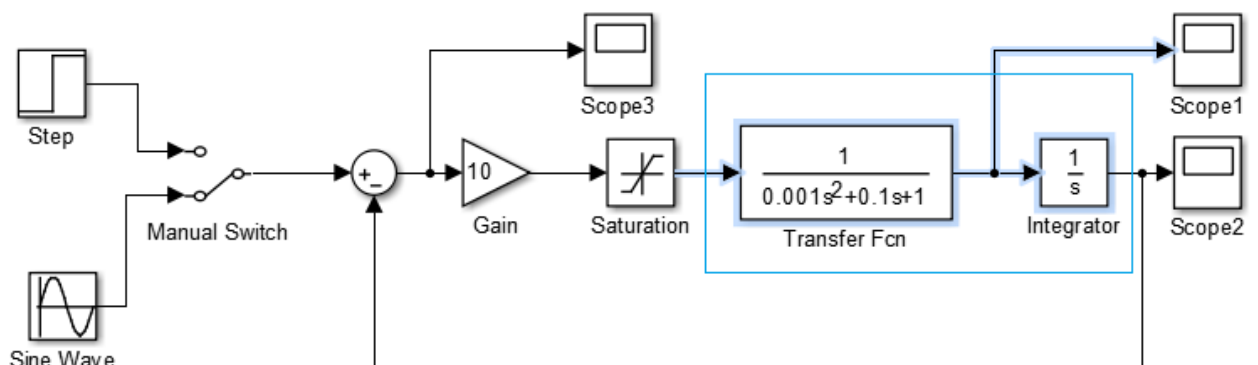


Рис.1.1.15.

2. Выбрать команду **Create Subsystem** (создать подсистему) из меню **Edit** (правка). В результате SimuLink заменит выделенные блоки одним блоком **Subsystem** (рис.1.1.16).

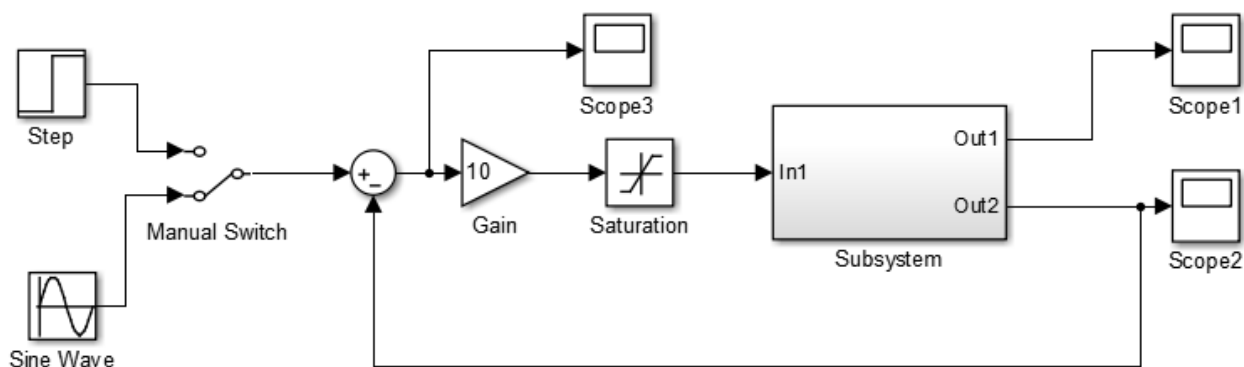


Рис.1.1.16.

Чтобы увидеть блок-схему созданной подсистемы следует дважды щелкнуть на блоке **Subsystem** (рис.1.1.17). Как видно из рисунка, SimuLink добавил в блок-схему блоки **In** и **Out**, представляющие входы и выходы в систему высшего уровня.

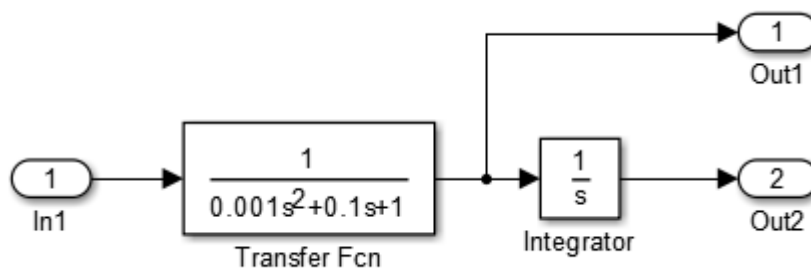


Рис.1.1.17.

3. Задание параметров сформированной подсистемы.

Для задания параметров сформированной подсистемы необходимо вызвать окно редактирования параметров комбинацией клавиш <Ctrl/M> (рис.1.1.18).

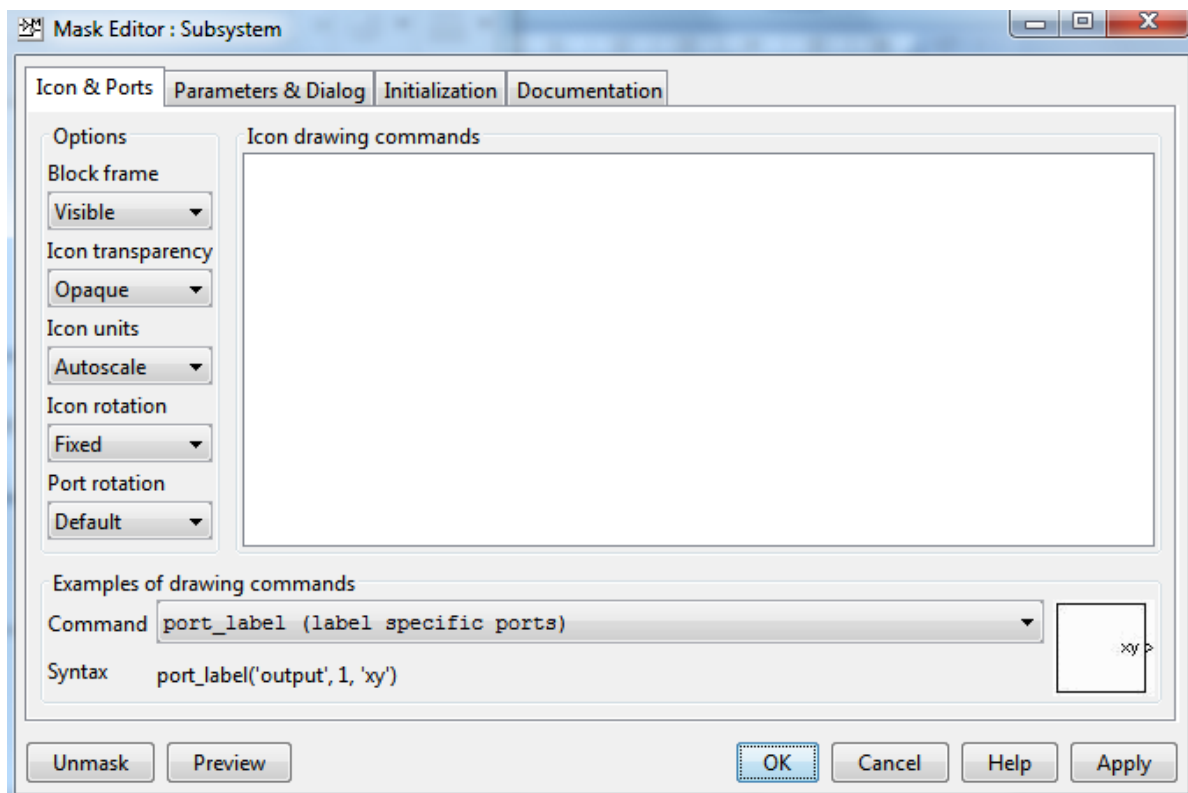


Рис.1.1.18.

Далее следует открыть закладку «Parameters & Dialog» (рис.1.1.19) и провести редактирование (ввод) необходимых параметров.

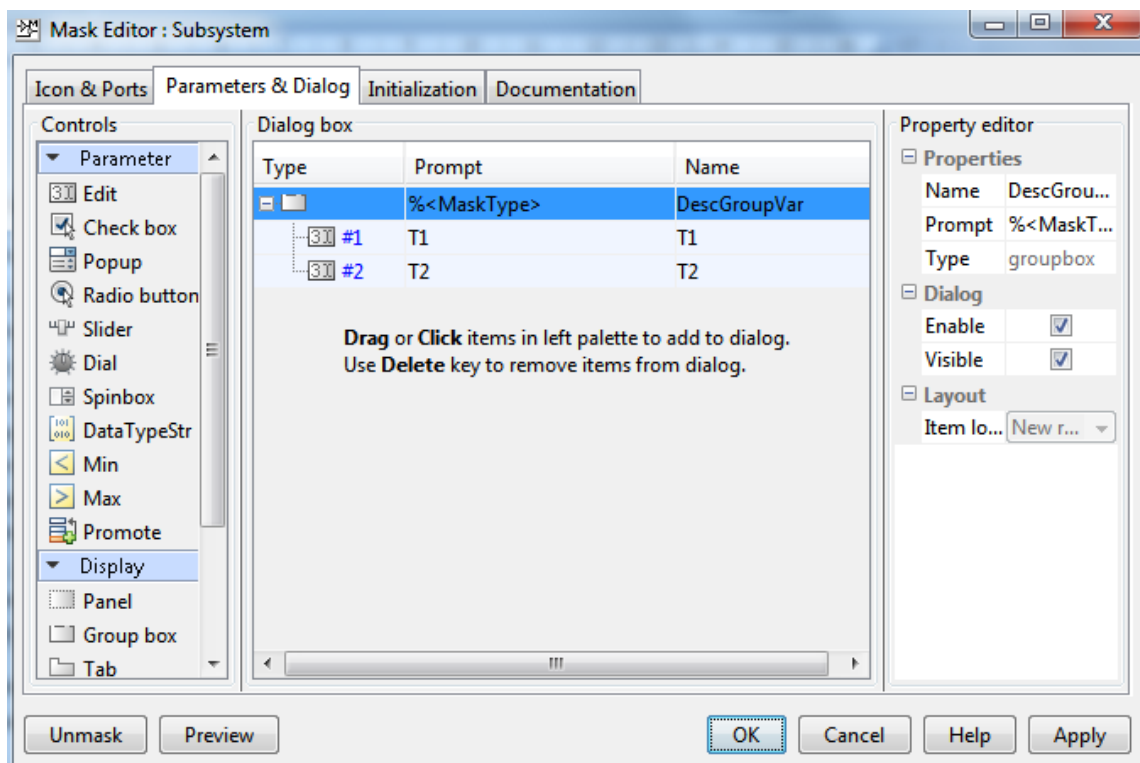


Рис.1.1.19.

После выполнения указанной процедуры, при активации подсистемы двойным щелчком вызывается окно ввода параметров (рис.1.1.20).

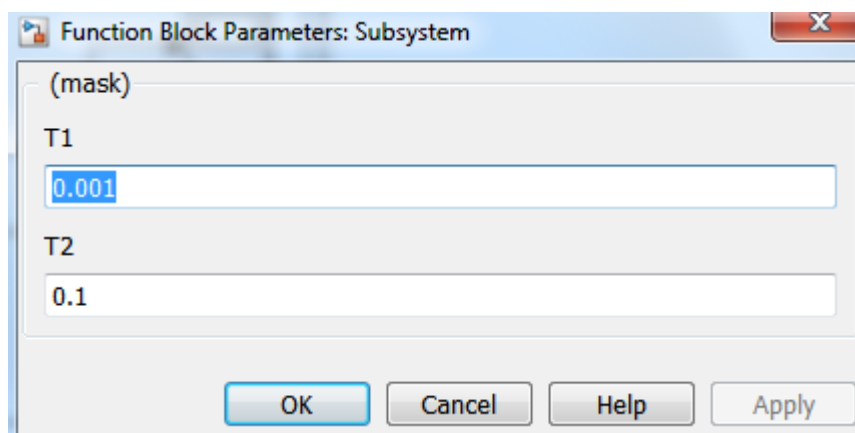


Рис.1.1.20.

1.1.5. Сохранение результатов расчета в рабочем пространстве MatLab

При вычислении параметров системы управления иногда бывает необходимо сохранение результатов расчета координат управляемого процесса с целью их последующей обработки. Указанная возможность реализуется путем применения блока ToWorkSpace из раздела библиотеки Sinks.

Этот блок предназначен для сохранения данных в рабочем пространстве системы MatLab. Данные записываются либо в виде матрицы, либо в виде структуры. Формат записи определяется значением параметра SaveFormat. В случае необходимости сохранения результатов расчета в виде массива выбирают значение этого параметра – Array.

Кроме рассмотренного, блок имеет еще четыре параметра:

- VariableName – имя, под которым данные сохраняются в рабочем пространстве (по умолчанию – simout);
- Limitdatapointstolast – максимально допустимое число строк, т.е. значений записываемых данных (по умолчанию задается константой inf с регистрацией данных на всем интервале моделирования);

- Decimation – дискретность записи данных в рабочее пространство (при равенстве 1 записывается каждое расчетное данное);
- Sampletime – величина шага записи по времени (по умолчанию -1 с записью каждого расчетного значения).

Иллюстрация сохранения результатов интегрирования в рабочем пространстве с именем у представлена на рис.1.1.21.

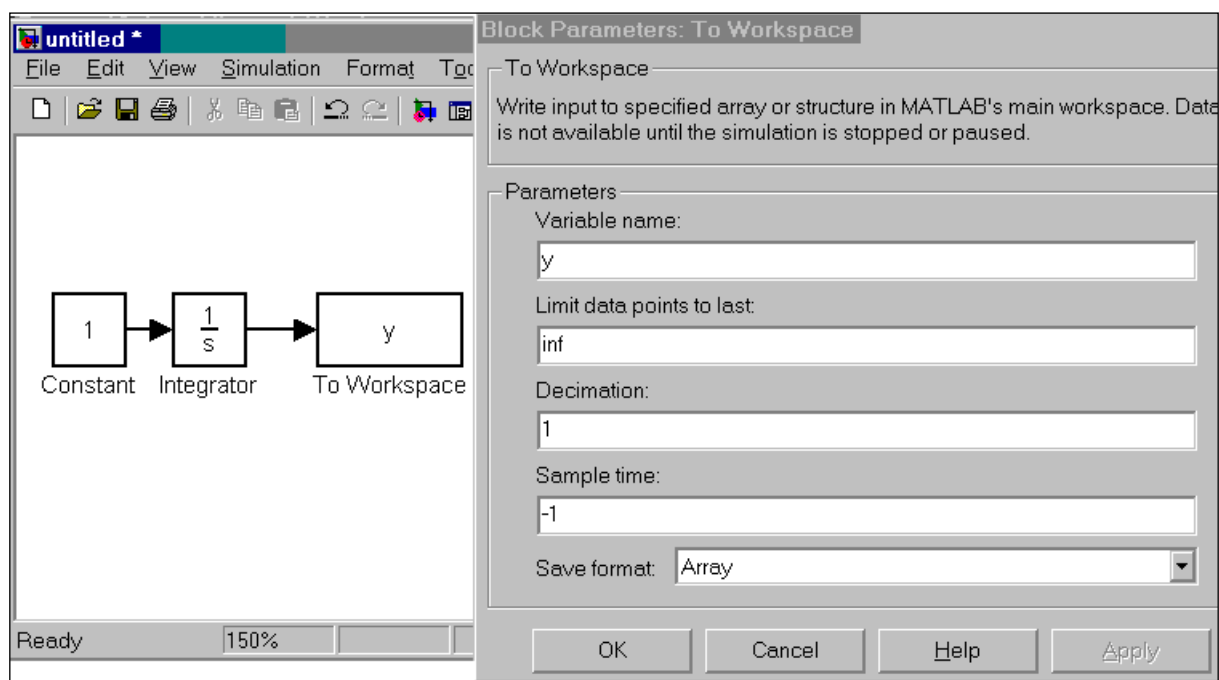


Рис.1.1.21.

Результат формирования значений переменной у показан в командном окне системы MatLab (рис.1.1.22).

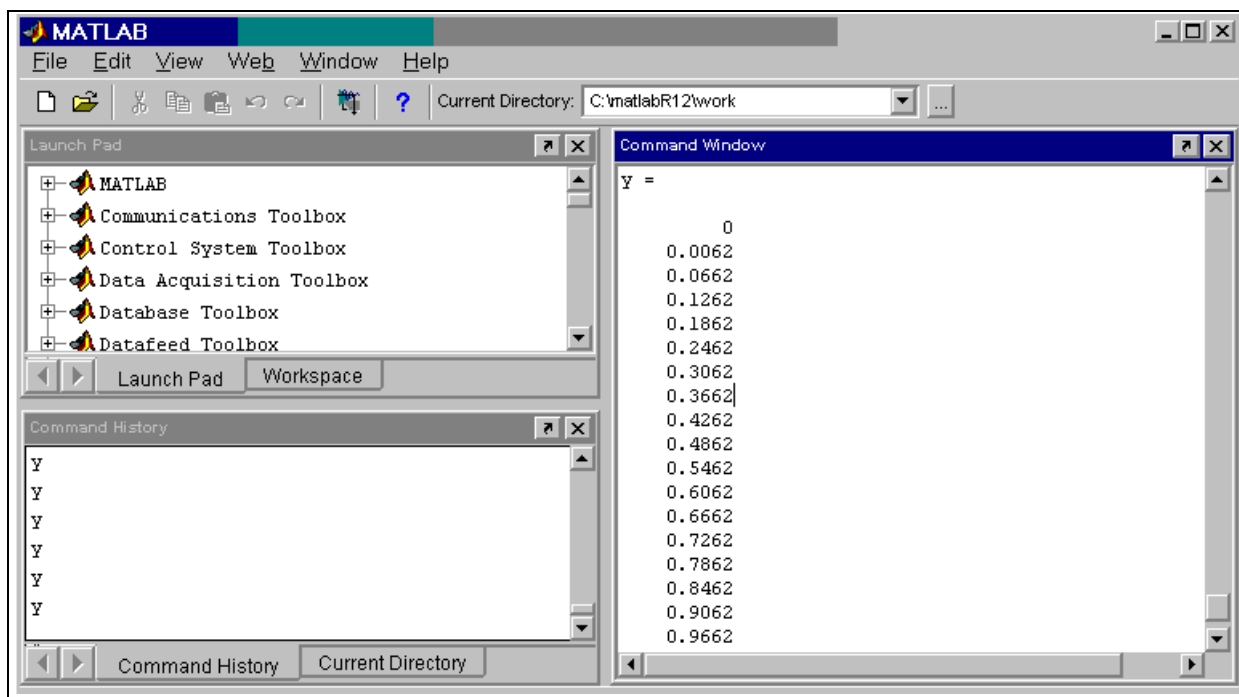


Рис.1.1.22.

Таким образом, значения переменной y сохраняются в рабочем пространстве и тем самым появляется возможность использования расчетных значений другими функциями.

Выход из среды SimuLink осуществляется путем закрытия главного окна пакета MatLab.

Сохранение модели выполняется путем выбора команды Save as... в меню File. При этом необходимо предварительно установить папку для сохранения S-моделей.

III. ЗАДАНИЕ НА ВЫПОЛНЕНИЕ.

3.1. Моделирование непрерывной системы.

- Смоделировать работу системы, структурная схема которой приведена на рис.1.3.
- Ввести ограничение амплитуды сигнала на выходе блока Gain.
- Сформировать подсистему моделирования и определить параметры объекта управления и управляющей системы.

- Получить от преподавателя номер варианта с параметрами передаточной функции второго порядка и коэффициента передачи разомкнутого контура.

Таблица 1.1.

Номер варианта	Параметр T1	Параметр T2	K
1.	0,0004	0,022	10
2.	0,0009	0,018	15
3.	0,0001	0,015	8
4.	0,0016	0,02	11
5.	0,0025	0,01	20
6.	0,0036	0,018	15
7.	0,0049	0,021	11
8.	0,0004	0,018	10
9.	0,0009	0,033	7,5
10.	0,0001	0,005	15
11.	0,0016	0,06	9
12.	0,0025	0,015	11
13.	0,0036	0,012	16
14.	0,0049	0,021	12

- Определить характер звена (апериодическое звено второго порядка, колебательное звено, консервативное звено).
- Построить асимптотические логарифмические амплитудно-фазовые частотные характеристики разомкнутого контура.
- С помощью инструментов MatLab получить ЛАФЧХ разомкнутого контура.
- Сравнить асимптотические ЛАФЧХ и расчетные ЛАФЧХ.
- Оценить устойчивость системы.
- Рассчитать переходный процесс в системе.

3.2. Моделирование дискретной системы.

Ввести в сформированную модель экстраполятор нулевого порядка "Zero-Order Hold", установить заданное преподавателем время дискретизации сигналов.

С помощью блоков **MATLAB Function** сформировать два модуля, выполняющих функции, соответственно, АЦП и ЦАП.

АЦП должен стоять после элемента сравнения (до корректирующего алгоритма, представленного звеном умножения на постоянный коэффициент), а ЦАП – на входе в объект управления (после корректирующего алгоритма) (рис.1.1.23).

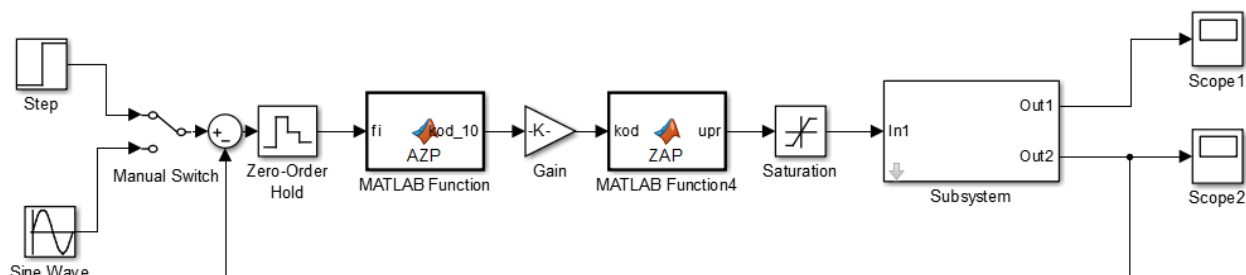


Рис.1.1.23.

При формировании функций учесть максимальную величину угла поворота выходного вала привода (выходной координаты), допустим, она равна $\pm 2\pi$ (рад), а также максимальную величину выходного сигнала АЦП, допустим - 10 (например, В).

Провести моделирование системы для двух вариантов, отличающихся количеством разрядов преобразования: 1) АЦП - 8, ЦАП -8; 2) АЦП - 14, ЦАП -10.

При подготовке к моделированию системы с учетом преобразования ЦАП/АЦП – необходимо учесть масштабирование коэффициента пропорционального алгоритма управления:

$$K^* = K \cdot \left(\frac{X_{\max}}{2^{N_1} - 1} \right) \left(\frac{2^{N_2} - 1}{U_{\max}} \right),$$

предполагая, что исходный алгоритм может быть представлен в виде:

$$u = K \cdot x.$$

Желательно объединить блоки ЦАП, масштабирование, ограничение и АЦП в подсистему, параметрами которой будут разрядности преобразователей (рис.1.1.24).

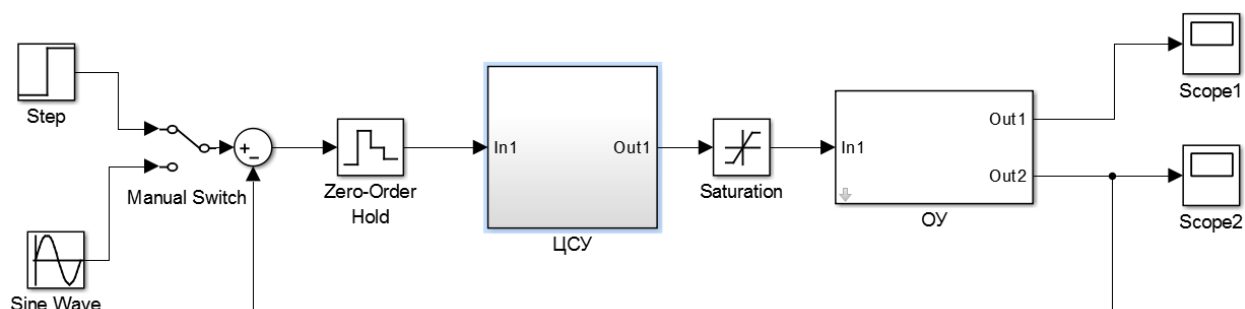


Рис.1.1.24.

IV. ОТЧЕТ

Отчет должен содержать:

- структурную схему системы,
- сформированные схемы моделирования,
- диаграммы сигналов на выходе системы,
- краткое описание основных инструментальных средств среды SimuLink, использованные при выполнении работы;
- номер варианта и заданные параметры динамического звена;
- переход к типовому звену второго порядка;
- асимптотические ЛАФЧХ;
- ЛАФЧХ, рассчитанные с помощью расчетные инструментов MatLab;
- модель дискретной системы с преобразователями;
- модель дискретной системы с двумя подсистемами (аналоговая и цифровая);
- выводы относительно влияния количества разрядов и времени дискретизации на качество системы.

V. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие возможности предоставляет среда SIMULINK для моделирования импульсных систем?
2. Что такое S- функция ?
3. Что такое m-функция?
4. Каким образом осуществляется визуализация результатов расчета в среде SIMULINK?
5. Каким образом формируются подсистемы моделирования и задаются их параметры?

VIII. БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основная литература

1. Рабинович Л.В. Динамика систем приводов: Уч. пособие - М.:БИБЛИО-ГЛОБУС, 2016. 266с.:ил.
2. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 1: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2012. 123с.
3. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 2: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2014. 152с.
4. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Сборник методических указаний к лабораторным работам по курсу: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2018. 125с.
5. Макаров Н.Н. Анализ и синтез систем автоматического управления с использованием системы MatLab/Н.Н.Макаров, С.В. Феофилов. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. – 68с.
6. Макаров Н.Н., Семашкин В.Е. Численные методы в анализе и синтезе систем автоматического управления: учеб. Пособие. Тула: Изд-во ТулГУ, 2014. – 121с.

Дополнительная литература

1. Математические основы теории автоматического регулирования: учеб. пособие для втузов / В.А. Иванов, В.С. Медведев, Б.К. Чемоданов, А.С. Ющенко. – М.: Высшая школа, 1977. Т. 1 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 366 с. Т. 2 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 454 с.
2. Стрейц, В. Метод пространства состояний в теории дискретных линейных систем автоматического управления / В. Стрейц; пер. с англ. Э.Д. Аведьяна; под ред. Я.З. Цыпкина. – М.: Наука: Гл. ред. физматлит, 1985. – 296 с.
3. Основы расчета и проектирования мехатронных модулей систем наведения и стабилизации/ О.В. Горячев, В.И. Жемеров, А.П. Панков, В.С. Фимушкин. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. 233с.

4. Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т.5, Методы современной теории автоматического управления/К.А. Пупков [и др.]; под ред. К.А. Пупкова, Н.Д. Егупова : учебник для вузов: в 5 т. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : МГТУ им. Баумана, 2004 .— 784с.

5. Пупков К.А. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления : учебник для вузов / К.А. Пупков [и др.]; под ред. Н.Д. Егупова .— 2-е изд., стер. — М. : Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002 .— 744с. : ил.

Лабораторная работа № 2

Анализ динамики импульсной системы

1. ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ РАБОТЫ

Изучение способов построения математической модели линейной импульсной системы; анализ устойчивости; расчет переходных процессов; экспериментальное исследование простейших импульсных САУ с помощью пакетов моделирования SimuLink.

2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Структурная схема одноконтурной линейной импульсной системы представлена на рис. 2.1.

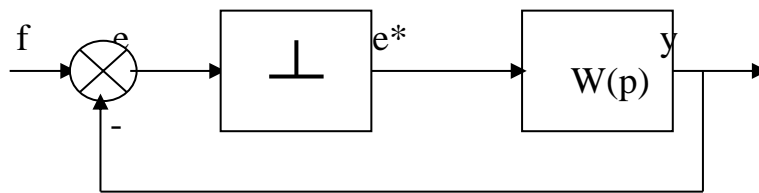


Рис. 2.1.

При описании линейных импульсных систем наибольшее распространение получили z - передаточные функции, представляющие собой отношение z -преобразования выходной величины к z -преобразованию входной величины. Так z - передаточная функция $W(z)$ разомкнутой системы, соответствующей рис. 1, определится так:

$$W(z) = \frac{z\{y[kt]\}}{z\{e[kt]\}} = \frac{Y(z)}{E(z)}$$

z - передаточная функция замкнутой системы определяется выражением:

$$\Phi(z) = \frac{z\{y[kt]\}}{z\{f[kt]\}} = \frac{Y(z)}{F(z)}$$

Ключевым моментом при математическом описании линейной импульсной системы является определение z - передаточной функции разомкнутой системы представлена на рис. 2.2.

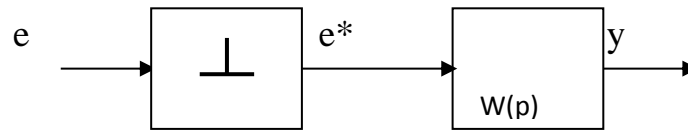


Рис. 2.2.

Для такой схемы z - передаточная функция, как правило, определяется как результат применения \bar{D}_z – преобразования к передаточной функции $W(p)$ приведенной непрерывной части, т.е.

$$W(z) = \bar{D}_z \{W(p)\}$$

Приведем таблицу 2.1. \bar{D}_z - преобразования для некоторых функций $W(p)$

Таблица 2.1.

$W(p)$	$W(z) = \bar{D}_z \{W(p)\}$
$\frac{1}{p}$	$\frac{z}{z-1}$
$\frac{1}{p+\alpha}$	$\frac{z}{z-d}$, $d = e^{-\alpha T}$
$\frac{1}{(p+\alpha)^2}$	$\frac{Tzd}{(z-d)^2}$, $d = e^{-\alpha T}$

Так как \bar{D}_z - преобразование обладает свойством линейности, то в случае, если $W(p)$ – сложное дробно-рациональное выражение, вычисление соответствующей z - передаточной функции можно проводить в следующей последовательности:

1. Передаточную функцию $W(p)$ разложить на простейшие дроби:

$$W(p) = W_1(p) + W_2(p) + \dots + W_r(p).$$

2. Для каждой простейшей дроби $W_i(p)$, $i = \overline{1, r}$ из таблицы найти \overline{D}_z - преобразование, т.е.

$$W_i(z) = \overline{D}_z \{W_i(p)\} \quad , \quad i = \overline{1, r}$$

3. По теореме линейности \overline{D}_z - преобразование записать

$$W(z) = W_1(z) + W_2(z) + \dots + W_r(z).$$

Рассмотрим случай, когда в состав непрерывной части входит экстраполятор нулевого порядка, т.е.

$$W(p) = S(p) \cdot W_o(p)$$

где $S(p) = \frac{1 - e^{-Tp}}{p}$, $W_o(p) = \frac{A(p)}{B(p)}$ - дробно-рациональная функция.

Тогда

$$W(z) = \overline{D}_z \left\{ \frac{1 - e^{-Tp}}{p} \cdot \frac{A(p)}{B(p)} \right\}$$

и так в соответствии со свойствами \overline{D}_z - преобразования множитель $1 - e^{-Tp} = 1 - z^{-1}$

может быть вынесен за знак \overline{D}_z - преобразования, то

$$W(z) = (1 - z^{-1}) \overline{D}_z \left\{ \frac{W_o(p)}{p} \right\} = (1 - z^{-1}) \overline{D}_z \left\{ \frac{A(p)}{pB(p)} \right\}$$

Здесь под знаком \overline{D}_z - преобразования стоит дробно – рациональная функция. Определив $\overline{D}_z \left\{ \frac{A(p)}{pB(p)} \right\}$ используя разложение на простейшие дроби, можно найти z - передаточную функцию разомкнутой системы.

В общем случае для определения z - передаточной функции можно использовать зависимость

$$W(z) = \frac{z-1}{z} \sum_{i=1}^m \text{Res} \left. \frac{1}{s} W_o(s) \frac{z}{z - e^{Ts}} \right|_{s=S_i}$$

где S_1, S_2, \dots, S_m - полюсы функции $1/s * W_0(S)$.

Передаточная функция замкнутой системы, изображенной на рис. 1, определяется по формуле

$$\Phi(z) = \frac{Y(z)}{F(z)} = \frac{W(z)}{1 + W(z)},$$

где $W(z)$ - передаточная функция разомкнутой системы.

Устойчивость линейной системы с передаточной функцией $\Phi(z)$ зависит от значений корней соответствующего характеристического уравнения. Пусть $\Phi(z) = \frac{C(z)}{D(z)}$, $C(z)$ и $D(z)$ многочлены. Тогда уравнение

$$D(z) = 0$$

будет характеристическим уравнением импульсной системы и для ее устойчивости необходимо и достаточно, чтобы:

1. все корни уравнения удовлетворяли условию

$$|z_i| \leq 1, \quad j = \overline{1, n}, \quad n - \text{степень } D(z)$$

2. корни с единичными модулями были простыми.

Для решения вопроса об устойчивости в простейшем случае можно решить характеристическое уравнение. В данной работе предполагается реализация именно такого подхода. Если же система имеет высокий порядок, то следует использовать критерии устойчивости.

Рассмотрим построение переходного процесса в импульсной системе. Положим для простоты начальные условия нулевыми. Тогда зная входной сигнал $f(t)$ и соответствующую функцию $f[kt]$, найдем

$$F(z) = Z\{f[kt]\} \text{ и } Y(z) = \Phi(z) \cdot F(z).$$

Выходная величина $y[kT]$ определится по формуле обратного z -преобразования

$$y[kT] = \sum_j \operatorname{Res} \left. Y(z) \cdot z^{k-1} \right|_{z_j} = \sum_j \operatorname{Res} \left. \Phi(z) F(z) \cdot z^{k-1} \right|_{z_j}$$

Полученное таким образом выражение задает аналитическую зависимость y от дискретного аргумента k .

Методику численного расчета процессов в импульсной САУ проиллюстрируем на примере. Пусть передаточная функция $\Phi(z)$ имеет вид

$$\Phi(z) = \frac{az + b}{z^2 + cz + d}$$

Перейдем к разностному уравнению, связывающему выходную и входную переменные. Имеем

$$\frac{Y(z)}{F(z)} = \frac{az + b}{z^2 + cz + d}$$

В соответствии с методикой, изложенной в лекционном материале, поделим числитель и знаменатель на z^2 , получим:

$$\frac{Y(z)}{F(z)} = \frac{az^{-1} + bz^{-2}}{1 + cz^{-1} + dz^{-2}}$$

Умножению изображения на z^{-1} соответствует смещение на такт аргумента оригинала (запаздывание). С учетом этого получим уравнение

$$y[k] + cy[k-1] + dy[k-2] = af[k-1] + bf[k-2].$$

Решая его численно, получим процесс на выходе системы $y[kT]$.

$$y[k] = -cy[k-1] - dy[k-2] + af[k-1] + bf[k-2].$$

III. ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ

Структурная схема исследуемой системы приведена на рис. 2.3.

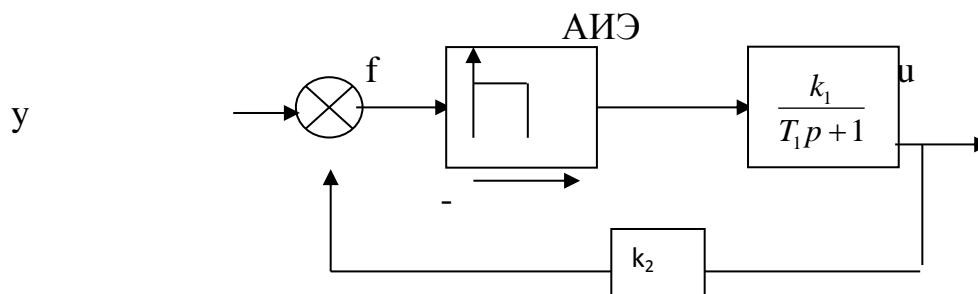


Рис. 2.3.

Здесь $T_1=T=1\text{с}$, $k_1=4$

В работе используется пакет MATLAB, с помощью которого моделируется данная система.

IV. ЗАДАНИЕ НА РАБОТУ

Получить математическое описание системы: z-передаточные функции разомкнутой и замкнутой системы, разностное уравнение, связывающее вход f и выход y системы; провести исследование устойчивости и определить диапазон значений k_2 , соответствующих устойчивости САУ; построить переходный процесс; провести численное исследование системы.

V. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

Расчетная часть

1. Составить структурную схему системы, раскрыв АИЭ как последовательное соединение ИИЭ и экстраполятора.
2. Записать в общем виде z-передаточную функцию разомкнутой САУ.

3. Записать выражение для передаточной функции замкнутой системы.

4. Вычислить z-передаточную функцию замкнутой САУ, считая коэффициенты k_1 , k_2 параметрами системы.

5. Определить требования, накладываемые на коэффициенты k_1 , k_2 из условия устойчивости САУ. При заданном k_1 найти диапазон значений коэффициента k_2 , соответствующий устойчивости системы и максимально возможное значение $k_{2кр}$.

6. При заданном k_1 , $f(t)=1(t)$, $k_2=\alpha k_{2кр}$ (α задается преподавателем) рассчитать переходный процесс, получив аналитические зависимости для выхода системы.

7. Записать разностное уравнение дискретной системы относительно $y[kT]$, $f[kT]$ и провести его численное решение.

Таблица параметров импульсной системы

<div> <div>Параметр</div> <div>Вариант</div> <div>№</div> </div>	T_0	k_1	T_1
1.	1.0	2.5	2.0
2.	0.8	2.0	1.5
3.	0.6	5.0	1.0
4.	0.5	6.0	1.0
5.	0.25	8.0	0.8
6.	0.1	9.0	0.5
7.	0.05	10.0	0.2
8.	0.04	15.0	0.15
9.	0.025	20.0	0.05
10.	0.02	25.0	0.04
11.	0.01	30.0	0.03
12.	1.0	25.0	1.5
13.	0.8	20.0	1.0
14.	0.6	15.0	1.0
15.	0.5	10.0	0.8

16.	0.25	5.0	0.5
17.	0.1	4.0	0.2
18.	0.05	50.0	0.15
19.	0.04	30.0	0.05
20.	0.025	25.0	0.04

Моделирование процессов в исследуемой системе.

1. Составить схему моделирования исследуемой системы в среде SIMULINK под управлением MATLAB. С этой целью выполнить следующие действия:

1.1. Запустить пакет SimuLink.

1.2. Открыть раздел библиотеки SimuLink с *источниками сигналов (Source)*, нажав на соответствующую пиктограмму в окне «Library».

1.3. Выбрать указателем «мышки» источник постоянного входного сигнала («Constant») и перенести его копию в поле моделирования (окно «untitled», которое пока без не имеет своего названия).

1.4. Аналогичными действиями перенести в поле моделирования блоки, необходимые для формирования заданной структуры:

из раздела «линейные элементы» (Linear):

- сумматор;
- апериодическое звено;
- безинерционное звено (коэффициент передачи обратной связи).

из раздела «дискретные элементы» (Diskrete):

- экстраполятор нулевого порядка (Zero-Order Hold).

из раздела «приемники» (Sinks):

- осциллограф (Scope) для просмотра результатов моделирования.

1.5. Расположить блоки в соответствии с их местом в исследуемой системе. Перемещение блоков осуществляется установкой указателя «мышки» на соответствующий блок и захватом его путем нажатия правой

кнопки «мышки». Далее блок перемещается в нужном направлении. При занятии им желаемого места в поле моделирования правая кнопка «мышки» отпускается.

1.6. Связать установленные блоки моделирования между собой. С этой целью указатель «мышки» устанавливается на вход элемента, при этом в нужном месте появляется перекрестье. Далее нажав правую кнопки «мышки» ведут линию к выходу элемента, являющегося источником сигнала для рассматриваемого блока. Перечисленные действия повторяют для всех блоков системы. В результате выполнения данного пункта из разрозненных блоков формируется единая система.

1.7. Установить параметры блоков, входящих в систему:

Общий алгоритм установки параметров простейших блоков заключается в следующем:

1. указатель «мышки» устанавливается на соответствующий блок;
2. выделение блока осуществляется двойным щелчком правой кнопки мыши. Выполнение указанных манипуляций приведет к раскрытию окна параметров выделенного блока;
3. редактирование соответствующих параметров блока;
4. закрыть окно параметров блока путем «нажатия» кнопки Close

Схема моделирования дискретной системы представлена на рис.2.4.

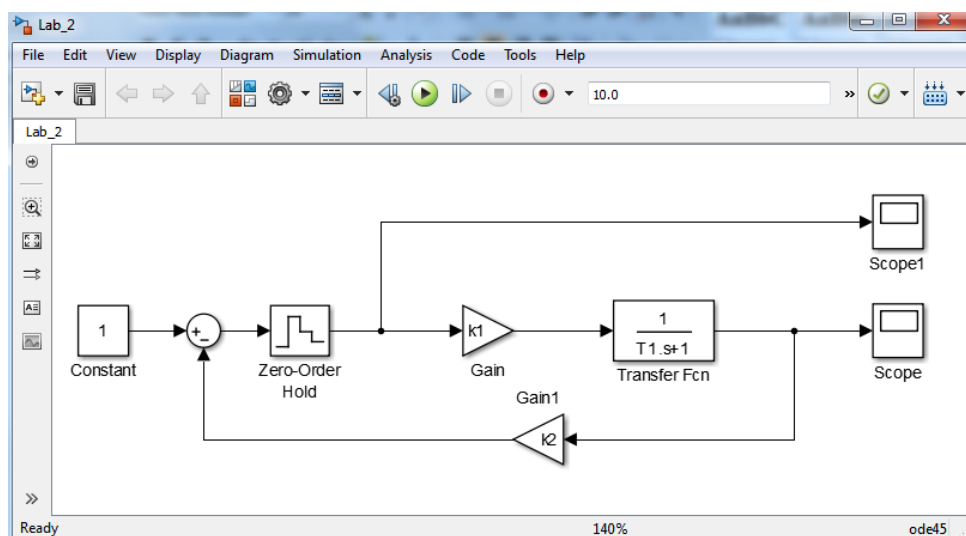


Рис.2.4.

2. Изменяя коэффициент передачи k_2 , определить его критическое значение, соответствующее границе устойчивости системы $k_{2кр}$ (критическому значению k_2 соответствует возникновение незатухающих колебаний в САУ). Зарисовать колебания, существующие в системе.
3. Установить значение $k_2 = \alpha k_{2кр}$, получить и зарисовать переходный процесс на выходе системы, соответствующий $f(t) = 1(t)$.

VI. ОФОРМЛЕНИЕ ОТЧЕТА

В отчете должны быть представлены структурная схема дискретной САУ, процесс получения передаточных функций и их выражения, величина $k_{2кр}$, уравнение дискретной системы, теоретические переходные процессы, схема моделирования дискретной САУ, вид незатухающих колебаний и значение $k_{2кр}$, расчетный переходный процесс.

VII. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое z- передаточная функция и как ее можно получить?
2. Как оценить устойчивость импульсной системы ?
3. Как строятся переходные процессы в импульсной системе?
4. Как определить устойчивость системы по виду наблюдаемых в ней процессов?

VIII. БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основная литература

1. Рабинович Л.В. Динамика систем приводов: Уч. пособие - М.:БИБЛИО-ГЛОБУС, 2016. 266с.:ил.
2. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 1: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2012. 123с.
3. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 2: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2014. 152с.
4. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Сборник методических указаний к лабораторным работам по курсу: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2018. 125с.
5. Макаров Н.Н. Анализ и синтез систем автоматического управления с использованием системы MatLab/Н.Н.Макаров, С.В. Феофилов. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. – 68с.
6. Макаров Н.Н., Семашкин В.Е. Численные методы в анализе и синтезе систем автоматического управления: учеб. Пособие. Тула: Изд-во ТулГУ, 2014. – 121с.

Дополнительная литература

1. Математические основы теории автоматического регулирования: учеб. пособие для втузов / В.А. Иванов, В.С. Медведев, Б.К. Чемоданов, А.С. Ющенко. – М.: Высшая школа, 1977. Т. 1 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 366 с. Т. 2 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 454 с.
2. Стрейц, В. Метод пространства состояний в теории дискретных линейных систем автоматического управления / В. Стрейц; пер. с англ. Э.Д. Аведьяна; под ред. Я.З. Цыпкина. – М.: Наука: Гл. ред. физматлит, 1985. – 296 с.
3. Основы расчета и проектирования мехатронных модулей систем наведения и стабилизации/ О.В. Горячев, В.И. Жемеров, А.П. Панков, В.С.

Фимушкин. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010.233с.

4. Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т.5, Методы современной теории автоматического управления/К.А. Пупков [и др.];под ред.К.А. Пупкова, Н.Д. Егупова : учебник для вузов:в 5 т. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : МГТУ им.Баумана, 2004 .— 784с.

5. Пупков К.А. Методы робастного,нейро-нечеткого и адаптивного управления : учебник для вузов / К.А. Пупков [и др.];под ред.Н.Д.Егупова .— 2-е изд., стер. — М. : Изд-во МГТУ им.Н.Э. Баумана, 2002 .— 744с. : ил.

Анализ устойчивости и качества процессов в импульсной системе

1. ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ РАБОТЫ: изучение особенностей анализа устойчивости линейной импульсной системы; оценка влияния параметров САУ на качество переходных процессов; исследование динамических характеристик и качества переходных процессов системы с использованием специализированных программных пакетов.

2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Составной частью данной работы является получение z - передаточных функций разомкнутой и замкнутой систем. Однако здесь рассматривается более сложная САУ, имеющая внутренние обратные связи, поэтому при выводе передаточной функции замкнутой системы передаточной функции замкнутой системы целесообразно воспользоваться общим алгоритмом получения z - передаточных функций линейных импульсных систем. Напомним его.

Для получения эквивалентной передаточной функции сложного соединения необходимо:

1. Ввести вспомогательные переменные, приняв за них сигналы на входах ИИЭ.
2. Связать вспомогательные переменные, входную и выходную переменные между собой, используя z - передаточные функции. В итоге получится система уравнений относительно изображений вспомогательных, входной и выходной переменных.
3. Исключить изображения вспомогательных переменных и записать уравнение, связывающее изображение входа и выхода.
4. Записать эквивалентную передаточную функцию системы.

В данной работе проводится анализ устойчивости системы и D – разбиение по двум ее параметрам. Напомним, что для того, чтобы система была устойчивой, необходимо и достаточно выполнение условия

$$|z_j| \leq 1, \quad j = \overline{1, n}, \quad (1)$$

где z_j – корни характеристического уравнения. При этом корни с единичным модулем должны быть простыми. Запишем характеристическое уравнение:

$$B(z) = b_n z^n + b_{n-1} z^{n-1} + \dots + b_1 z + b_0 = 0 \quad (2)$$

При проведении D- разбиения коэффициенты b_0, b_1, \dots, b_n оказываются зависящими от параметров, по которым оно выполняется. Из условия (I) определяются требования, которым должны удовлетворять коэффициенты b_0, b_1, \dots, b_n , чтобы система была устойчивой, и далее формируются требования к параметрам системы. Однако на практике этот путь применим только к системам 1-го порядка. При необходимости применения D – разбиения для системы второго порядка имеет смысл предварительно преобразовать уравнение (2) так, чтобы можно было использовать критерии устойчивости непрерывных систем. Проведем замену переменных

$$z = \frac{1+w}{1-w} \quad (3)$$

Это преобразование переводит единичную окружность комплексной плоскости ‘z’ в мнимую ось $\operatorname{Re} u = 0$ плоскости ‘w’. Внутренняя часть окружности ($|z| < 1$) преобразуется в левую полуплоскость плоскости ‘w’, а

внешняя её часть – в правую полуплоскость плоскости ‘w’.

Характеристическое уравнение (2) принимает вид

$$b_n \left(\frac{1+w}{1-w} \right)^n + b_{n-1} \left(\frac{1+w}{1-w} \right)^{n-1} + \dots + b_1 \frac{1+w}{1-w} + b_0 = 0$$

или, после преобразований

$$a_n w^n + a_{n-1} w^{n-1} + \dots + a_1 w + a_0 = 0 \quad (4)$$

где каждый из коэффициентов a_i , $i = \overline{1, n}$ линейно зависит от коэффициентов b_0, b_1, \dots, b_n . Очевидно, что условие устойчивости имеет вид

$$R_e u_j \leq 0, \quad j = \overline{1, n}$$

и к уравнению (4) могут быть применены известные алгебраические критерии устойчивости, на основании которых и формулируются требования к параметрам D – разбиения. Для систем 2-го порядка уравнение имеет вид

$$a_2 w^2 + a_1 w + a_0 = 0$$

и необходимые и достаточные условия устойчивости принимают форму неравенств

$$\left. \begin{array}{l} a_0 > 0 \\ a_1 > 0 \\ a_2 > 0 \end{array} \right\} \quad (5)$$

Если a_0, a_1, a_2 зависят от параметров по которым проводится D – разбиение, то данная система неравенств и определяет область значений параметров, соответствующих устойчивой импульсной системе.

В лабораторной работе для исследуемой системы требуется определить коэффициенты, которые обеспечивают протекание процессов конечной деятельности. Дело в том, что в импульсной системе возможно добиться того, чтобы свободные процессы заканчивались за n тактов (n – порядок системы), после чего устанавливается вынужденный процесс. Такие процессы называются процессами конечной длительности. Для их

возникновения нужно, чтобы коэффициенты характеристического уравнения системы

$$b_n z^n + b_{n-1} z^{n-1} + \dots + b_1 z + b_0 = 0$$

удовлетворяли условиям:

$$b_0 = b_1 = \dots = b_{n-1} = 0,$$

при этом характеристическое уравнение принимает вид:

$$b_n z^n = 0,$$

а его корни, соответственно, равны нулю. Для системы второго порядка с характеристическим уравнением

$$b_2 z^2 + b_1 z + b_0 = 0$$

условия возникновения процессов конечной длительности имеют вид

$$b_0 = b_1 = 0.$$

Выполнение этих условий можно обеспечить подбором двух параметров системы, входящих в выражения для коэффициентов b_0, b_1 .

III. Объект исследования

Структурная схема исследуемой системы представлена на рис.1.

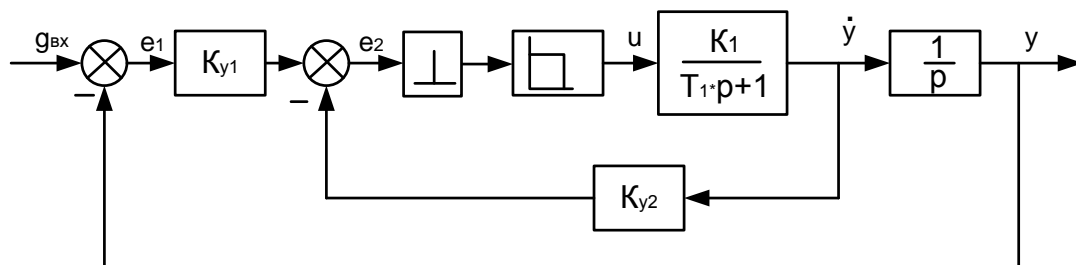


Рис.1.

Здесь $T_1=T=1$, $K_1=6$.

В процессе работы система моделируется на персональном компьютере с использованием специализированного пакета моделирования MATLAB.

IV. ЗАДАНИЕ НА РАБОТУ

1. Сформировать расчетную структурную схему, представив амплитудно-импульсный элемент последовательно соединенными идеальным импульсным элементом и экстраполятором нулевого порядка.
2. Получить передаточную функцию замкнутой системы
$$\Phi(z) = \frac{Y(z)}{F(z)}.$$
3. На плоскости коэффициентов K_{y1} , K_{y2} выделить область их значений, соответствующую устойчивой системе.
4. Определить значение коэффициентов K_{y1} , K_{y2} , обеспечивающих в системе процессы конечной длительности.
5. Провести численное определение области устойчивости по параметрам K_{y1} , K_{y2} и исследование процессов конечной длительности.

V. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ.

Расчетная часть

1. Составить структурную схему САУ, раскрыв АИЭ как последовательное соединение ИИЭ и экстраполятора.
2. Пользуясь изложенным выше алгоритмом, получить выражение для z - передаточной функции замкнутой системы $\Phi(z)$.
3. Определить входящие в выражение для $\Phi(z)$ передаточные функции разомкнутых частей системы и подставив их в зависимость для $\Phi(z)$, получить передаточную функцию замкнутой системы, считая K_{y1} , K_{y2} параметрами, значения которых еще не определены.
4. Провести анализ устойчивости в следующем порядке:
 - Записать характеристический многочлен системы;

- Провести преобразование (3) и получить характеристическое уравнение в виде (4). При этом коэффициенты $a_0 \div a_2$ будут функциями K_{y1} , K_{y2} .

- Используя условия (5), на плоскости K_{y1} , K_{y2} выделить область значений коэффициентов, соответствующих устойчивости системы;

- При значении K_{y1} заданном преподавателем, определить величину K_{y2} соответствующую двукратному запасу устойчивости по амплитуде.

5. Определить значение коэффициентов K_{y1}^0 , K_{y2}^0 обеспечивающие существование процессов длительности. Рассчитать процесс конечной длительности при $f(t)=10-1(t)$

Моделирование процессов в исследуемой системе.

1. Построить динамическую модель системы с использованием пакета MATLAB.

2. Установить малые значения коэффициентов K_{y1} , $K_{y2} = 0.05$, запустить модель и убедиться в устойчивости системы.

3. Определить экспериментально область устойчивости на плоскости коэффициентов K_{y1} , K_{y2} для чего:

- Установив фиксированные значения K_{y2} увеличивать коэффициенты K_{y1} до величины K_{y1KP} соответствующей возникновению незатухающих колебаний в САУ. Повторяя эту операцию для ряда значений K_{y2} получить экспериментальную границу $K_{y1KP} = \varphi(K_{y2})$

- Фиксируя K_1 и увеличивая K_{y2} до величины K_{y2KP} , соответствующей возникновению незатухающих колебаний в САУ, построить границу устойчивости $K_{y2KP} = \varphi(K_{y1})$. Провести сравнение теоретической и экспериментальной областей.

4. Рассмотреть и зарисовать переходные процессы на ступенчатый входной сигнал $f(t)=10-1(t)$ при значениях параметров:

- соответствующих расчетной части
- находящихся вблизи границы устойчивости .

5. Установив соответствующие значения коэффициентов, рассмотреть и зарисовать процесс конечной деятельности при нулевых и начальных условиях

Таблица параметров импульсной системы

Параметр Вариант	T_0	k_1	T_1
21.	1.0	2.5	2.0
22.	0.8	2.0	1.5
23.	0.6	5.0	1.0
24.	0.5	6.0	1.0
25.	0.25	8.0	0.8
26.	0.1	9.0	0.5
27.	0.05	10.0	0.2
28.	0.04	15.0	0.15
29.	0.025	20.0	0.05
30.	0.02	25.0	0.04
31.	0.01	30.0	0.03
32.	1.0	25.0	1.5
33.	0.8	20.0	1.0
34.	0.6	15.0	1.0
35.	0.5	10.0	0.8
36.	0.25	5.0	0.5
37.	0.1	4.0	0.2
38.	0.05	50.0	0.15
39.	0.04	30.0	0.05
40.	0.025	25.0	0.04

VI. ОФОРМЛЕНИЕ ОТЧЕТА

В отчете должна быть представлены структурная схема системы, процесс вывода передаточных функций и их выражения, теоретическая и экспериментальная области устойчивости на плоскости K_{y1} , K_{y2} коэффициенты K_{y1}^0 , K_{y2}^0 , соответствующие процессам конечной

длительности, теоретический и экспериментальный процессы конечной длительности, схема моделирования системы в среде SIMULINK.

VII. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что называется процессом конечной длительности?
2. Что такое билинейное преобразование?
3. В чем удобство применения билинейного преобразования для исследования импульсных систем управления?
4. В чем состоят условия протекания процессов конечной длительности?
5. Как строится область устойчивости системы на плоскости ?

VIII. БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основная литература

1. Рабинович Л.В. Динамика систем приводов: Уч. пособие - М.:БИБЛИО-ГЛОБУС, 2016. 266с.:ил.
2. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 1: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2012. 123с.
3. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 2: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2014. 152с.
4. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Сборник методических указаний к лабораторным работам по курсу: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2018. 125с.
5. Макаров Н.Н. Анализ и синтез систем автоматического управления с использованием системы MatLab/Н.Н.Макаров, С.В. Феофилов. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. – 68с.
6. Макаров Н.Н., Семашкин В.Е. Численные методы в анализе и синтезе систем автоматического управления: учеб. Пособие. Тула: Изд-во ТулГУ, 2014. – 121с.

Дополнительная литература

1. Математические основы теории автоматического регулирования:

учеб. пособие для втузов / В.А. Иванов, В.С. Медведев, Б.К. Чемоданов, А.С. Ющенко. – М.: Высшая школа, 1977. Т. 1 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 366 с. Т. 2 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 454 с.

2. Стрейц, В. Метод пространства состояний в теории дискретных линейных систем автоматического управления / В. Стрейц; пер. с англ. Э.Д. Аведьяна; под ред. Я.З. Цыпкина. – М.: Наука: Гл. ред. физматлит, 1985. – 296 с.

3. Основы расчета и проектирования мехатронных модулей систем наведения и стабилизации/ О.В. Горячев, В.И. Жемеров, А.П. Панков, В.С. Фимушкин. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010.233с.

4. Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т.5, Методы современной теории автоматического управления/К.А. Пупков [и др.];под ред.К.А. Пупкова, Н.Д. Егупова : учебник для вузов:в 5 т. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : МГТУ им.Баумана, 2004 .— 784с.

5. Пупков К.А. Методы робастного,нейро-нечеткого и адаптивного управления : учебник для вузов / К.А. Пупков [и др.];под ред.Н.Д.Егупова .— 2-е изд., стер. — М. : Изд-во МГТУ им.Н.Э. Баумана, 2002 .— 744с. : ил.

АНАЛИЗ ЧАСТОТНЫХ СВОЙСТВ ЛИНЕЙНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЫ

I. ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ РАБОТЫ

Изучение особенностей частотного анализа дискретных (линейных импульсных) систем, исследование особенностей прохождения высокочастотной гармонической помехи через линейную импульсную систему.

II. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Функция, $W(e^{j\omega T})$ получаемая из z - передаточной функции $W(z)$ подстановкой $z = e^{j\omega T}$, называется амплитудно-фазовой частотной характеристикой. Функция $|W(e^{j\omega T})|$ называется амплитудной частотной фазовой характеристикой, функция $\varphi^*(\omega) = \arg W(e^{j\omega T})$ называется фазовой частотной характеристикой. Установившаяся реакция систем с передаточной функцией $W(z)$ на дискретный гармонический сигнал $f[kT] = A \cos(k\omega T)$ определится выражением

$$f(kT) = A |W(e^{j\omega T})| \cos[k\omega T + \varphi^*(\omega)] \quad (4.1)$$

т.е. амплитуда выходного сигнала увеличивается в $|W(e^{j\omega T})|$ раз, а фаза изменяется на величину $\varphi^*(\omega)$.

Рассмотрим прохождение непрерывного гармонического сигнала через дискретную систему, схема которой изображена на рис. 4.1. Так как импульсный элемент выделяет лишь дискретные значения входного сигнала, соответствующие моменты квантования, то в установившемся режиме при $t = kT, k = 0, 1, \dots$ выходная величина по-прежнему будет определяться зависимостью (4.1). Однако может оказаться необходимым знать, что

происходит в системе в любой момент времени, т.е. необходимо определить «полную» реакцию $y(t)$, $0 \leq t \leq \infty$

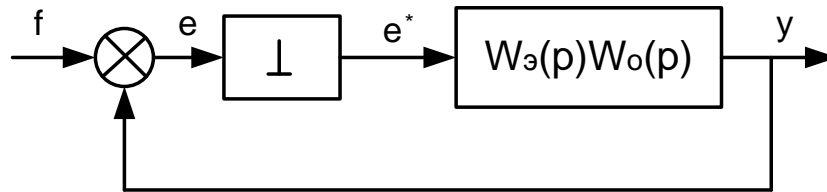


Рис.4.1.

Частотные характеристики дискретной системы не позволяют определить эту реакцию. Для нахождения этой величины необходимы дополнительные сведения о частотных свойствах дискретной системы.

При прохождении через импульсный элемент спектр сигнала изменяется, в нем появляются дополнительные составляющие. Эта особенность оказывает существенное влияние на работу импульсной системы. Так при прохождении сигнала $e(t) = A \sin \omega T$ через идеальный импульсный элемент на его выходе будем иметь

$$e^*(t) = \frac{A}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sin(\omega + \omega_o m) t \quad , \quad \omega_o = \frac{2\pi}{T} \quad (4.2)$$

Из формулы видно, что на выходе ИИЭ образуется бесконечное множество гармонических составляющих с частотами, отличающихся от исходных на $\omega_o m, m = 0, \pm 1, \dots$. Дополнительные составляющие с частотами $\omega_T = \omega \pm \omega_o m, m = 1, 2, \dots$ называются транспонированными составляющими. Таким образом, после ИИЭ сигнал содержит основную и транспонированную (перенесенные) составляющие. При этом наибольший интерес представляют два случая: преобразование низкочастотного сигнала в высокочастотную область ($\omega_T > \omega$) и транспонирование высокочастотного сигнала в низкочастотную часть спектра ($\omega_T < \omega$). В системах управления первый вариант возникает при воспроизведении низкочастотных полезных сигналов и в правильно спроектированной системе он не вызывает сложностей. При

этом свойства объекта (непрерывной части) и частота квантования должна быть согласована таким образом, чтобы непрерывная часть отфильтровывала высокочастотные транспонированные составляющие и на выходе, в основном, проявлялась бы основная, полезная составляющая.

Второй вариант транспонирования может привести к неприятному результату. Высокочастотный сигнал – это, как правило, помеха, которая не должна сказываться на работе системы. Однако, даже если непрерывная часть системы эффективно ослабляет саму высокую частоту ω , то среди транспонированных частот, меньших основной, т.е. $\omega - \omega_0, \omega - 2\omega_0, \dots$ могут оказаться частоты, попадающие в полосу пропускания непрерывной части. В этом случае на выходе могут возникнуть низкочастотные движения, являющиеся транспонированными составляющими высокочастотной помехи. Снижение величины таких транспонированных колебаний является важной задачей проектировщика. Обычно для этого используется предимпульсная фильтрация, т.е. фильтрация непрерывного сигнала до попадания его в ИЭ. Эффект такой фильтрации состоит в уменьшении амплитуды помехи, попадающей в ИЭ.

Пусть на вход замкнутой импульсной системы (рис.4.1) поступает гармонический сигнал

$$f(t) = B \sin \omega_n t .$$

При этом в установившемся режиме в каждой точке замкнутого контура спектр сигнала состоит из основной ω_n с частотой и транспонированных с частотами $\omega \pm \omega_0, \omega \pm 2\omega_0, \dots$ составляющих. Рассмотрим задачу определения амплитуд отдельных составляющих сигнала на выходе непрерывной части $y(t)$.

Рассмотрим вначале прямую цепь, связывающую сигналы $e(t)$ и $y(t)$. Предположим, что $e(t)$ – гармонический сигнал частоты ω_n , $e(t) = A_e \sin \omega_n t$ и

найдем амплитуды отдельных составляющих сигнала $y(t)$. Это достаточно просто. Действительно, известно, что если $e(t) = A_o \sin \omega_n T$, то

$$e^*(t) = \frac{A}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sin(\omega + \omega_o m) t$$

т.е. на выходе ИИЭ возникает счетное множество составляющих, частоты которых известны, а амплитуды одинаковы. В силу линейности непрерывной части прохождение каждой составляющей через звено с передаточной функцией $W_s(p) \cdot W_o(p)$ может рассматриваться отдельно и для каждой из частот $\omega_T = \omega_n + \omega_o m, m = 0, \pm 1, \dots$ амплитуда соответствующей составляющей выходного сигнала y определяется как

$$A_y(\omega_T) = \frac{A_o}{T} H(\omega_T)$$

где $H(\omega_T) = |W_s(j\omega_T) \cdot W_o(j\omega_T)|$ – значение АЧХ непрерывной части для данной частоты ω_T . Фазовые соотношения рассматривать не будем и, таким образом, если $e(t) = A_o \sin \omega_n T$, то задача определения амплитуд A_y отдельных составляющих решена. Отметим, что величины $A_y(\omega_T)$ не зависят от начальной фазы сигнала $e(t)$.

В замкнутой системе сигнал $e(t)$ не является гармоническим, он содержит множество составляющих с частотами $\omega_T = \omega_n + \omega_o m, m = 0, \pm 1, \dots$. Однако $e(t)$ – входной сигнал ИИЭ, который осуществляет из него выборку дискрет $e(kT)$, $k = 0, 1, \dots$ и, в соответствии с частотными свойствами линейных импульсных систем, эти дискреты соответствуют гармонической решетчатой функции:

$$e(kT) = A_o \sin(k\omega_n T + \varphi).$$

Таким образом, реакция прямой цепи на реальный сигнал $e(t)$ будет такой же, какой она была бы на гармонический сигнал $e(t) = A_o \sin(\omega_n T + \varphi)$ (при этом, как уже было сказано, на оценку амплитуды начальная фаза не влияет). Амплитуда совпадает с амплитудой дискретной синусоиды (4.3) и она может

быть определена с помощью АФЧХ дискретной системы. Окончательно можно предложить следующую процедуру определения амплитуд отдельных составляющих сигнала $y(t)$ на выходе системы:

1. Найдем Z – передаточную функцию $\Phi(z)$, связывающую помеху с сигналом на входе ИИЭ

$$\Phi(z) = \frac{z\{e(kT)\}}{z\{f(kT)\}} = \frac{1}{1 + z\{W_s(p) \cdot W_o(p)\}} \quad (4.4)$$

2. Найдем соответствующую АФЧХ и выделим АЧХ $A^*(\omega_n)$

АФЧХ: $\Phi(e^{j\omega T}) = \Phi(z)|_{e^{j\omega T}}$

АЧХ: $A^*(\omega_n) = |\Phi(e^{j\omega_n T})| \quad (4.5)$

3. Найдем амплитуду дискретной синусоиды на входе ИИЭ

$$A_o = B \cdot A^*(\omega_n) \quad (4.6)$$

где B – амплитуда, ω_n – частота гармонического сигнала $f(t)$.

4. Определим частоты транспонированных составляющих

$$\omega_T = \omega_n \pm \omega_o m, \quad m = 0, \pm 1, \dots, \omega_o = \frac{2\pi}{T} \quad (4.7)$$

5. Рассчитаем АЧХ непрерывной части системы на основной и транспонированных частотах.

$$H(\omega_T) = |W_s(j\omega_T) \cdot W_o(j\omega_T)| \quad (4.8)$$

6. Определим амплитуды отдельных составляющих на входе системы

$$A_y(\omega_T) = \frac{A_o}{T} H(\omega_T) \quad (4.9)$$

При выполнении 4-6 пунктов нужно задаться несколькими частотами, появление которых наиболее вероятно на выходе системы. Как правило, это наиболее низкие, частоты которые слабее отфильтровываются непрерывной частью

III. ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ, ОБОРУДОВАНИЕ.

1. Персональный компьютер.

IV. ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Структурная схема исследуемой САУ представлена на рис.4.2

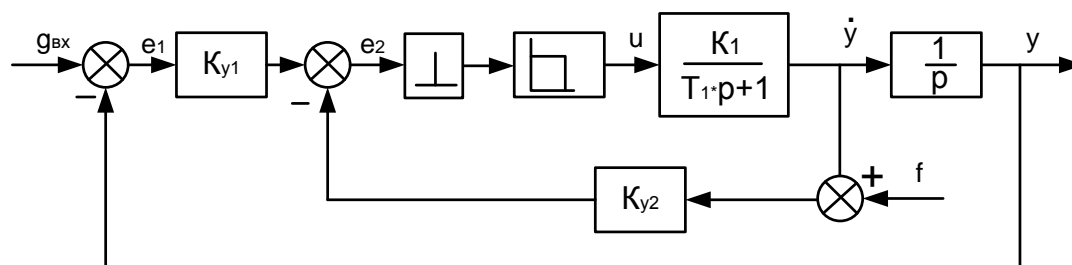


Рис.4.2.

АИЭ осуществляет выборку и фиксацию на периоде квантования,

$$k = 6, T = T_1 = 1c, f(t) = B \sin \omega_n t, \omega_n = 3.3 \cdot 6.28 \frac{1}{c}, B = 10$$

Требуется выявить частоты, для которых соответствующие составляющие на выходе системы будут иметь наибольшие в сравнении с прочими амплитуды (4-6 значений); рассчитать эти амплитуды; оценить влияние предимпульсной фильтрации на помехоустойчивость системы; провести экспериментальное исследование САУ.

V. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

Р а с ч е т н а я ч а с т ь

1. При заданной преподавателем величине ω_n по формуле (4.7) рассчитать спектр частот транспонированных колебаний.

2. Рассчитать при $\omega = \omega_n$ значения АЧХ дискретной системы, рассматривая в качестве входного сигнала помеху $f(t)$, а выходного $e(t)$. Для этого:

- определить передаточную функцию $\Phi_1(z) = \frac{E(z)}{F(z)}$
- найти АФЧХ $\Phi_1(e^{j\omega T})$

в) найти значение $|\Phi_1(e^{j\omega_n T})|$

Расчет производить при значениях k_{y1} и k_{y2} , обеспечивающих протекание в системе переходных процессов конечной длительности (см. лаб. №3).

3. При $B=10$ рассчитать амплитуды основной, транспонированных составляющих на выходе системы, для чего:

а) определить величину A_o

б) рассчитать АЧХ непрерывной части

$$H(\omega_T) = \left| \frac{1 - e^{-T_p}}{p} \right| \cdot \left| \frac{k_1}{p(T_1 p + 1)} \right|_{p=j\omega} = \frac{2 \left| \sin \frac{\omega_T T}{2} \right|}{\omega_T} \left| \frac{k_1}{j\omega_T (jT_1 \omega_T + 1)} \right|$$

в) в соответствии с (4.9) найти величину $A_y(\omega_T)$

4. Выбрать параметр T_Φ непрерывного корректирующего фильтра

$W_\Phi(p) = \frac{1}{T_\Phi p + 1}$, обеспечивающего 10-ти кратное ослабление амплитуды помехи.

$$|W_\Phi(j\omega_n)| = 0.1$$

Моделирование исследуемой системы.

1. Разработать динамическую модель исследуемой системы в среде SIMULINK.

2. Установить значения k_{y1} и k_{y2} соответствующие наличию в системе переходных процессов конечной длительности.

3. Подавая в канал местной обратной связи гармоническую помеху частотой ω_n , определить наибольшее отклонение в колебательном движении выходной величины y . Зарисовать установившиеся процессы в системе.

4. Определить целесообразное место включения и ввести в схему фильтр с передаточной функцией $W_\Phi(p) = \frac{1}{T_\Phi p + 1}$. В отсутствии помехи,

варьируя коэффициенты k_{y1} и k_{y2} подобрать их значения, обеспечивающие устойчивую работу системы и быстрое затухание переходных процессов.

5. Повторить п.4 для системы с введенной предимпульсной фильтрацией. Зарисовать переходный и установившийся процессы в системе. Сделать вывод о целесообразности использования предимпульсной фильтрации для повышения помехоустойчивости системы.

Таблица параметров импульсной системы

<div> <div>Параметр</div> <div>Вариант</div> </div>	T_0	k_1	T_1	f , Гц
41.	1.0	2.5	2.0	3.4
42.	0.8	2.0	1.5	4.2
43.	0.6	5.0	1.0	5.3
44.	0.5	6.0	1.0	6.2
45.	0.25	8.0	0.8	13.2
46.	0.1	9.0	0.5	31.5
47.	0.05	10.0	0.2	68.0
48.	0.04	15.0	0.15	85.0
49.	0.025	20.0	0.05	130.0
50.	0.02	25.0	0.04	167.5
51.	0.01	30.0	0.03	330.0
52.	1.0	25.0	1.5	3.45
53.	0.8	20.0	1.0	4.5
54.	0.6	15.0	1.0	5.5
55.	0.5	10.0	0.8	6.3
56.	0.25	5.0	0.5	13.6
57.	0.1	4.0	0.2	33.0
58.	0.05	50.0	0.15	67.0
59.	0.04	30.0	0.05	88.0
60.	0.025	25.0	0.04	128.0

VI. ОФОРМЛЕНИЕ ОТЧЕТА

Отчет должен содержать расчет амплитуд транспонированных составляющих на выходе системы, а также результаты моделирования САУ без предимпульсной фильтрации и с ней и выводы по проделанной работе.

VII. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое транспонированные составляющие?
2. В чем состоят возможные последствия эффекта транспонирования частот в дискретной САУ?
3. В чем удобство работы с коэффициентами k_{y1} и k_{y2} , обеспечивающими в системе процессы конечной деятельности?

VIII. БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основная литература

1. Рабинович Л.В. Динамика систем приводов: Уч. пособие - М.:БИБЛИО-ГЛОБУС, 2016. 266с.:ил.
2. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 1: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2012. 123с.
3. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 2: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2014. 152с.
4. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Сборник методических указаний к лабораторным работам по курсу: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2018. 125с.
5. Макаров Н.Н. Анализ и синтез систем автоматического управления с использованием системы MatLab/Н.Н.Макаров, С.В. Феофилов. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. – 68с.
6. Макаров Н.Н., Семашкин В.Е. Численные методы в анализе и синтезе систем автоматического управления: учеб. Пособие. Тула: Изд-во ТулГУ, 2014. – 121с.

Дополнительная литература

1. Математические основы теории автоматического регулирования: учеб. пособие для втузов / В.А. Иванов, В.С. Медведев, Б.К. Чемоданов, А.С. Ющенко. – М.: Высшая школа, 1977. Т. 1 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 366 с. Т. 2 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 454 с.

2. Стрейц, В. Метод пространства состояний в теории дискретных линейных систем автоматического управления / В. Стрейц; пер. с англ. Э.Д. Аведьяна; под ред. Я.З. Цыпкина. – М.: Наука: Гл. ред. физматлит, 1985. – 296 с.

3. Основы расчета и проектирования мехатронных модулей систем наведения и стабилизации/ О.В. Горячев, В.И. Жемеров, А.П. Панков, В.С. Фимушкин. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010.233с.

4. Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т.5, Методы современной теории автоматического управления/К.А. Пупков [и др.];под ред.К.А. Пупкова, Н.Д. Егупова : учебник для вузов:в 5 т. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : МГТУ им.Баумана, 2004 .— 784с.

5. Пупков К.А. Методы робастного,нейро-нечеткого и адаптивного управления : учебник для вузов / К.А. Пупков [и др.];под ред.Н.Д.Егупова .— 2-е изд., стер. — М. : Изд-во МГТУ им.Н.Э. Баумана, 2002 .— 744с. : ил.

Лабораторная работа № 5

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЫ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ КОРРЕКТИРУЮЩИМ УСТРОЙСТВОМ

I. ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ РАБОТЫ

Анализ характеристик дискретных систем с последовательными корректирующими устройствами (ПКУ). Приобретение практических навыков моделирования дискретных ПКУ с применением аппарата z-передаточных функций и разностных уравнений.

II. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ.

2.1. Расчет переходного процесса в импульсной системе с последовательным корректирующим устройством

Рассмотрим расчет переходных процессов в импульсной системе с последовательным корректирующим устройством, представленным Z-передаточной функций.

Структурная схема замкнутой системы управления с объектом представлена на рис.6.1.

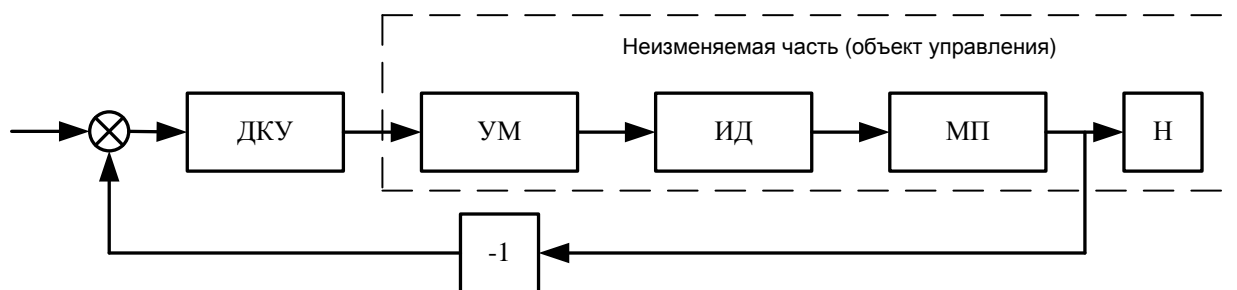


Рис.6.1.

Принятые сокращения: ИД- исполнительный двигатель, МП- механическая передача (редуктор), УМ- усилитель мощности с коэффициентом передач равным единице и ограничением по выходной величине $\pm 27\text{В}$, ДКУ – дискретное корректирующее устройство, Н – инерционная нагрузка (приведена к валу двигателя).

Предположим, что объектом управления в представленной системе является силовая часть электрического следящего привода постоянного тока, математическая модель которого может быть представлена структурной схемой (рис.6.2.).

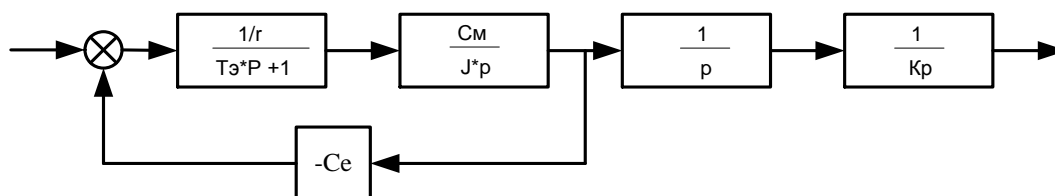


Рис.6.2.

Параметры ИД и механической передачи (МП) имеют следующие численные значения: $r=0.111 \text{ Ом}$, $C_e=C_m=0.056$, $K_p=300$, $J=0.0003$.

Далее предположим, что исходя из требований, предъявляемых к точности, выбран коэффициент усиления сигнала ошибки равный 4000.

На рис.6.3. представлены амплитудно-фазовые псевдочастотные характеристики разомкнутого контура с заданными параметрами силовой части и коэффициента усиления.

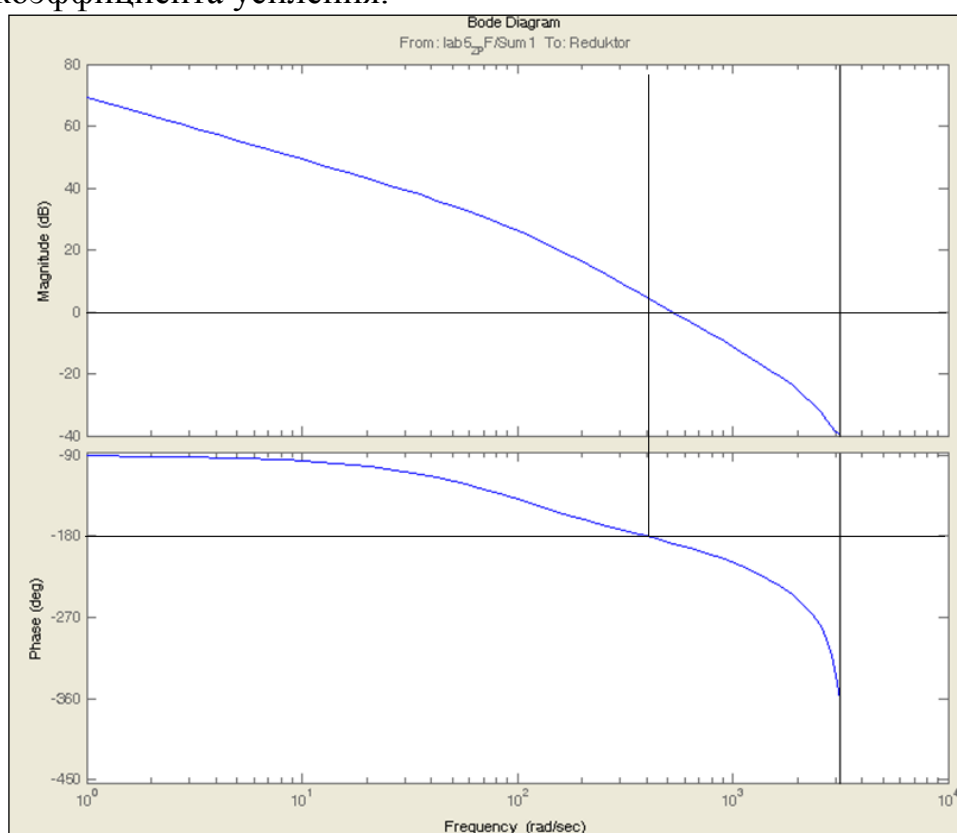


Рис.6.3.

Как видно из рис.6.3, замкнутый контур системы с заданными параметрами является неустойчивым.

Далее предположим, что в результате синтеза частотными методами, например, с помощью логарифмических псевдочастотных характеристик, получена передаточная функция последовательного корректирующего устройства (ПКУ):

$$W(z) = \frac{2.667z - 2.383}{z + 0.6165} . \quad (6.1)$$

Установленный такт квантования 0.001 с.

Амплитудно-фазовые псевдочастотные характеристики замкнутого контура с заданными параметрами силовой части и корректирующего звена представлены на рис.6.4.

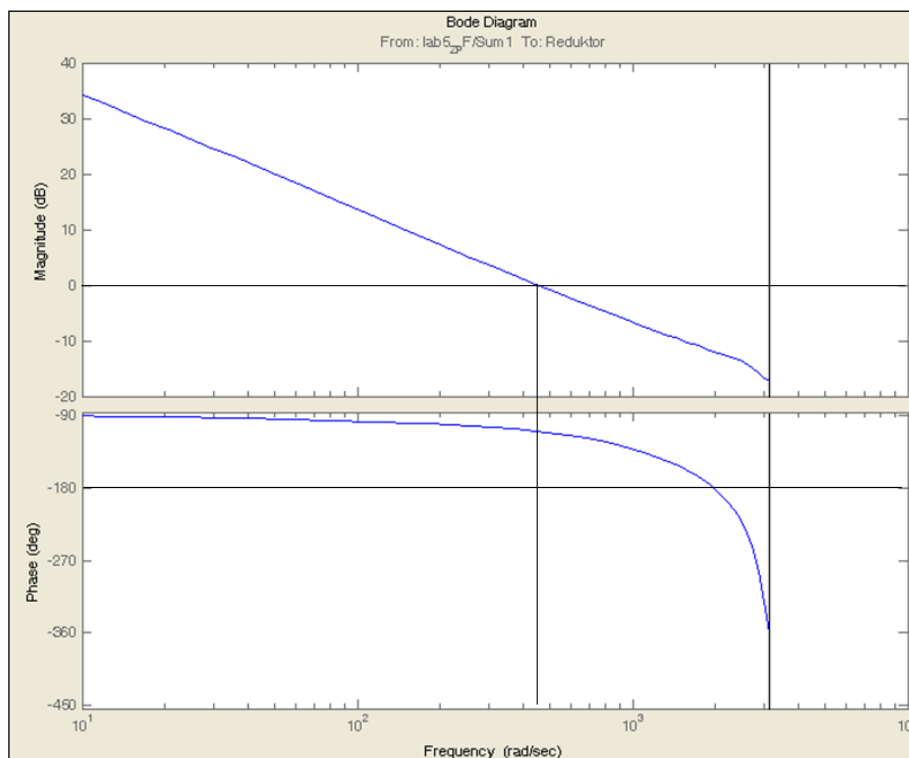


Рис.6.4

Рассмотрим следующие варианты расчета характеристик динамической системы с указанным корректирующим устройством:

- непосредственным включением в канал ошибки z-передаточной функции последовательного корректирующего устройства (Diskrete Transfer Fcn);
- включением в канал ошибки модуля Diskrete State-Space, реализующего эквивалентную систему конечно-разностных уравнений;
- реализация эквивалентной системы конечно-разностных уравнений m-функциями.

С целью организации вычислительной процедуры предлагается следующая структура программного обеспечения, представленная на рис.6.6.

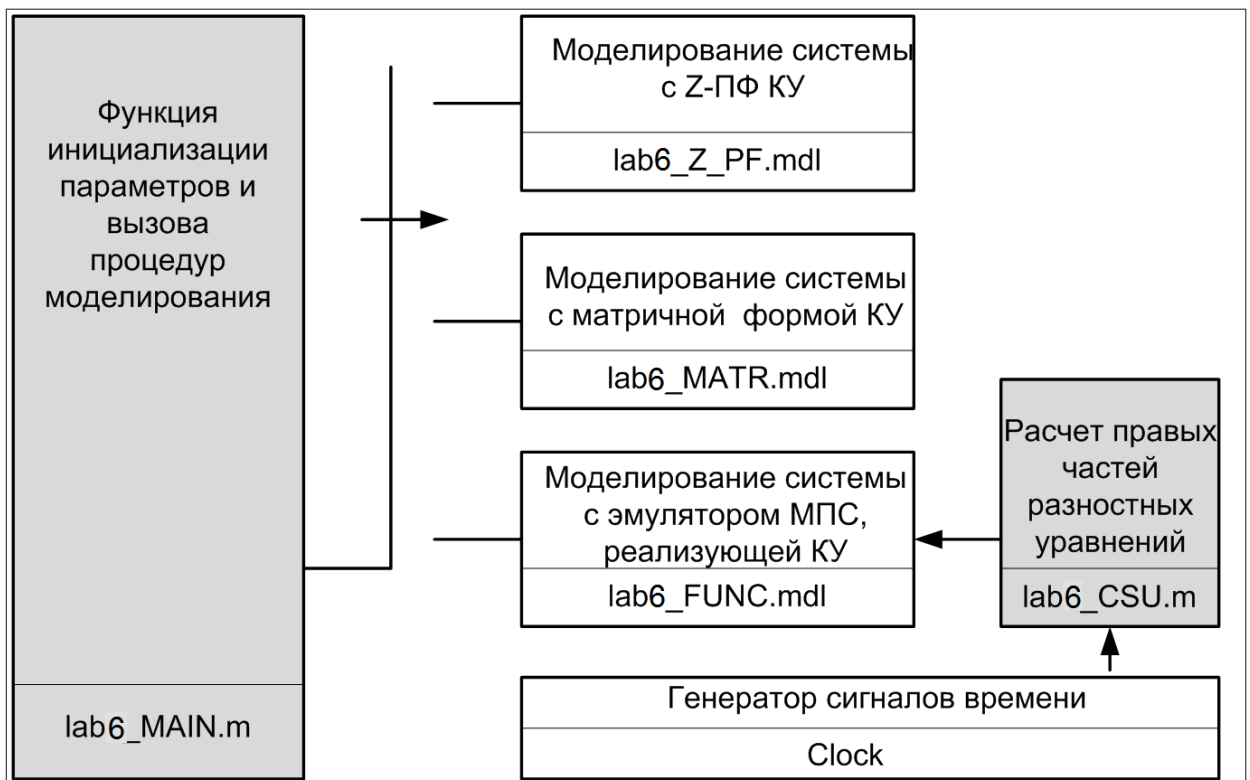


Рис.6.5

Текст Script-файла - вызывающей функции приведен на рис.6.6.

```

% лабораторная работа 6
% реализация корректирующего устройства
% варианты:
% - Z-передаточная функция
% - разностные уравнения встроенными средствами MatLab
% - рекуррентные уравнения, реализуемые пользовательской функцией
%
global x0;
global tau;
global t0;
global a b c d;

x0 = 0;
tau = 0.001;
t0 = 0;
a = [ - 0.6165];
b = [ 1 ];
c = [ -4.0272055 ];
d = [ 2.667 ];

m = 3;
switch m
case { 1 }
    open lab5_Z_PF;
case { 2 }
    open lab5_MATR;
case { 3 }
    open lab5_FUNC;
otherwise
end
  
```

Рис.6.6.

2.2. Включение в канал ошибки Z-передаточной функции КУ

Simulink модель исследуемой системы с последовательным корректирующим устройством (модель lab5_Z_PF.mdl) представлена на рис.6.7.

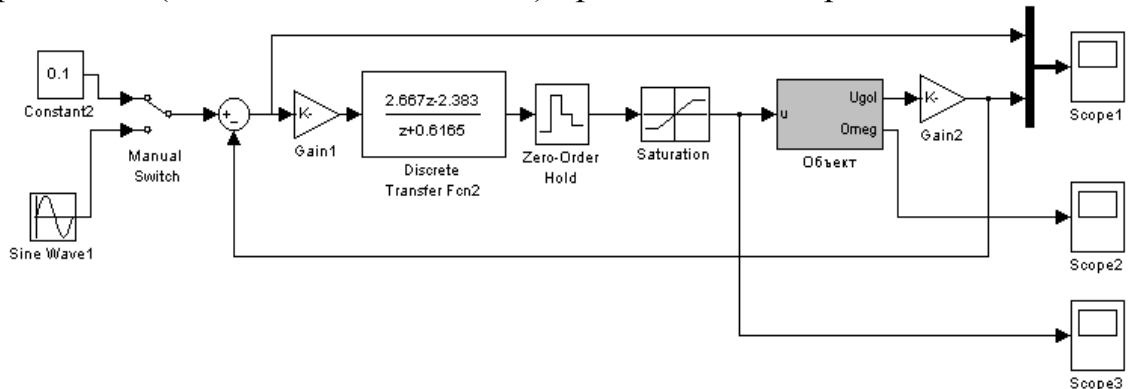


Рис.6.7.

Звено Gain1 на рис 6.7. соответствует введенному коэффициенту передачи в контур управления (10000). Звено Gain2 на рис 6.7. соответствует коэффициенту передачи редуктора (1/300).

Параметры модуля Diskrete Transfer Fcn и параметры моделирования (время расчета переходного процесса, метод интегрирования и ошибка) представлены на рис. 6.8 и 6.9 соответственно.

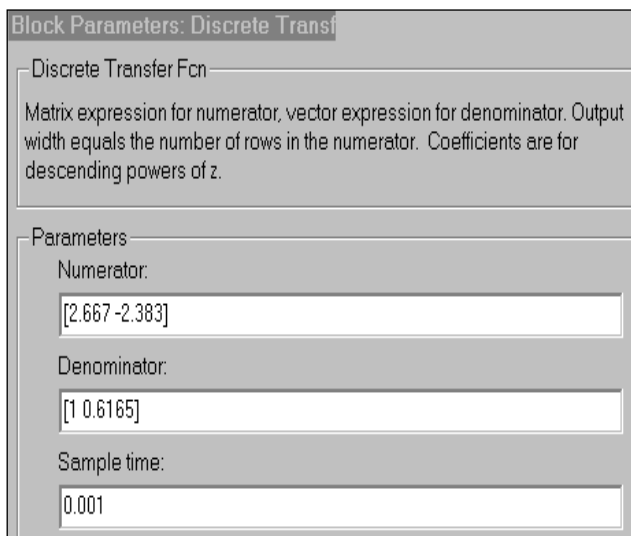


Рис.6.8.

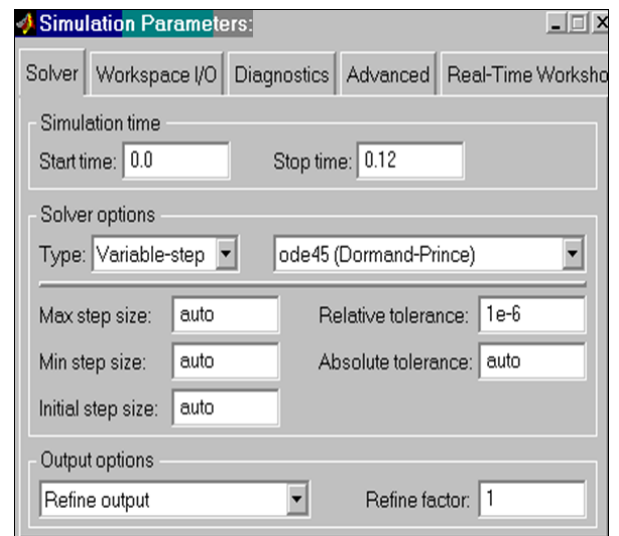


Рис. 6.9.

Модель объекта управления рассматриваемой импульсной системы имеет вид, представленный на рис.6.10.

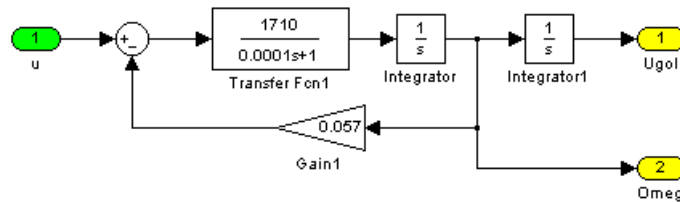


Рис.6.10.

Расчетные переходные процессы по регулируемой координате и по ошибке управления представлены на рис.6.11.

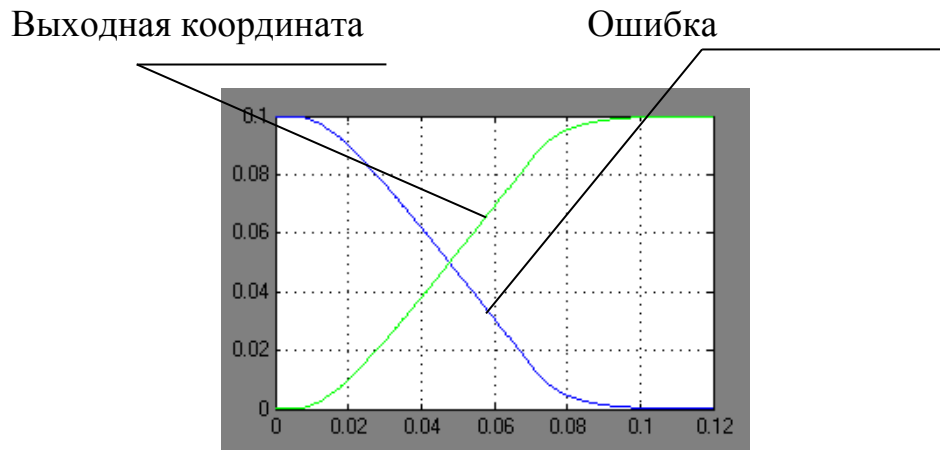


Рис.6.11.

Модуль Score1 используется для отображения выходной координаты системы и ошибки по управлению. Модуль Score2 используется для отображения скорости изменения выходной координаты. Модуль Score3 используется для отображения управляющего напряжения.

2.3. Представление КУ системой разностных уравнений с использованием стандартного модуля Simulink

С целью реализации последовательного корректирующего устройства, представленного Z-передаточной функцией (6.1), системой разностных уравнений (СКУ) необходимо предварительно осуществить переход от z-передаточной функции к СКУ. Выполним указанное преобразование с помощью метода прямого программирования, описанного во втором. Представим исходную z-передаточную функцию (6.1) в виде последовательного соединения звеньев:

$$W(z) = \frac{2.667 - 2.383z^{-1}}{1 + 0.6165z^{-1}} = \frac{1}{1 + 0.6165z^{-1}} * (2.667 - 2.383z^{-1}). \quad (6.2)$$

Схема моделирования Z-передаточной функции (6.2), построенная в соответствии с методом прямого программирования, представлена на рис.6.12.

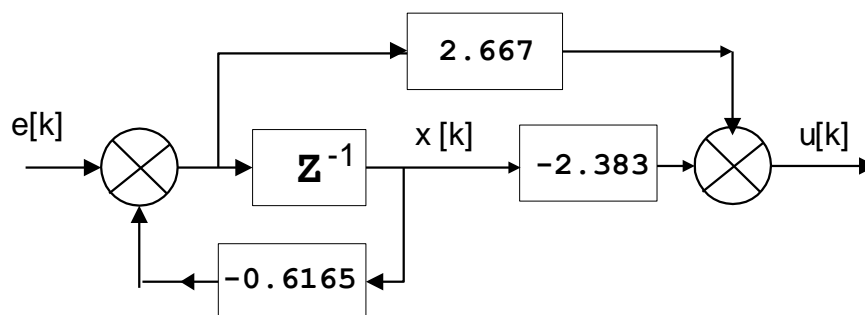


Рис.6.12.

Конечно-разностное уравнение, соответствующее приведенной схеме моделирования (рис.6.6), имеет вид

$$\begin{aligned} x[k+1] &= a * x[k] + b * e[k]; \\ u[k] &= c * x[k] + d * e[k], \end{aligned} \quad (6.3)$$

где $a = -0.6165$; $b = 1$; $c = -4.0272055$; $d = 2.667$.

Simulink-модель (lab6_MATR.mdl) исследуемой системы с последовательным корректирующим устройством, реализованным стандартным модулем Diskrete State-Space, представлена на рис.6.13.

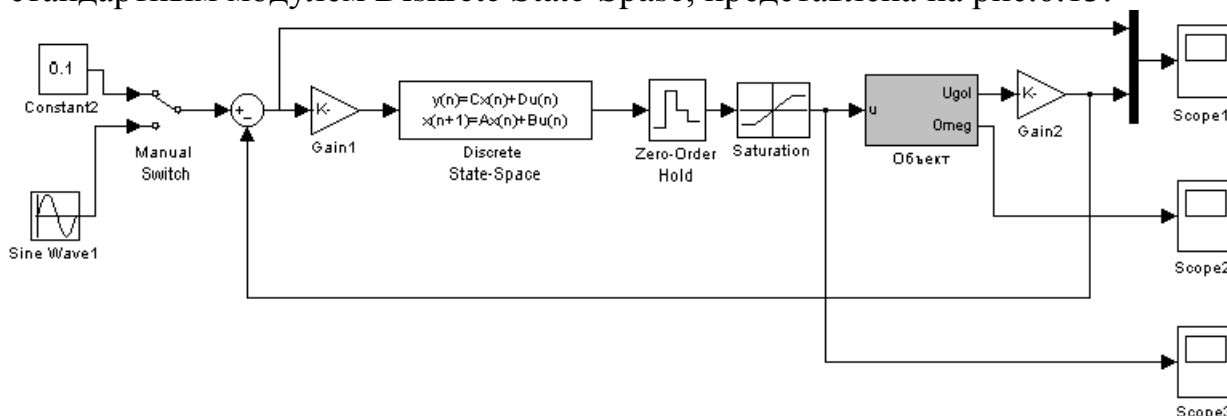


Рис.6.13.

Параметры модуля Diskrete State-Space и расчетный переходный процесс представлены на рис.6.14 и 6.15 соответственно.

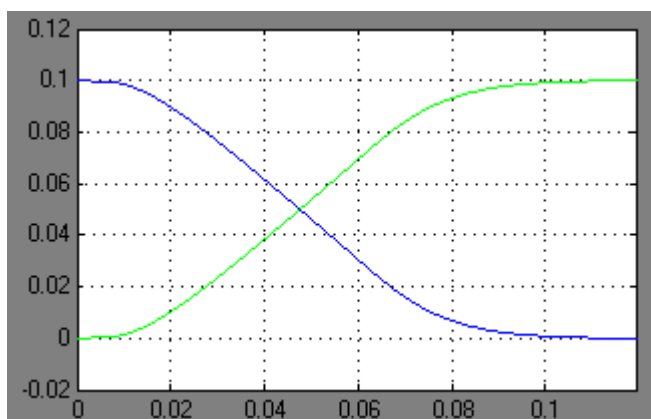
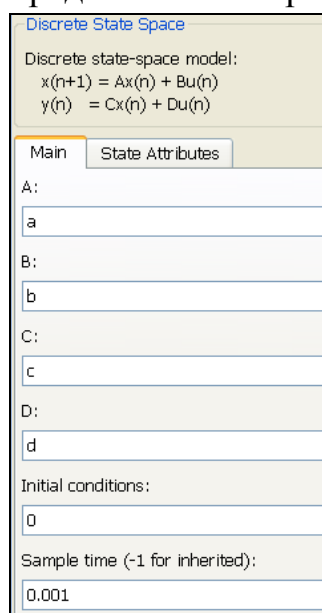


Рис.6.15

Рис.6.14

Параметры интегрирования аналогичны рассмотренному выше примеру моделирования (пункт 6.1.1).

2.4. Представление КУ системой разностных уравнений с использованием m-функций

Рассмотрим вариант реализации представления последовательного корректирующего устройства системой разностных уравнений, для моделирования которых используются нестандартные m-функции.

Разностное уравнение, реализующее последовательное корректирующее устройство, соответствует полученному ранее (6.3). Разрабатываемая m-функция должна реализовывать расчет управляющего воздействия в соответствии с указанным уравнением в моменты времени, определяемые заданным тактом квантования.

Схема Simulink-модели (lab6_FUNC.mdl) исследуемой системы для рассматриваемого случая представлена на рис.6.16.

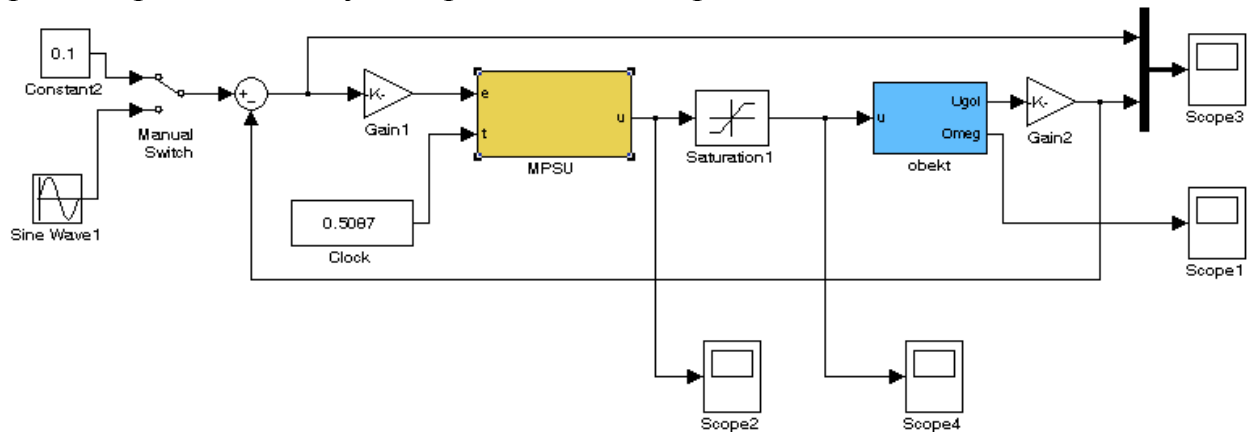


Рис.6.16.

Модуль МПСУ (микропроцессорная система управления), развернутая схема которого представлена на рис.6.17, реализует обращение к MATLAB Function с именем CSU. Формирование обращения к MATLAB Function lab5_CSU и ее листинг представлены на рис.6.18 и 6.19 соответственно.

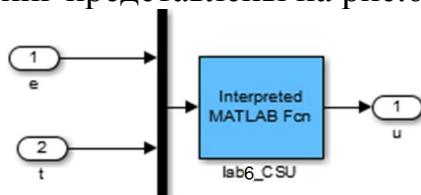


Рис.6.17.

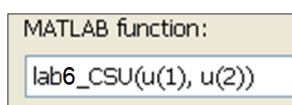


Рис.6.18

```
function upr = lab6_CSU (e, t);
global x0;
global tau;
global t0;
global upr0;
if t >= t0
    x1 = e - x0*0.6165;
    upr0=2.667*e-4.0272055*x0;
    x0 = x1;
    t0 = t0 + tau;
end;
upr = upr0;
```

Расчетные переходные процессы по регулируемой координате и по ошибке управления соответствуют процессам, представленным на рис. 6.16. Расчет переходного процесса целесообразно в рассматриваемом случае вести с постоянным шагом интегрирования. В нашем случае для решения использовался метод интегрирования ode1 (Euler) с шагом 0.00001 (см. рис.6.9).

III. ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ, ОБОРУДОВАНИЕ.

1. Персональный компьютер.

IV. ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Отработка методики построения моделей дискретной системы с ПКУ в среде SimuLink.

VI. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Сформировать модель дискретной замкнутой системы без КУ в среде SimuLink с заданной неизменяемой частью.
2. Провести анализ характеристик замкнутой системы без КУ для случая линейной системы (нет звена ограничения по амплитуде) и при наличии ограничения сигнала на выходе усилителя. Сделать соответствующие выводы.
3. Сформировать модель дискретной системы в среде SimuLink, соответствующую п.6.1.
4. Выполнить настройку параметров модели.
5. Провести анализ характеристик.
6. Сформировать модель дискретной системы в среде SimuLink, соответствующую п.6.2.
7. Выполнить настройку параметров модели.
8. Провести анализ характеристик.
9. Сформировать модель дискретной системы в среде SimuLink, соответствующую п.6.3.
10. Выполнить настройку параметров модели.
11. Провести анализ характеристик.

VI. ОФОРМЛЕНИЕ ОТЧЕТА

Отчет должен содержать схемы моделирования дискретных систем, соответствующих п.п.1-9, расчетные переходные процессы, описание звеньев (процедур), реализующих КУ.

VIII.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие инструментальные средства предоставляет среда SimuLink для моделирования дискретных корректирующих устройств?
2. В чем отличие глобальной переменной от локальной переменной?
3. Каким образом могут быть заданы параметры дискретного ПКУ в случае реализации его с помощью m.-функции?

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основная литература

1. Рабинович Л.В. Динамика систем приводов: Уч. пособие - М.:БИБЛИО-ГЛОБУС, 2016. 266с.:ил.
2. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 1: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2012. 123с.
3. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 2: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2014. 152с.
4. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Сборник методических указаний к лабораторным работам по курсу: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2018. 125с.
5. Макаров Н.Н. Анализ и синтез систем автоматического управления с использованием системы MatLab/Н.Н.Макаров, С.В. Феофилов. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. – 68с.
6. Макаров Н.Н., Семашкин В.Е. Численные методы в анализе и синтезе систем автоматического управления: учеб. Пособие. Тула: Изд-во ТулГУ, 2014. – 121с.

Дополнительная литература

1. Математические основы теории автоматического регулирования: учеб. пособие для втузов / В.А. Иванов, В.С. Медведев, Б.К. Чемоданов, А.С. Ющенко. – М.: Высшая школа, 1977. Т. 1 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 366 с. Т. 2 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 454 с.

2. Стрейц, В. Метод пространства состояний в теории дискретных линейных систем автоматического управления / В. Стрейц; пер. с англ. Э.Д. Аведьяна; под ред. Я.З. Цыпкина. – М.: Наука: Гл. ред. физматлит, 1985. – 296 с.

3. Основы расчета и проектирования мехатронных модулей систем наведения и стабилизации/ О.В. Горячев, В.И. Жемеров, А.П. Панков, В.С. Фимушкин. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010.233с.

4. Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т.5, Методы современной теории автоматического управления/К.А. Пупков [и др.];под ред.К.А. Пупкова, Н.Д. Егупова : учебник для вузов:в 5 т. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : МГТУ им.Баумана, 2004 .— 784с.

5. Пупков К.А. Методы робастного,нейро-нечеткого и адаптивного управления : учебник для вузов / К.А. Пупков [и др.];под ред.Н.Д.Егупова .— 2-е изд., стер. — М. : Изд-во МГТУ им.Н.Э. Баумана, 2002 .— 744с. : ил.

Лабораторная работа №6

ПОСТРОЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДИСКРЕТНОЙ СИСТЕМЫ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

I. ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ РАБОТЫ

Изучение особенностей построения математической модели цифровой системы, описывающей ее поведение в дискретные моменты времени; построение модели разомкнутой системы; построение модели замкнутой системы.

II. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

2.1. Представление уравнений динамического объекта в матричной форме записи

Рассмотрим методику составления разностных уравнений импульсных систем на примере многомерной САУ. Уравнения для систем с одним выходом и одним входом являются частным случаем.

Итак, допустим, мы имеем многомерную синхронную, синфазную импульсную систему (рис.7.1).

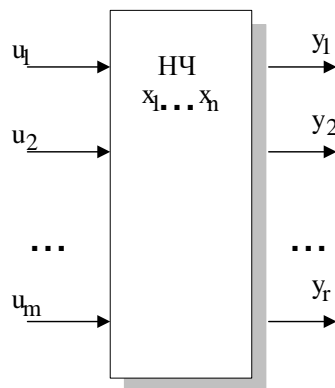


Рис.7.1.

Импульсные элементы в этой схеме имеют одинаковые частоты квантования и работают синфазно.

Пусть непрерывная часть системы описывается системой дифференциальных уравнений, которая в матричной форме записи имеет следующий вид:

$$\dot{x}(t) = A^H x(t) + B^H u(t) \quad (7.1)$$

$$y(t) = C^H x(t) + D^H u(t) \quad (7.2)$$

где:

$x=(x_1,x_2,...x_n)$ - n - мерный вектор переменных состояния;

$u=(u_1,u_2,...u_m)$ - m - мерный вектор входных воздействий;

$y=(y_1,y_2,...y_r)$ - r - мерный вектор выходных переменных.

Матрицы A^H, B^H, C^H, D^H имеют следующие размерности: A^H -($n \times n$)- матрица; B^H -($n \times m$)- матрица; C^H -($r \times n$)- матрица; D^H -($r \times m$)- матрица.

Графически, уравнениям (7.1), (7.2) соответствует структурная схема, представленная на рис.7.2.

Двойные стрелки указывают на то, что устанавливаемые ими связи относятся к векторным величинам.

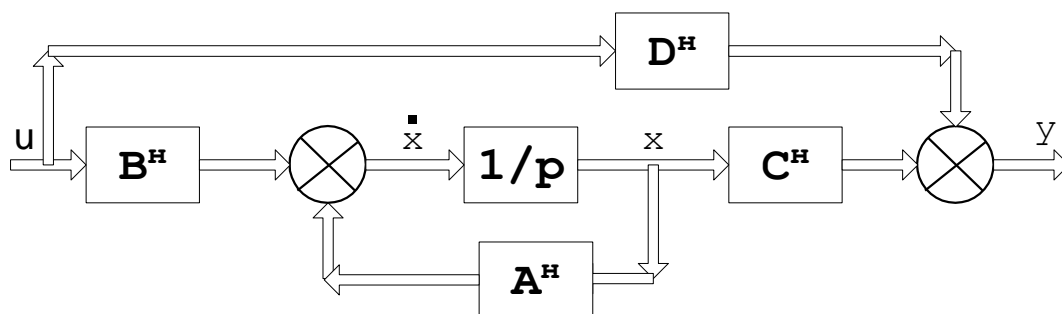


Рис.7.2.

На рис.7.2. приняты следующие обозначения:

- A^H - основная или собственная матрица системы. Она определяет устойчивость и, соответственно, характер свободных движений системы;

- B^H - матрица формирования управления, она определяет передаточные свойства системы и характеристики вынужденного движения;

- C^H - матрица, устанавливает связь между выходными переменными и переменными состояния;

- D^H - устанавливает непосредственную зависимость выходных координат системы от входных переменных (так называемая матрица обхода);

- $1/p$ – оператор интегрирования;

- x – вектор состояния системы;

- u – вектор управления;

- y – вектор выхода.

Далее, допустим, мы имеем многомерную синхронную, синфазную импульсную систему (рис.7.3).

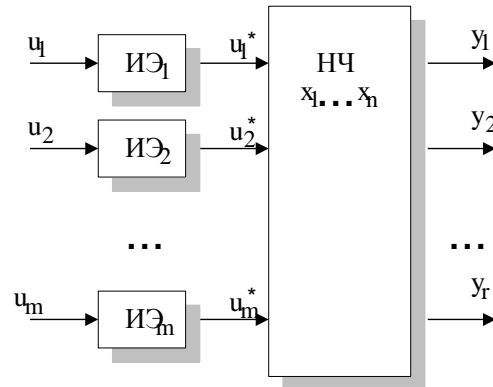


Рис.7.3.

Импульсные элементы в этой схеме имеют одинаковые частоты квантования и работают синфазно. Рассмотрим методики составления разностных уравнений импульсных систем на примере многомерной САУ:

$$\begin{aligned} x[kT] &= A x[kT] + Bu[kT]; \\ y[kT] &= Cx[kT] + Du[kT]. \end{aligned} \quad (7.3)$$

Рассмотрим переход от системы дифференциальных к системе разностных уравнений, описывающих динамику непрерывного объекта в дискретные моменты времени.

Решение однородной системы дифференциальных уравнений:

$$\dot{x}(t) = A_n x(t) \quad (7.4)$$

с начальными условиями: $x|_{t=t_0} = x_0$.

Общее решение системы имеет вид:

$$x(t) = e^{A_n t} C_0,$$

где $e^{A_n t}$ - экспоненциальная матрица (nхn), C_0 - матрица - столбец, определяемая начальными условиями: $x(t_0)=x_0=e^{A_n t_0} C_0$, тогда:

$$C_0 = e^{-A_n t_0} x_0 \text{ и } x(t) = e^{A_n (t-t_0)} x(t_0).$$

где:

$e^{A_n t}$ - экспоненциальная матрица (nхn).

Матрица:

$$A(t, t_0) = e^{A_n(t-t_0)}, \quad (7.5)$$

определяющая решение однородного дифференциального уравнения (10.3), называется **переходной матрицей состояния** (матрицей перехода) ($t \leftarrow t_0$).

Теперь рассмотрим неоднородное уравнение:

$$\dot{x}(t) = A_n x(t) + B_n u(t). \quad (7.6)$$

Обозначим

$$A(t, t_0) = e^{A_n(t-t_0)} = A(t-t_0).$$

Будем искать решение неоднородного уравнения (7.6) в виде:

$$x(t) = e^{A_n(t-t_0)} C_1(t) = A(t-t_0) C_1(t). \quad (7.7).$$

Дифференцируя (10.6) по t , получим:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \dot{A}(t-t_0) C_1(t) + A(t-t_0) \dot{C}_1(t) = \\ &= A_n e^{A_n(t-t_0)} C_1(t) + A(t-t_0) \dot{C}_1(t) = \\ &= A_n x(t) + A(t-t_0) \dot{C}_1(t). \end{aligned}$$

Сравнивая полученное уравнение и (7.6), получим:

$$A(t-t_0) \dot{C}_1(t) = B_n u(t).$$

Отсюда:

$$C_1(t) = \int_{t_0}^t A^{-1}(\tau - t_0) B_n u(\tau) d\tau + C_2.$$

Учитывая, что

$$x(t) = A(t-t_0) C_1(t) = A(t-t_0) C_2 + A(t-t_0) \int_{t_0}^t A^{-1}(\tau - t_0) B_n u(\tau) d\tau,$$

Далее, в соответствии со свойством переходной матрицы

$A(t_1, t_2) = A^{-1}(t_2, t_1)$, можно записать:

$$A^{-1}(\tau - t_0) = A(t_0 - \tau) = e^{A_n(t_0 - \tau)}.$$

найдем произведение:

$$\begin{aligned}
& A(t-t_0) \int_{t_0}^t A^{-1}(\tau-t_0) B_{\text{н}} u(\tau) d\tau = \\
& = \int_{t_0}^t A(t-t_0) A(t_0-\tau) B_{\text{н}} u(\tau) d\tau = \\
& = \int_{t_0}^t e^{A_{\text{н}}(t-t_0)} e^{A_{\text{н}}(t_0-\tau)} B_{\text{н}} u(\tau) d\tau = \int_{t_0}^t e^{A_{\text{н}}(t-\tau)} B_{\text{н}} u(\tau) d\tau
\end{aligned}$$

Таким образом, решение уравнения (10.5) можно записать в виде:

$$x(t) = A(t-t_0)C_2 + \int_{t_0}^t A(t-\tau)B_{\text{н}}u(\tau)d\tau.$$

Матрицу- столбец C_2 найдем, используя начальные условия:

$$x(t_0) = C_2.$$

Окончательно получим:

$$x(t) = A(t-t_0)x(t_0) + \int_{t_0}^t A(t-\tau)B_{\text{н}}u(\tau)d\tau.$$

Предположим, что в качестве формирующего звена используется экстраполятор нулевого порядка. Тогда в течение каждого из интервалов квантования: $kT \leq t < (k+1)T, k = 0, 1, \dots$ на вход непрерывной части поступает постоянный сигнал $u(t) = \text{const} = u[kT]$. Полагая известными значениями x при $t_0 = kT$, найдем их значения при $t = (k+1)T$. Подставив соответствующие значения в решение системы дифференциальных уравнений, получим:

$$x[(k+1)T] = A(T)x[kT] + \int_0^T A(T-\tau)dB_{\text{н}}u[kT].$$

Окончательно уравнение состояния для дискретных моментов времени определится в виде:

$$x[(k+1)T] = A(T)x[kT] + B(T)u[kT], \quad (7.8)$$

где

$$B(T) = \int_0^T A(T-\tau)B_{\text{н}}d\tau.$$

Дополняя уравнение (7.8) дискретным аналогом зависимости (7.2), получим окончательную систему разностных уравнений в виде:

$$x[(k+1)T] = A(T)x[kT] + B(T)u[kT], \quad (7.9)$$

$$y[kT] = Cx[kT] + Du[kT]. \quad (7.10)$$

где A - собственная матрица импульсной системы - $A = e^{A_n T}$;
 B - матрица входа:

$$B = \int_0^T e^{A_n(T-\tau)} d\tau B_n = A_n^{-1} (e^{A_n T} - E) B_n ; \quad (7.11)$$

$$\begin{aligned} B &= \int_0^T e^{A_n(T-\tau)} d\tau B_n = -\frac{1}{A_n} e^{A_n(T-\tau)} \Big|_0^T B_n = \\ &= -A_n^{-1} (E - e^{A_n T}) B_n = A_n^{-1} (e^{A_n T} - E) B_n \end{aligned}$$

E - единичная матрица соответствующей размерности . Матрицы C и D при переходе от уравнения (7.2) к (7.10) не изменяются, т.е. $C=C_n$ и $D=D_n$.

Таким образом, получена система разностных уравнений, описывающая состояние непрерывного объекта в дискретные моменты времени.

II.2. Численно-аналитический метод определения параметров дискретной модели объекта управления

Численно-аналитический метод определения матриц системы разностных уравнений, описывающей поведение объекта в дискретные моменты времени, предполагает известной аналоговую математическую модель объекта управления, описывающую ее поведение в непрерывном времени.

И так, предположим, что нам известна система дифференциальных уравнений, описывающая поведение объекта в непрерывном времени:

$$\dot{x}(t) = A_n x(t) + B_n u(t)$$

Требуется по известным параметрам модели (матрицам A_n и B_n) определить параметры дискретной модели (матрицы A и B):

$$x[(k+1)T] = A(T)x[kT] + B(T)u[kT],$$

Задача решается в два этапа.

1 Этап.

Определение матрицы $A(T)$.

Положим $u[kT] = 0$, и рассмотрим решение однородной системы КРУ на первом такте квантования:

$$x[T] = A(T) \cdot x[0] .$$

Возьмём вектор начальных условий в следующем виде:

$$x^I [0] = (x_{I0} \ 0 \ \dots \ 0)^T.$$

Подставим $x^I [0]$ в исходное уравнение, получим:

$$x^I [T] = \begin{pmatrix} a_{11} & \dots & a_{1n} \\ \vdots & & \vdots \\ a_{n1} & \dots & a_{nn} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_{10} \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} \\ \vdots \\ a_{n1} \end{pmatrix} \cdot x_{10},$$

откуда, после преобразования будем иметь:

$$(a_{11} \ a_{21} \ \dots \ a_{n1})^T = \left(\frac{x_1^1(T)}{x_{10}} \ \frac{x_2^1(T)}{x_{10}} \ \dots \ \frac{x_n^1(T)}{x_{10}} \right)^T. \quad (7.12)$$

Таким образом, зная значение вектора состояния объекта управления на первом такте квантования можно определить первый столбец искомой переходной матрицы.

А как определить значения вектора состояния объекта управления? Для решения этой задачи можно воспользоваться математической моделью объекта (рис.7.4). Задавая требуемые начальные значения вектора состояния $x(0)$ и вектора управления, определяют решение по истечении времени $t=T$. Полученное решение и используется для определения соответствующего столбца переходной матрицы.

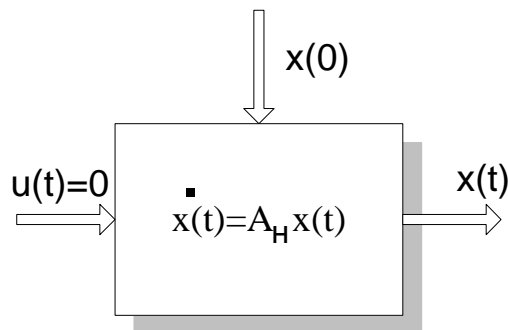


Рис.7.4.

В общем случае, для вектора начальных условий с нулевой координатой получим:

$$(a_{1j} \ a_{2j} \ \dots \ a_{nj})^T = \left(\frac{x_1^j(T)}{x_j(0)} \ \dots \ \frac{x_n^j(T)}{x_j(0)} \right)^T, \ j = \overline{1, n}. \quad (7.13)$$

Таким образом, поскольку $A(T)$ есть матрица значений функций веса объекта от j – ого входа к i – ому выходу для $i, j = 1, 2, \dots, n$ в момент времени T , то методика определения состоит в следующем :

1. Составляется модель объекта;

2. Устанавливаются начальные условия только по j – ой координате - x_{j0} , остальные координаты устанавливаются нулевыми.
3. Запускается модель на время $t = T$;
4. Определяются значения всех выходных координат вектора состояния $x(T)$ и определяется j – ый столбец матрицы $A(T)$ делением полученных значений выходных координат на величину начального условия по j – ой координате.

Прделав эти операции для различных $j = 1, 2, \dots, n$ получим полный набор функций веса матрицы $A(T)$.

2.Этап.

Теперь определим матрицу $B(T)$. при этом вектор начальных условий $x(0)$ положим равным нулю, тогда из основного уравнения получим :

$$x[T] = B(T) \cdot u[0] .$$

Производя преобразования аналогичные предыдущим, получим:

$$(b_{1j} \quad b_{2j} \quad \dots \quad b_{nj})^T = \left(\frac{x_1^j(T)}{u_j(0)} \quad \dots \quad \frac{x_n^j(T)}{u_j(0)} \right)^T, \quad j = \overline{1, m}. \quad (7.14)$$

m -размерность вектора управления.

Процесс моделирования состояния системы в этом случае отображается следующей схемой (рис.7.5).

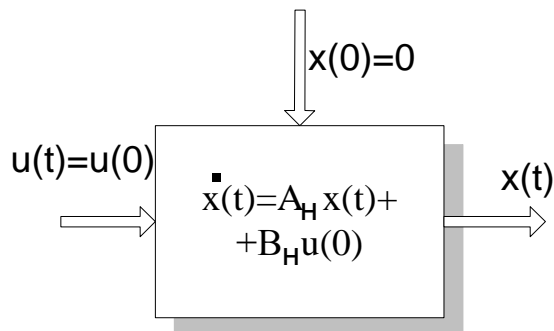


Рис.7.5.

Таким образом, для определения элементов матрицы $B(T)$, необходимо :

1. На j – ый вход модели подать постоянный управляющий сигнал $u_j[0]$;
2. Запустить модель на время $t = T$;
3. Замерить значения всех выходных координат и по последней формуле вычислить элементы j – ого столбца матрицы.

Проделав эти операции для $j = 1, 2, \dots, m$, получим все элементы матрицы $B(T)$.

Рассмотренный вариант определения матриц особенно выгодно применить в тех случаях, когда точно не определена величина периода дискретности T . В этом случае, записав функции веса и переходные функции объекта для достаточно большого интервала времени, можно определить набор матриц СКРУ для различных периодов дискретности.

V. ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ, ОБОРУДОВАНИЕ.

1. Силовая система электрического следящего привода постоянного тока.
2. Персональный компьютер.

VI. ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Структурная схема исследуемой САУ представлена на рис.7.7.

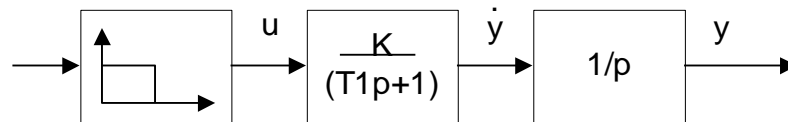


Рис.7.6.

АИЭ осуществляет выборку и фиксацию управляющего сигнала на периоде квантования.

Требуется построить разностную матричную математическую модель силовой системы привода, структурная схема которой представлена на рис. 7.7.

VII. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1.1. Расчет переходной матрицы и матрицы управления дискретной модели непрерывного объекта управления

Рассмотрим решение практической задачи расчета элементов переходной матрицы и матрицы управления для объекта управления, представляющего собой силовую систему электрического следящего привода с двигателем постоянного тока. Предположим, что динамические характеристики силовой системы описываются системой линейных дифференциальных уравнений третьего порядка:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 ; \\ \dot{x}_2 = (M_d - M_n)/J'_d, \quad M_d = C_m \cdot x_3 \cdot k_r ; \\ \dot{x}_3 = (u - C_e \cdot x_2 \cdot k_r - x_3 \cdot r)/L_e, \end{cases} \quad (7.15)$$

где x_1 – угол поворота выходного вала следящей системы; x_2 – частота вращения вала следящей системы; x_3 – ток в цепи якоря двигателя; C_e, C_m – коэффициенты двигателя; M_d, M_n – моменты развиваемый двигателем и нагрузки; r – активное сопротивление якоря двигателя; L_e – индуктивность обмотки якоря двигателя; u – напряжение подводимое к якорю двигателя; J'_d – приведенный момент инерции двигателя.

После элементарных преобразований, для случая, когда внешняя нагрузка отсутствует, приведенная система дифференциальных уравнений может быть записана в следующей операторной форме:

$$\begin{cases} x_1 = (1/s) \cdot x_2; \\ x_2 = (1/s) \cdot (C_m \cdot x_3 \cdot k_r) / J'_d; \\ x_3 = (1/s) \cdot (u - C_e \cdot x_2 \cdot k_r) \cdot (1/r) / (T_e s + 1). \end{cases} \quad (7.16)$$

С целью расчета элементов матриц КРУ объекта управления, необходимо построить модель, позволяющую рассчитывать значения переменных состояния объекта управления в конце заданного временного интервала – такта квантования. При этом модель должна позволять реализацию схем, приведенных на рис. 7.7. Схема, представленная на рис.7.7(а), обеспечивает расчет переходного процесса вызванного произвольными начальными условиями по компонентам вектора состояния объекта управления и при отсутствии управляющего сигнала.

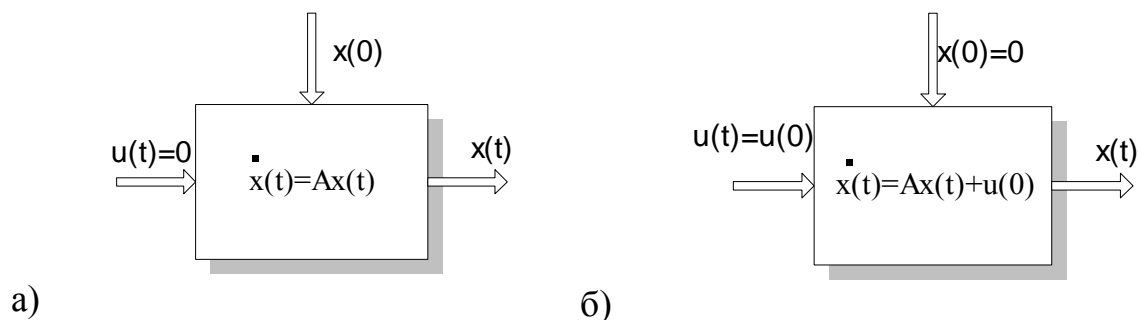


Рис.7.7.

Схема, представленная на рис.7.7(б), обеспечивает расчет переходного процесса вызванного приложением ступенчатого сигнала управления и нулевых начальных условиях по компонентам вектора состояния объекта управления и отсутствии управляющего сигнала.

Модель объекта управления удобно оформить в виде подсистемы, на вход которой поступает сигнал управления, а выход связан с рабочим пространством (рис.7.8).

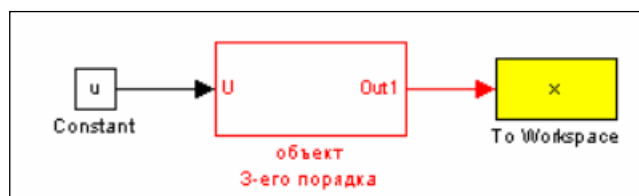


Рис. 7.8

Модель объекта управления, построенная в соответствии с системой (7.16) представлена на рис.7.9. Начальные значения компонентов вектора состояния задаются путем установки интеграторов, которые иллюстрирует рис.7.10.

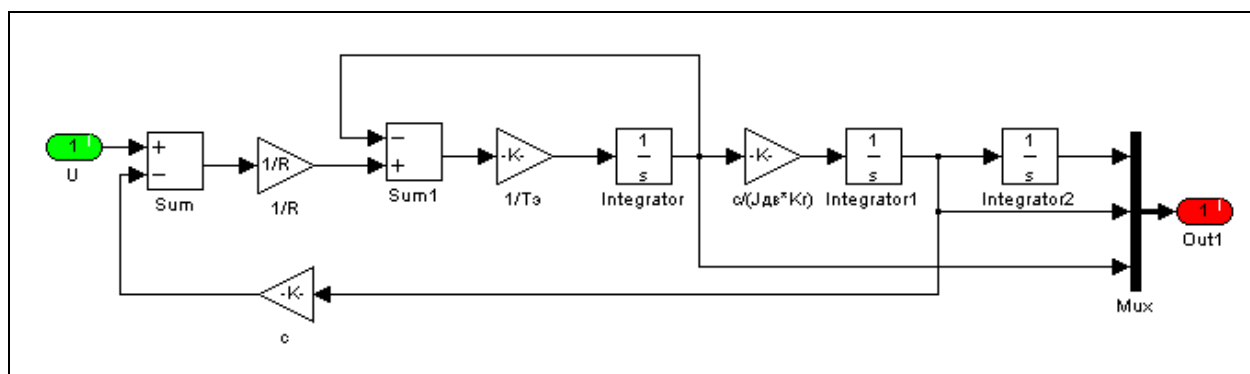
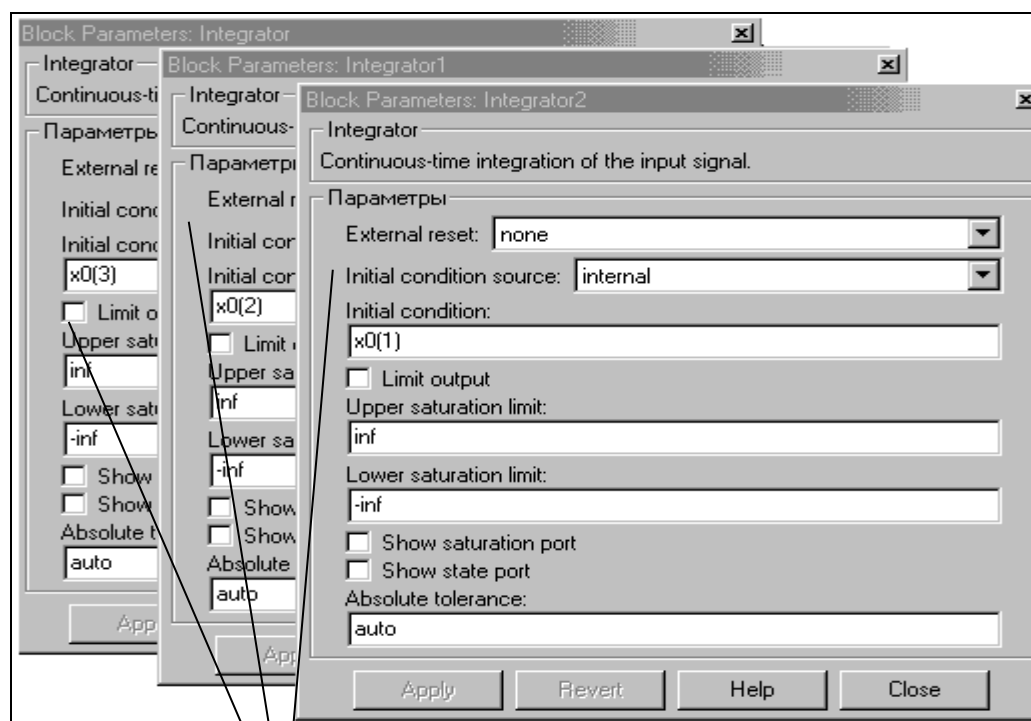


Рис.7.9.



начальные условия по переменным состояния

Рис. 7.10

Алгоритм программы расчета (m-файла) и листинг m-файла, реализующего алгоритм расчета матриц перехода и матрицы управления, представлены на рис.7.11. и 7.12 соответственно.

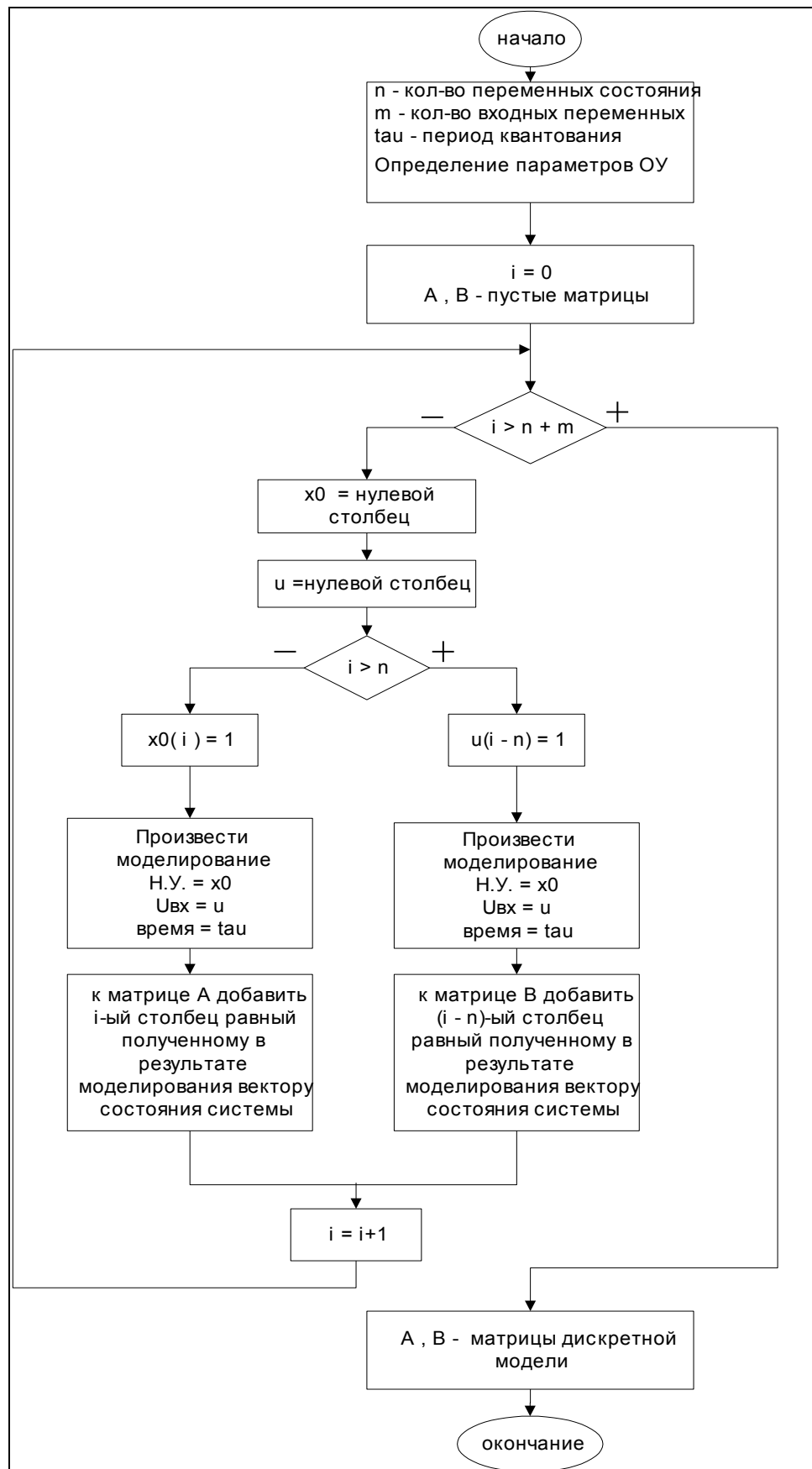


Рис.7.11.

```

% Преобразование непрерывной модели в дискретную
n = 3

tau = 1e-3
for i = 1 : n + 1
    if i <= n
        u = 0;
        x0 = zeros(n, 1);
        x0(i) = 1;
    else
        u = 1;
        x0 = zeros(n, 1);
    end;
    sim('syst3');
    xFinal = x(end, :);

    if i <= n
        A(:, i) = xFinal';
    else
        B = xFinal';
    end;
end;
A
B
objekt_3
sim('objekt_3')

```

Рис.7.12.

Задание времени моделирования и точности решения выполняется путем определения соответствующих значений окна параметров моделирования (рис.7.13)

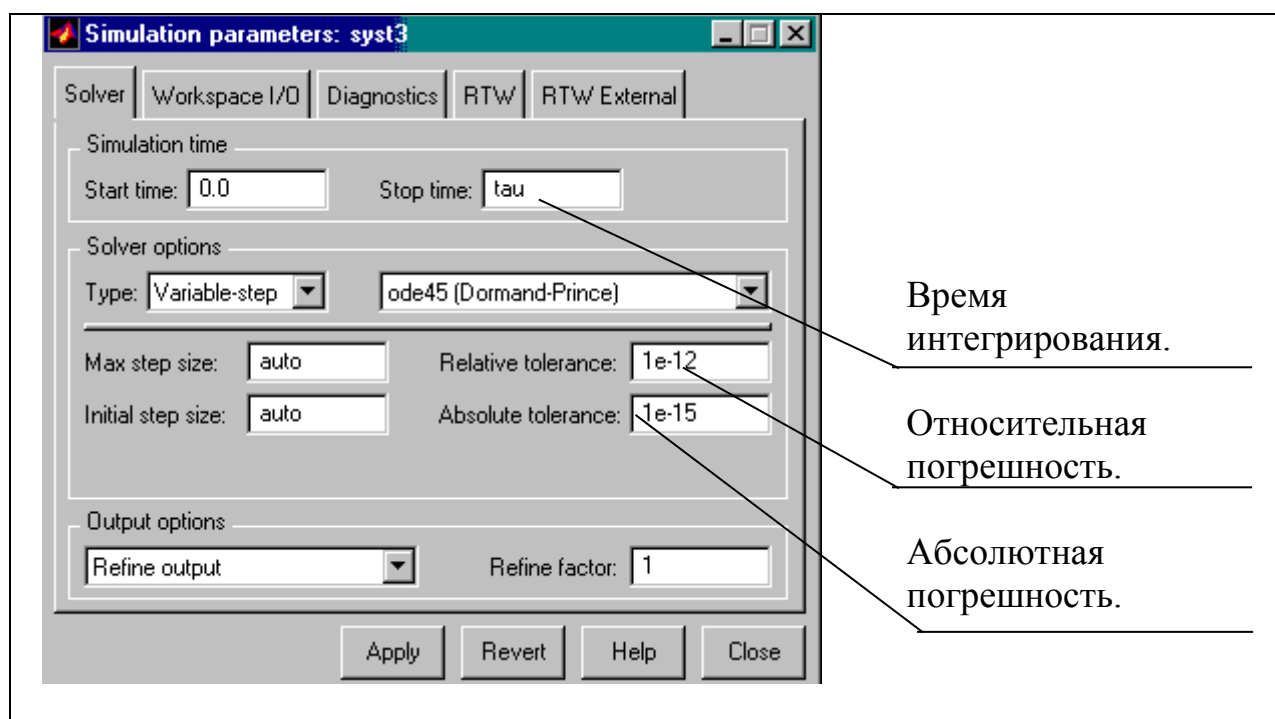


Рис. 7.13.

С целью анализа полученного результата можно сравнить результаты расчета переходных процессов в исследуемом объекте управления путем с использованием исходной непрерывной модели и полученной дискретной

модели объекта управления. Схема моделирования переходных процессов в указанных моделях представлена на рис.7.14.

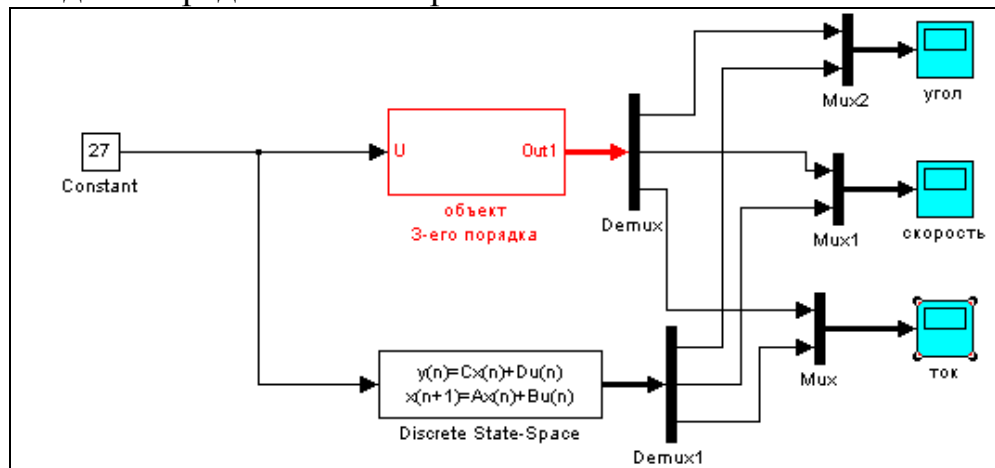


Рис. 7.14.

Параметры силовой системы привода и системы КРУ определяются в соответствующих блоках параметров (рис.7.15(а) – для непрерывной модели и рис.7.15(б)- для разностной модели).

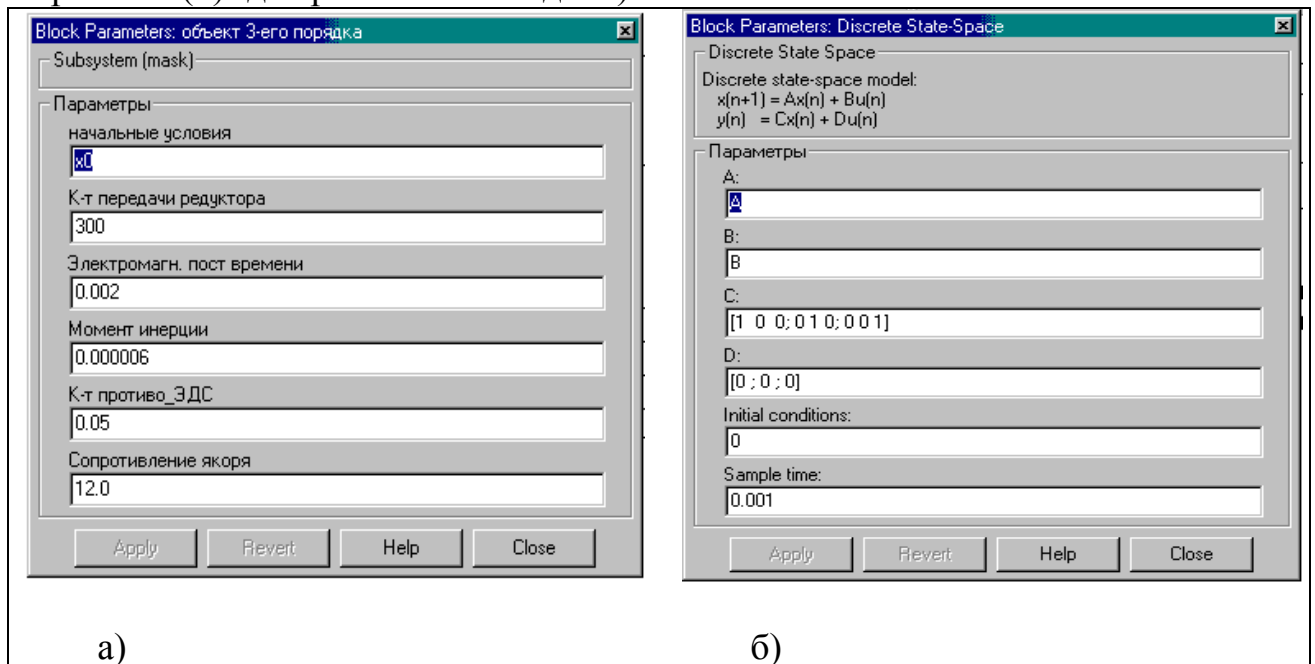


Рис.7.17.

Результаты моделирования по x_2 и x_3 представлены на рис.7.16 (а,б) соответственно.

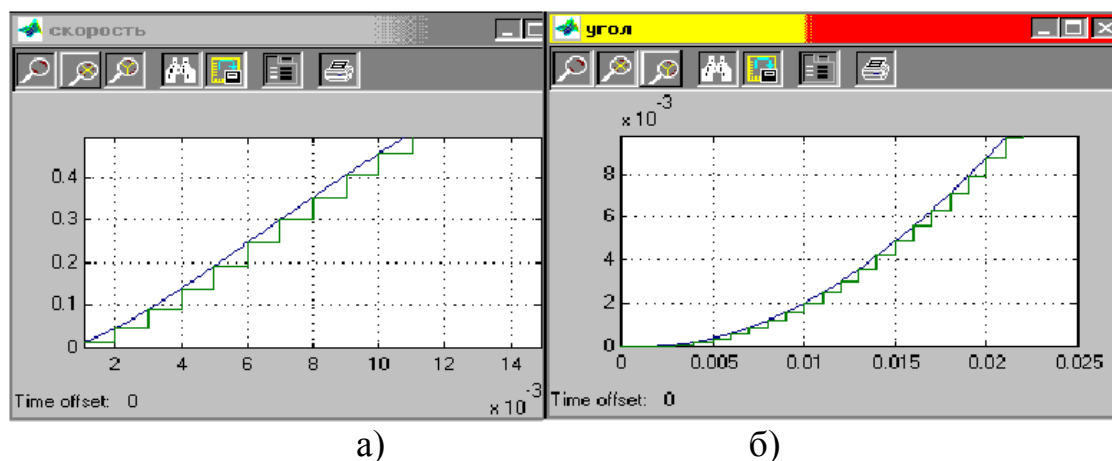


Рис.7.17.

Расчетная часть

4. При заданной преподавателем величине периода дискретизации сигналов в системе и параметрах силовой системы привода рассчитать переходную матрицу системы.
5. Рассчитать матрицу управления для заданной силовой системы.
6. Рассчитать первые 5 точек переходного процесса в системе при заданных начальных условиях и входном сигнале.

Параметры силовой системы привода:

$c_e = 0.056$, $c_m = 0.056$, $R_{\text{я}} = 12$, момент инерции силовой части = 0.000006, электромагнитная постоянная времени = 0.002, коэффициент передачи редуктора = 300, период дискретизации = 1 мс.

Экспериментальная часть

6. Построить схему моделирования силовой системы привода в дискретном времени с использованием матричной формы записи конечноразностных уравнений.
7. Рассмотреть реакцию системы на ступенчатый входной сигнал при заданных начальных условиях и времени наблюдения процесса.

VI.ОФОРМЛЕНИЕ ОТЧЕТА

Отчет должен содержать зависимости, используемые для расчета параметров математической модели и расчет параметров переходной матрицы и матрицы управления силовой системы привода.

VII. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое каноническая форма управляемости?
2. В чем удобство использования канонических форм для проектирования дискретных систем?
3. Как влияет расположение собственных чисел матрицы замкнутой системы на характер переходных процессов?
4. Как изменяется чувствительность характеристик системы к отклонению параметров объекта управления от расчетных значений при изменении значений собственных чисел переходной матрицы замкнутой системы управления?

VIII. БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основная литература

1. Рабинович Л.В. Динамика систем приводов: Уч. пособие - М.:БИБЛИО-ГЛОБУС, 2016. 266с.:ил.
2. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 1: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2012. 123с.
3. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 2: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2014. 152с.
4. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Сборник методических указаний к лабораторным работам по курсу: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2018. 125с.
5. Макаров Н.Н. Анализ и синтез систем автоматического управления с использованием системы MatLab/Н.Н.Макаров, С.В. Феофилов. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. – 68с.
6. Макаров Н.Н., Семашкин В.Е. Численные методы в анализе и синтезе систем автоматического управления: учеб. Пособие. Тула: Изд-во ТулГУ, 2014. – 121с.

Дополнительная литература

1. Математические основы теории автоматического регулирования: учеб. пособие для втузов / В.А. Иванов, В.С. Медведев, Б.К. Чемоданов, А.С. Ющенко. – М.: Высшая школа, 1977. Т. 1 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 366 с. Т. 2 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 454 с.
2. Стрейц, В. Метод пространства состояний в теории дискретных линейных систем автоматического управления / В. Стрейц; пер. с англ. Э.Д. Аведьяна; под ред. Я.З. Цыпкина. – М.: Наука: Гл. ред. физматлит, 1985. – 296 с.
3. Основы расчета и проектирования мехатронных модулей систем наведения и стабилизации/ О.В. Горячев, В.И. Жемеров, А.П. Панков, В.С. Фимушкин. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. 233с.

4. Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т.5, Методы современной теории автоматического управления/К.А. Пупков [и др.]; под ред. К.А. Пупкова, Н.Д. Егупова : учебник для вузов: в 5 т. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : МГТУ им. Баумана, 2004 .— 784с.

5. Пупков К.А. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления : учебник для вузов / К.А. Пупков [и др.]; под ред. Н.Д. Егупова .— 2-е изд., стер. — М. : Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002 .— 744с. : ил.

Ъ

Лабораторная работа № 7

СИНТЕЗ ЛИНЕЙНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЫ МЕТОДАМИ ПРОСТРАНСТВА СОСТОЯНИЯ

I. ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ РАБОТЫ

Применение матричных методов синтеза детерминированных дискретных систем управления при наличии полной информации о векторе состояния объекта управления.

II. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

В методе пространства состояний (МПС) состояние объекта описывается в векторно-матричной форме в следующем виде:

$$x[k+1] = \Phi x[k] + Hu[k], \quad x \in X^n, u \in U^r, r \leq n,$$

где, Φ - собственная матрица ОУ, H - матрица управляющего воздействия. Причем состояние объекта $x[k]$ включает в себя всю информацию о поведении объекта, так что знание этого состояния позволяет определить его настоящее и будущее поведение.

Поэтому в линейном случае вектор управления $u[k]$ - всегда выражается через линейную комбинацию компонент вектора состояния:

$$u[k] = -Kx[k] + g[k],$$

где $g[k]$ - задающая переменная.

Структурная схема системы имеет вид, приведенный на рис.8.1.

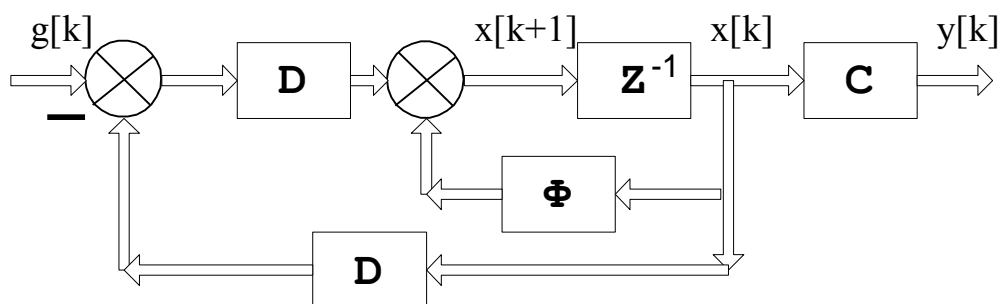


Рис.8.1.

На рисунке приняты следующие обозначения:

z^{-1} - матрица задержки на один такт, $y[k]$ - вектор выхода системы.

Очевидно, что реализация данного подхода при синтезе САУ возможна, если известны все компоненты вектора состояния системы $x[k]$.

Если состояние объекта не измеряемо, то его надо оценить. В детерминированном и стохастическом случаях это осуществляется с помощью, соответственно, наблюдателя и оценивателя. Для оценки текущего состояния $x[k]$ нам нужны, конечно, предыдущее и текущие значения входных и выходных переменных. Вопросы построения наблюдателя состояния рассмотрим в следующей лабораторной работе.

Перейдем к рассмотрению определения коэффициентов алгоритмов управления K .

Известно, что характер переходного процесса (быстродействие, перерегулирование и так далее) определяется коэффициентами характеристического полинома замкнутой системы, точнее его корнями или собственными значениями матрицы динамики системы управления.

Вследствие этого задача синтеза САУ МПС ставится как задача выбора таких коэффициентов управления K , которые бы обеспечивали выполнение требований, налагаемых на корни характеристического полинома замкнутой системы или на собственные значения матрицы динамики системы Φ .

Рассмотрим ОУ, уравнение динамики которого имеет вид:

$$x[k+1] = \Phi x[k] + Hu[k], \quad x \in X^n, u \in U^r, r \leq n. \quad (8.1)$$

Пусть управляющее устройство описывается уравнением:

$$u[k] = -Kx[k] + g[k]. \quad (8.2)$$

Определим матрицу K таким образом, чтобы замкнутая система:

$$\begin{aligned} x[k+1] &= \Phi x[k] + H\{-Ku[k] + g[k]\} = \\ &= (\Phi - HK)x[k] + Hg[k] = \Phi^* x[k] + Hg[k] \end{aligned} \quad (8.3)$$

имела желаемый характеристический полином:

$$P(z) = \det(zE - \Phi^*) = \alpha_0 + \alpha_1 z + \dots + \alpha_{n-1} z^{n-1} + z^n. \quad (8.4)$$

Синтез управления с помощью канонической формы управляемости.

Преобразуем исходную систему уравнений (8.1) к канонической форме управляемости подстановкой:

$$x = Qx_R.$$

$$x[k+1] = \Phi x[k] + Hu[k];$$

$$Qx_R[k+1] = \Phi Qx[k] + Hu[k];$$

$$x_R[k+1] = Q^{-1}\Phi Qx[k] + \Phi^{-1}Hu[k].$$

Собственные матрицы в канонической форме управляемости имеет вид:

$$Q^{-1}\Phi Q = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix} = \Phi_R;$$

$$Q^{-1}H = \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad (8.5)$$

$$x_R[k+1] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix} x_R[k] + \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u[k]. \quad (8.6)$$

Если в качестве регулятора с выходной переменной $u[k]$ выбрать регулятор вида:

$$u[k] = -k_R x_R[k], \quad (8.7)$$

где $k_R = [k_{r1}, k_{r2}, \dots, k_{rm}]$, входом которого является вектор состояния $x_R[k]$, то получим:

$$x_R[k+1] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix} x_R[k] - \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} [k_{r1} \quad k_{r2} \quad \dots \quad k_{rm}] \begin{bmatrix} x_{r1} \\ x_{r2} \\ \dots \\ x_{rm} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (-k_{r1} - a_0) & (-k_{r2} - a_1) & \dots & (-k_{rm} - a_{n-1}) \end{bmatrix} x_R[k];$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} [k_{r1} \quad k_{r2} \quad \dots \quad k_{rm}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ k_{r1} & k_{r2} & \dots & k_{rm} \end{bmatrix}.$$

В уравнении (8.6) и в последующих уравнениях задающую переменную $x[k]$ опускаем, поскольку характеристический полином замкнутой системы инвариантен относительно этой переменной.

Характеристический полином замкнутой системы (8.7) равен:

$$x_R[k+1] = \Phi_R^* x_R[k];$$

$$\det(zE - \Phi_R^*) = (k_{r1} + a_0) + (k_{r2} + a_1)z + \dots + (k_{rn-1} + a_{n-1})z^{n-1} + z^n. \quad (8.8)$$

Если желаемым полиномом является полином (8.4), то условиями расчета элементов матрицы K_r будут:

$$\alpha_{i-1} = k_{ri} + a_{i-1}, \quad i = 1, \dots, n. \quad (8.9)$$

И элементы матрицы регулятора K_r соответственно равны:

$$k_{ri} = \alpha_{i-1} - a_{i-1}, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (8.10)$$

Таким образом, найдены коэффициенты управления матрицы K в канонической форме:

$$u[k] = -k_k x_R[k] = -k_r T x[k] = k x[k], \quad (8.11)$$

где $T=Q^{-1}$, то есть $K=K_R Q^{-1}$.

Частным случаем синтезированного алгоритма управления является синтез системы с конечным числом шагов управления. Конечное число шагов управления иногда называется оптимальным по времени управлением.

Конечным числом шагов управления называется конечное число N элементов последовательности:

$$u[k], u[k+1], \dots, u[k+N],$$

переводящих эту систему из произвольного начального состояния $x[k] \neq 0$ в конечное состояние $x[k+N]=0$.

Если управляющие переменные $u[k]$ не ограничены, то время перехода из начального состояния в конечное состояние объекта, описываемого уравнением (8.1), уменьшается пропорционально уменьшению интервала квантования. При этом, однако, значения управляющих переменных u на каждом интервале увеличивается. В пределе, когда период квантования $T \rightarrow 0$, значение $u \rightarrow \infty$, то есть получаем физически нереализуемую систему.

В реальных системах на величину управляющего воздействия $u[k]$ всегда наложено ограничение:

$$|u| \leq u_{\max}.$$

Вследствие этого реализация алгоритма управления с конечным числом шагов N и фиксированным периодом квантования T , в реальной системе с ограничением $|u| \leq u_{\max}$, приведет к увеличению длительности переходного процесса, то есть $N_{mn} > N$, но при этом характер переходного процесса (апериодический) не изменится.

Условием конечности числа шагов управления является равенство собственных чисел матрицы Φ^* - замкнутой системы нулю, то есть:

$$\alpha_0 = \alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_{n-1} = 0. \quad (8.12)$$

При этом характеристический полином замкнутой системы будет иметь вид:

$$P(z)=z^n.$$

Согласно полученным ранее зависимостям, для расчета коэффициентов матрицы управления K_R :

$$k_{r_i} = \alpha_{i-1} - a_{i-1}, \quad i=1,2,...n .$$

и с учетом (8.12):

$$k_{r_i} = -a_{i-1}, \quad i=1,2,...n .$$

В этом случае уравнение регулятора имеет вид:

$$u[k] = -K_R x_R[k] = [a_0 \quad a_1 \quad \dots \quad a_{n-1}] x_R[k] .$$

Таким образом, мы рассмотрели синтез систем методом пространства состояний, включающий следующие основные этапы:

1. Получение конечно-разностных уравнений в матричной форме записи.
2. Преобразование к канонической форме управляемости.
3. Выбор желаемого характеристического уравнения системы.
4. Расчет коэффициентов управления.
5. Переход от канонических переменных к реальным переменным.

Одним из основных этапов модального управления является преобразование матричных уравнений к канонической форме управляемости.

Существуют различные методы решения указанной задачи.

Одним из наиболее широко распространенным методом является так называемый алгоритм Фадеева.

Рассмотрим решение задачи с применением алгоритма Фадеева; в соответствии с которым вычисляется столбцы матрицы преобразования Q :

$$Q = \{q_1 : q_2 : \dots q_n\}$$

где q_i - n – мерные столбцы.

$$\begin{aligned} q_n &= B \\ q_{n-1} &= A \cdot q_n + a_{n-1} \cdot q_n \\ q_{n-2} &= A \cdot q_{n-1} + a_{n-2} \cdot q_n \\ &\dots\dots\dots \\ q_1 &= A \cdot q_2 + a_1 \cdot q_n \\ 0 &= A \cdot q_1 + a_0 \cdot q_n \end{aligned}$$

где

a_0, a_1, \dots, a_{n-1} - коэффициенты характеристического уравнения, записанного в виде:

$$a_0 + a_1 z + \dots + a_{n-1} z^{n-1} + z^n = 0 .$$

Последняя строка рекуррентного алгоритма преобразования служит для контроля точности исходной системы конечно – разностных уравнений к канонической форме управляемости.

Учитывая, что для реализации данного алгоритма можно использовать функцию MatLab - `poly(A)`, позволяющую определить массив из $n+1$

элементов, являющихся коэффициентами характеристического уравнения объекта управления, заданного своей переходной матрицей - A , и представленного в следующей форме:

$$p_{n+1} + p_n z + \dots + p_2 z^{n-1} + p_1 z^n = 0$$

Учитывая особенность нумерации коэффициентов, для случая использования инструментов MatLab, сформированный выше алгоритм, следует немного модифицировать:

$$\begin{aligned} q_n &= B \\ q_{n-1} &= A \cdot q_n + p_2 \cdot q_n \\ q_{n-2} &= A \cdot q_{n-1} + p_3 \cdot q_n \\ &\dots \dots \dots \\ q_1 &= A \cdot q_2 + p_n \cdot q_n \\ 0 &= A \cdot q_1 + p_{n+1} \cdot q_n \end{aligned}$$

Алгоритм приведения системы КРУ объекта управления к канонической форме управляемости положен в основу m -функции, организующей расчет коэффициентов управления, обеспечивающих конечную длительность переходного процесса (алгоритм аperiodического управления).

Также необходимо отметить, что при синтезе управления в каноническом базисе с использованием функции $poly(A)$ также необходимо модифицировать и алгоритм расчета коэффициентов матрицы управления:

$$k_{r_i} = p_{n+2-i}, \quad i = 1, 2, \dots, n$$

Модель динамической системы, в которой реализовано управление, обеспечивающее конечное время переходного процесса (управления по минимуму числа шагов дискретности), представлена на рис.8.2.

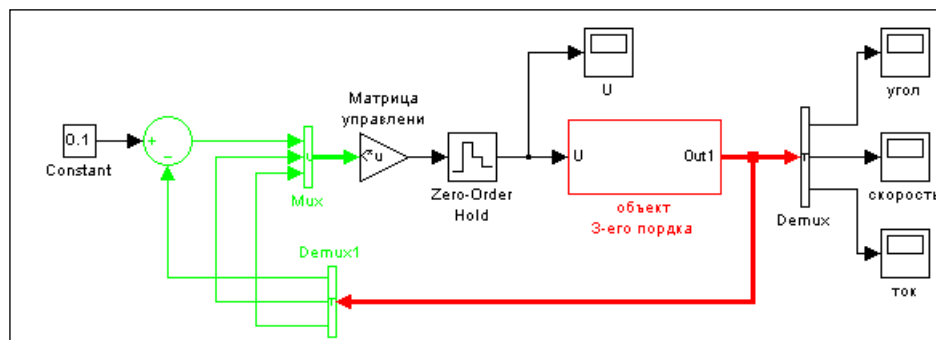


Рис.8.2

На рис.8.2 представлен блок операторов, добавляемых к ранее сформированному m -файлу (см. рис.8.1), реализующий синтез параметров алгоритма управления, обеспечивающего минимальную длительность переходного процесса (минимум числа шагов дискретности).

```
% Синтез СУ
[K] = K_UPR(n, A, B);
K(1)=-K(1)
```

```
% Расчет динамических характеристик системы
su3
sim ('su3')
```

Рис.8.3

На рис.8.4 представлен листинг m-файла, обеспечивающего преобразование исходной системы КРУ объекта управления к канонической форме управляемости с помощью алгоритма Фаддеева.

На рис.8.5 представлены переходные процессы в системе. Как видно из приведенных рисунков, переходные процессы в системе заканчиваются за три такта квантования (без учета ограничения величины управляющего напряжения).

```
function [K] = K_UPR(n, A, B)

p = poly (A);
Qctrl = eye (n);

% Преобразование к канонической форме управляемости
Qctrl(:,n) = B;
for i = 1 : n-1
    Qctrl(:,n-i) = A*Qctrl(:,n-i+1)+p(1+i)*Qctrl(:,n);
end;
% Контроль точности преобразования
ost=A*Qctrl(:,1) + Qctrl(:,n)*p(n+1)

for i=1:n
    ak(i) = p(n+2-i);
    KU(i) = ak(i);
end;

% Преобразование матрицы обратных связей к естественному базису
Qctrl_1 = inv (Qctrl);
K=KU*Qctrl_1;
end
```

Рис.8.4

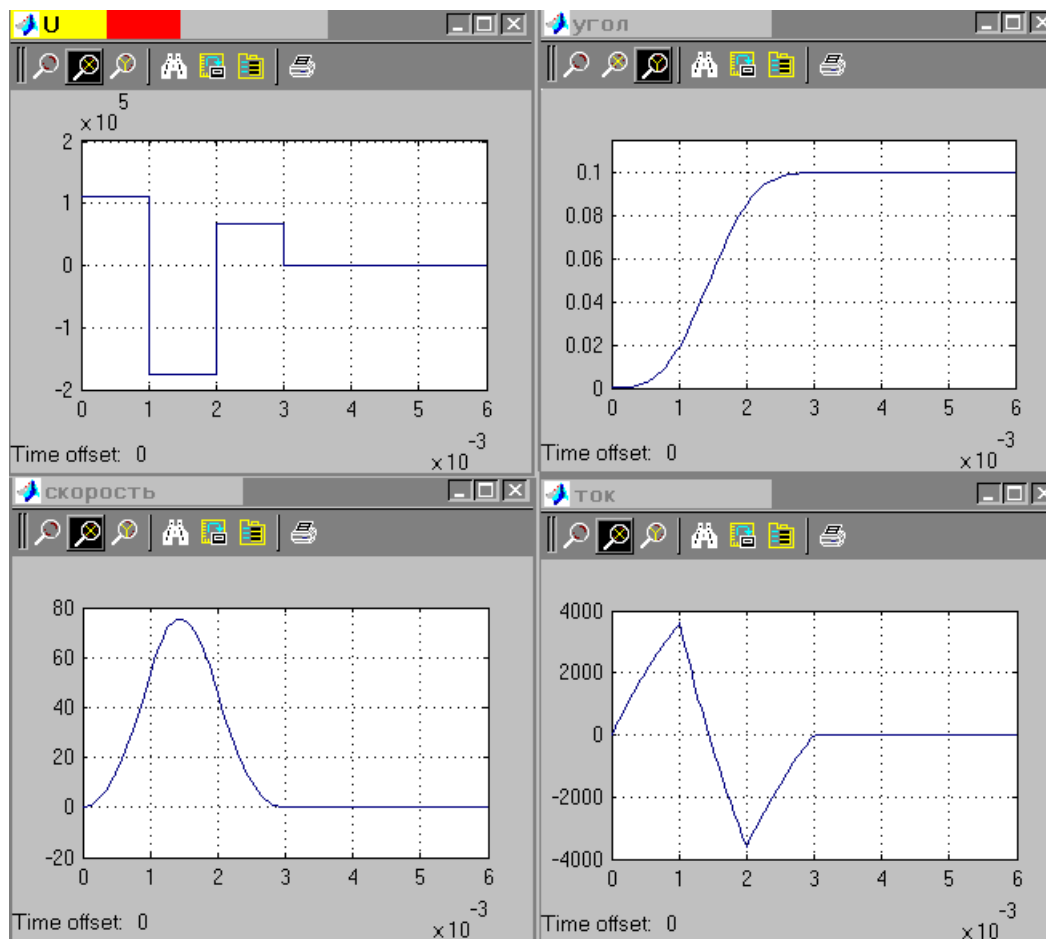


Рис.8.5

VIII.

ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ, ОБОРУДОВАНИЕ.

- 1 Параметры силовой системы электрического следящего привода постоянного тока.
- 2 Персональный компьютер.

IX.

ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Требуется рассчитать параметры матрицы обратной с использованием матричной формы записи уравнений, описывающих поведение силовой системы привода, представленной либо в форме системы дифференциальных уравнений (см. лабораторную работу №7), либо структурной схемой - рис.8.6.

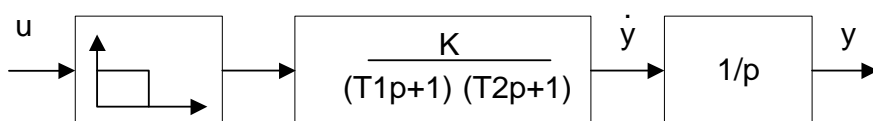


Рис.8.6.

Параметры объекта управления: $T_1 = 0.02$ с, $T_2 = 0.001$ с, $K = (1/0.056)/300$ (коэффициент передачи двигателя с учетом редуктора).

Примечание: для второго случая необходимо предварительно составить систему дифференциальных уравнений в форме Коши.

Провести исследование характеристик САУ с использованием пакета SIMULINK.

Х. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

Р а с ч е т н а я ч а с т ь

1. При заданных параметрах силовой системы привода и величине такта квантования сигналов определить параметры переходной матрицы объекта управления.
2. Преобразовать матрицу объекта управления к канонической форме управляемости.
3. Рассчитать параметры матрицы обратных связей при заданном расположении собственных чисел замкнутой системы управления.

Экспериментальная часть

1. Составить схему моделирования системы в среде SIMULINK.
2. Исследовать переходные процессы в системе для различных вариантов (по заданию преподавателя) расположения собственных чисел матрицы замкнутой системы.
3. Исследовать влияние отклонения параметров силовой системы привода от расчетных на характер переходных процессов в системе..

VI. ОФОРМЛЕНИЕ ОТЧЕТА

Отчет должен содержать расчет переходной матрицы объекта управления, преобразование системы к канонической форме управляемости, расчет параметров обратных связей, переходные процессы в системе.

VII. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

5. Что такое каноническая форма управляемости?

6. В чем удобство использования канонических форм для проектирования дискретных систем?
7. Как влияет расположение собственных чисел матрицы замкнутой системы на характер переходных процессов?
8. Как изменяется чувствительность характеристик системы к отклонению параметров объекта управления от расчетных значений при изменении значений собственных чисел переходной матрицы замкнутой системы управления?

VIII. БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основная литература

1. Рабинович Л.В. Динамика систем приводов: Уч. пособие - М.:БИБЛИО-ГЛОБУС, 2016. 266с.:ил.
2. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 1: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2012. 123с.
3. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 2: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2014. 152с.
4. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Сборник методических указаний к лабораторным работам по курсу: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2018. 125с.
5. Макаров Н.Н. Анализ и синтез систем автоматического управления с использованием системы MatLab/Н.Н.Макаров, С.В. Феофилов. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. – 68с.
6. Макаров Н.Н., Семашкин В.Е. Численные методы в анализе и синтезе систем автоматического управления: учеб. Пособие. Тула: Изд-во ТулГУ, 2014. – 121с.

Дополнительная литература

1. Математические основы теории автоматического регулирования: учеб. пособие для втузов / В.А. Иванов, В.С. Медведев, Б.К. Чемоданов, А.С. Ющенко. – М.: Высшая школа, 1977. Т. 1 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 366 с. Т. 2 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 454 с.
2. Стрейц, В. Метод пространства состояний в теории дискретных линейных систем автоматического управления / В. Стрейц; пер. с англ. Э.Д. Аведьяна; под ред. Я.З. Цыпкина. – М.: Наука: Гл. ред. физматлит, 1985. – 296 с.
3. Основы расчета и проектирования мехатронных модулей систем наведения и стабилизации/ О.В. Горячев, В.И. Жемеров, А.П. Панков, В.С. Фимушкин. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. 233с.
4. Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т.5, Методы современной теории

автоматического управления/К.А. Пупков [и др.];под ред.К.А. Пупкова, Н.Д. Егупова : учебник для вузов:в 5 т. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : МГТУ им.Баумана, 2004 .— 784с.

5. Пупков К.А. Методы робастного,нейро-нечеткого и адаптивного управления : учебник для вузов / К.А. Пупков [и др.];под ред.Н.Д.Егупова .— 2-е изд., стер. — М. : Изд-во МГТУ им.Н.Э. Баумана, 2002 .— 744с. : ил.

Лабораторная работа № 8

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА НАБЛЮДЕНИЯ СОСТОЯНИЯ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ

I. ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ РАБОТЫ

Применение матричных методов синтеза алгоритмов наблюдения состояния детерминированного объекта управления, анализ характеристик дискретной системы управления с модальным регулятором и алгоритмом наблюдения состояния объекта управления.

II. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

При решении практических задач управления методами пространства состояния часто встречаются случаи, когда не все переменные состояния оказываются измеряемыми. Это обычно имеет место в объектах с распределенными параметрами, в сложных объектах управления и так далее.

Для того, чтобы воспользоваться теорией пространства состояния для управления этими объектами, необходимо рассчитывать неизмеряемые переменные состояния объекта по его измеряемым входам и выходам.

Задачи, в которых мы не знаем или не можем непосредственно измерить все компоненты вектора состояния, относятся к категории задач управления при неполной информации. Различают при этом детерминированные и статистические методы оценивания вектора состояния.

Рассмотрим синтез детерминированного наблюдателя состояния системы полного порядка, который, по измерениям входных и выходных переменных объекта восстанавливает вектор состояния объекта (полностью все n - компонент).

Допустим, ОУ описывается системой уравнений:

$$\begin{aligned}x[k+1] &= Ax[k] + Bu[k]; \\ y[k] &= cx[k].\end{aligned}\tag{9.1}$$

У объекта $p \leq n$ выходов, n - порядок объекта.

Предполагается, что выходные переменные объекта линейно независимы, так что ранг матрицы C равен p .

Идея синтеза наблюдающего устройства, предложенного Д.Г. Луенбергером, основывается на предположении, что матрицы A , B и C в уравнении (9.1) известны, так что объект, модель которого является частью наблюдателя, может быть промоделирован. На модели объекта мы измеряем оценку вектора состояния $\hat{x}[k]$ и находим вектор:

$$u[k] = -K \bar{x}[k],$$

где K - матрица регулятора, с помощью которого мы воздействуем как на реальный объект, так и на модель.

Наблюдатель описывается уравнением:

$$\bar{x}[k+1] = A_n \bar{x}[k] + B_n u[k] + H_n y[k]. \quad (9.2)$$

Задача заключается в нахождении таких матриц A_n , B_n , H_n , при которых $\bar{x}[k]$ асимптотически стремится к $x[k]$.

Вычитая уравнение (9.2) из уравнения (9.1), мы получим вектор ошибки оценивания состояния:

$$\begin{aligned} \Delta x[k] &= x[k] - \bar{x}[k] \\ \Delta x[k+1] &= Ax[k] + Bu[k] - A_n \bar{x}[k] - B_n u[k] - H_n y[k] = \\ &= Ax[k] + Bu[k] - A_n \bar{x}[k] - B_n u[k] - H_n Cx[k] = \\ &= A_n x[k] - A_n \bar{x}[k] - A_n \bar{x}[k] + (B - B_n)u[k] + Ax[k] - H_n Cx[k]; \\ \Delta x[k+1] &= A_n \Delta x[k] - (A - A_n - H_n C)x[k] + (B - B_n)u[k]. \end{aligned} \quad (9.3)$$

Для того, чтобы вектор ошибки $\Delta x[k]$ оценки $\bar{x}[k]$ асимптотически стремился к нулю, должны выполняться следующие три условия:

$$\begin{aligned} A_n &= A - H_n C; \\ B_n &= B; \\ \Delta x[k+1] &= (A - H_n C) \Delta x[k]. \end{aligned} \quad (9.4)$$

Система, описываемая последним уравнением, должна быть устойчивой системой. Следует отметить, что при выполнении условия $B_n = B$ вектор ошибки $\Delta x[k]$ неуправляем, то есть управляющие воздействия не могут воздействовать на его величину.

Матрица B_n системы выбирается так, чтобы корни характеристического уравнения удовлетворяли условию:

$$\det(zE - A + H_n C) = \prod_{i=1}^n (z - z_i), |z_i| < 1,$$

при этом система (9.4) является устойчивой, и вектор ошибки $\Delta x[k]$ стремится к нулю при $k \rightarrow \infty$.

После подстановки выражений (9.4) в уравнение (9.2) получим уравнение наблюдателя:

$$\begin{aligned} \bar{x}[k+1] &= (A - H_n C)\bar{x}[k] + Bu[k] + H_n Cx[k] = \\ &= A\bar{x}[k] + Bu[k] + H_n C\Delta x[k]. \end{aligned} \quad (9.5)$$

Можно заметить, что наблюдатель представляет из себя модель объекта, на которую воздействует вектор ошибки $\Delta x[k]$. Соответствующая блок-схема показана на рис.9.1.

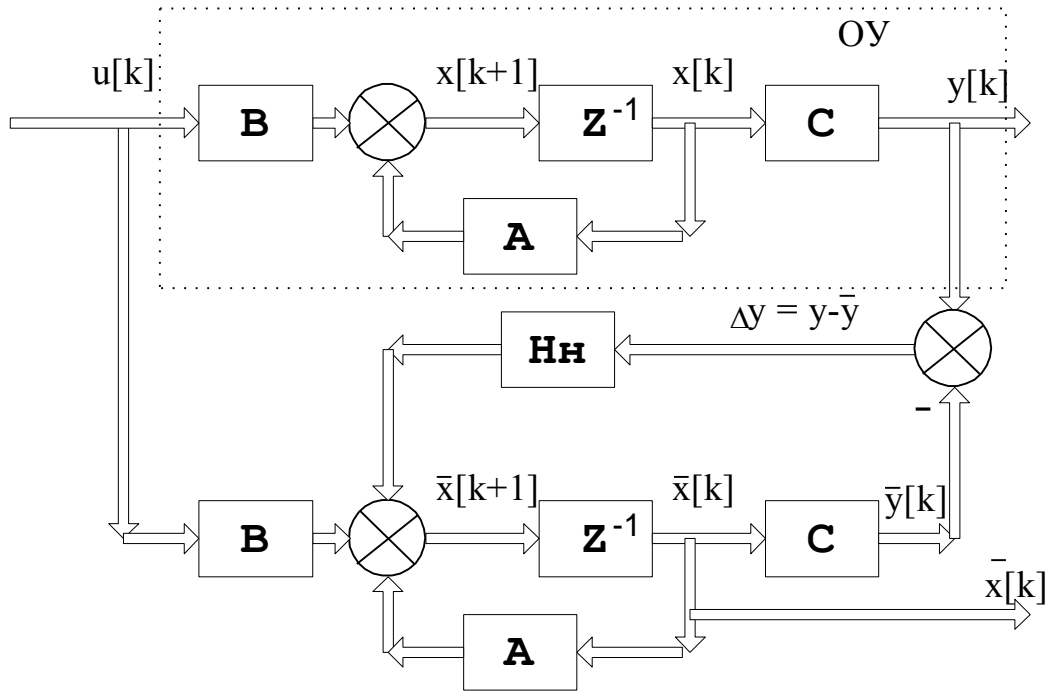


Рис.9.1.

Помимо рассмотренного наблюдателя полного порядка (n) существуют еще так называемые редуцированные наблюдатели (пониженного порядка), которые не восстанавливают измеряемые компоненты вектора состояния x . Описание синтеза таких наблюдателей приведено в литературе МПС.

Получим основные соотношения для расчета параметров наблюдателя полного порядка. Итак, в случае выбора параметров наблюдателя в соответствии с рассмотренной выше методикой:

$$A_H = A - H_H C;$$

$$B_H = B.$$

характеристический полином наблюдателя будет иметь вид:

$$Q(z) = (zE - \Phi + H_H C) = \sum_{i=0}^n \beta_i z^i, \beta_n = 1. \quad (9.6)$$

Для определения параметров наблюдателя поступим аналогично синтезу регулятора, то есть сначала преобразуем уравнение наблюдателя к канонической форме восстанавливаемости:

$$\bar{x}[k] = Q \bar{x}_B[k] \quad (9.7)$$

$$\begin{aligned} \bar{x}[k+1] &= Ax[k] + Bu[k] + H_H C[x[k] - \bar{x}[k]] = \\ &= Ax[k] + Bu[k] + H_H y[k] - H_H C\bar{x}[k] \end{aligned} \quad (9.8)$$

Преобразование к канонической форме восстанавливаемости:

$$\bar{x}_B[k+1] = Q^{-1} A Q \bar{x}_B[k] + Q^{-1} B u[k] + Q^{-1} H_H y[k] - Q^{-1} H_H C Q \bar{x}_B[k].$$

Введем обозначения:

$$\left. \begin{aligned} H_{HB} &= Q^{-1} H_H \\ C_B &= CQ \\ Q^{-1} B &= B_B \end{aligned} \right\} ; \quad (9.9)$$

$$A_B = Q^{-1} A Q = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & -a_0 \\ 1 & \dots & 0 & -a_1 \\ \dots & 1 & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 1 & -a_{n-1} \end{bmatrix}. \quad (9.10)$$

Каноническая форма записи матрицы C имеет вид:

$$C_B = [0 \quad \dots \quad 0 \quad 1];$$

$$y[k] = [0 \quad \dots \quad 0 \quad 1] x_B[k].$$

Окончательное уравнение наблюдателя в канонической форме восстанавливаемости будет иметь вид:

$$\bar{x}_B[k+1] = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & -a_0 - h_{HB1} \\ 1 & \dots & 0 & -a_1 - h_{HB2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 1 & -a_{n-1} - h_{HBn} \end{bmatrix} \bar{x}_B[k] + B_B u[k] + \begin{bmatrix} h_{HB1} \\ h_{HB2} \\ \dots \\ h_{HBn} \end{bmatrix} y[k]. \quad (9.11)$$

Характеристическое уравнение наблюдателя:

$$(a_0 + h_{HB1}) + (a_1 + h_{HB2})z + \dots + (a_{n-1} + h_{HBn})z^{n-1} + z^n = 0.$$

Сравнивая коэффициенты этого уравнения с коэффициентами желаемого характеристического уравнения (9.6), определяем параметры наблюдателя:

$$h_{HBi} = \beta_{i-1} - c_{i-1}, \quad i = 1, 2, \dots, n.$$

Матрица обратной связи наблюдателя в естественном базисе (исходном):

$$H_H = Q H_{HB}.$$

Q - матрица преобразования исходной системы уравнений к канонической форме восстанавливаемости.

Алгоритмы преобразования матрицы к каноническим формам подробно изложены в книгах по матричному числению, а также по МПС и хорошо реализуются на ЭВМ.

Для реализации данной блок-схемы необходимо провести расчет матрицы обратных связей наблюдателя H_H . Основные соотношения для расчета параметров наблюдателя полного порядка приведены в пункте 2.

На рис.9.2 представлен фрагмент m-файла, организующего расчет матрицы обратных связей наблюдателя H_H с использованием алгоритма Фаддеева и моделирование динамических процессов в наблюдателе.


```

% Расчет матрицы обратных связей
наблюдателя
    CT = [1 0 0]
    [H] = K_NABL (n, A, B, CT);
%начальные условия
    x0(1) = -0.1;
    x0(2) = 10;
    x0(3) = 0;
%моделирование системы
    model
    sim ('model')

```

Рис.9.2

На рис 9.2 приняты следующие обозначения для переменных:

n - порядок объекта управления; A -собственная матрица объекта управления; B – матрица, характеризующая передаточные свойства системы; CT – матрица измерения компонентов вектора состояния объекта управления; $x0$ – вектор начальных условий объекта управления.

На рис. 9.3 представлен листинг m-файла, реализующего расчет матрицы H_H наблюдателя.

```

function [H]=K_NABL(n, A, B, CT);
% Преобразование к канонической форме восстанавливаемости
    p = poly (A)
    TK = eye (n)
    TK(n,:) = CT
    for i = 1 : n-1
        TK(n-i,:) = TK(n-i+1,:)*A+p(1+i)*TK(n,:)
    end;
    TK1=inv(TK)
    AK=TK*A*TK1
    BK=TK*B
    SKT=[0 0 1]
    HK = AK(:,3)
%матрица обратной связи алгоритма наблюдения
    H = TK1*HK

```

Рис.9.3

Схема моделирования переходных процессов в модели ОУ и в наблюдателе состояния показана на рис. 9.4. Приведенная схема включает в себя две подсистемы (субмодели) объекта управления ("объект") и наблюдателя ("модель"). Развернутые субмодели объекта управления ("объект") и наблюдателя ("модель") представлены на рис. 9.5 и 9.6 соответственно.

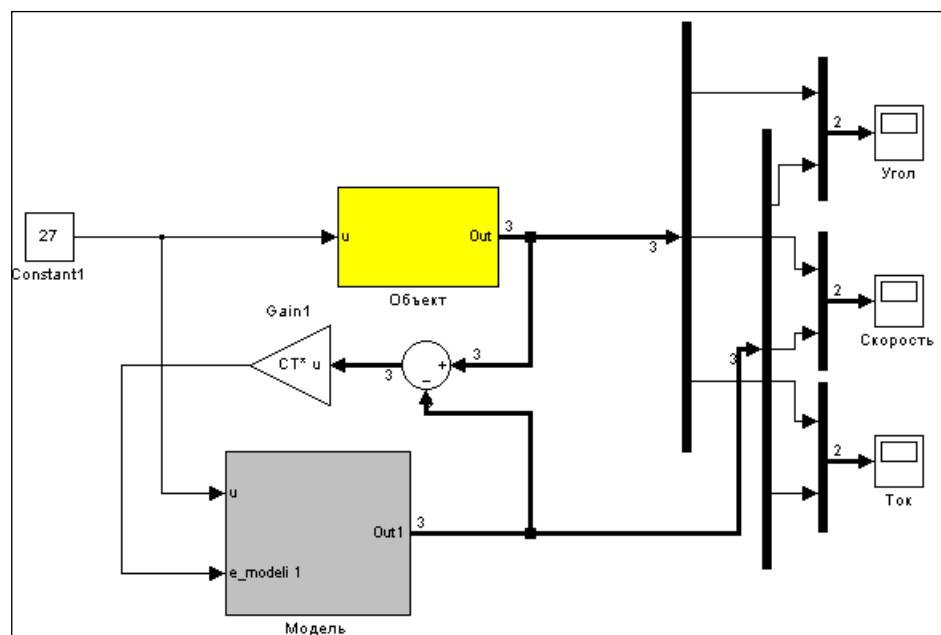


Рис.9.4

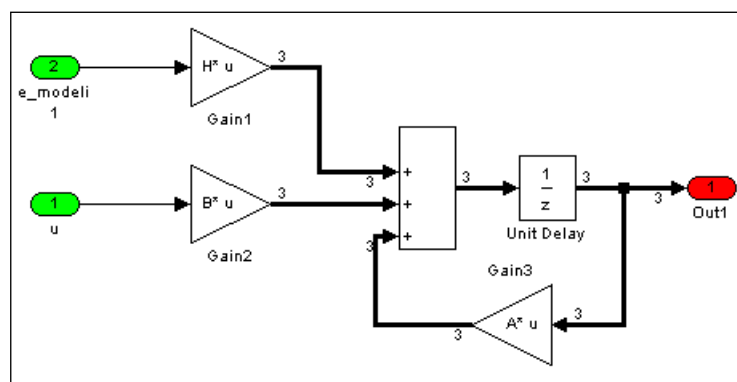


Рис.9.5

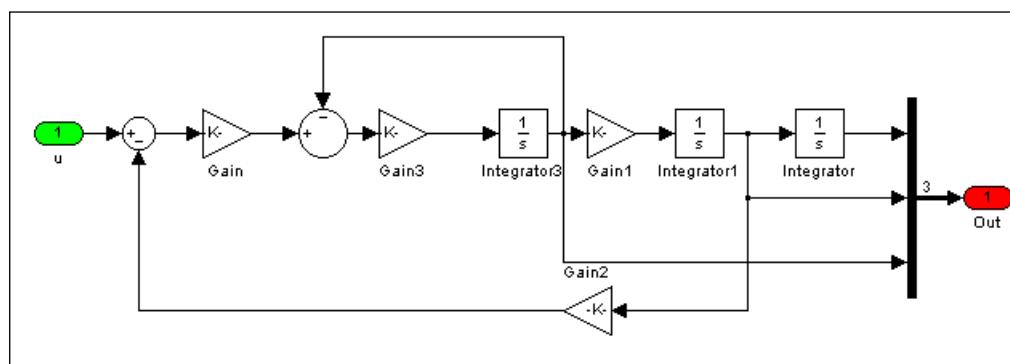
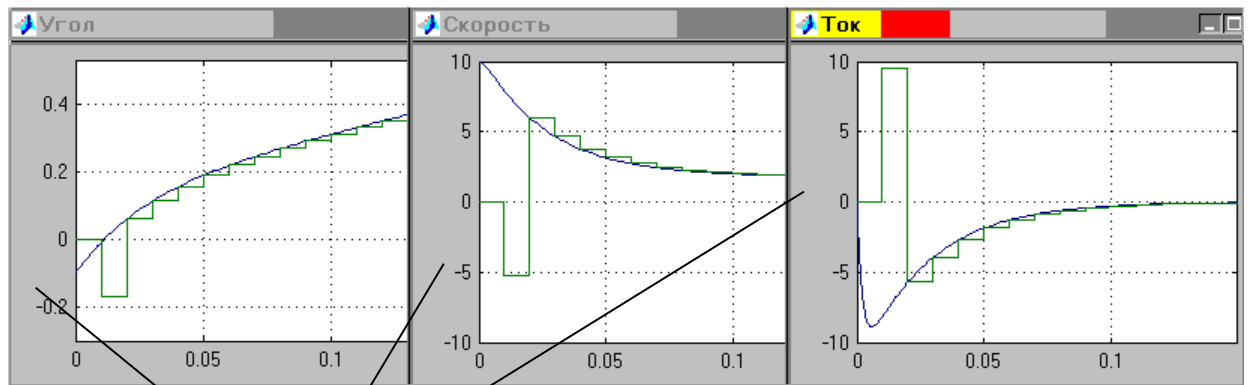


Рис.9.6

На рис.9.7 представлены расчетные переходные процессы в ОУ и в наблюдателя для случая ненулевых начальных условий (вектор x_0 определен в m-файле (см. рис.9.2)).



Переходные процессы в наблюдателе

Рис.9.7

Листинг m-файла, организующего процесс расчета параметров дискретной модели, коэффициентов алгоритма управления и алгоритма наблюдателя Луенбергера представлен на рис.9.9.

```
% Преобразование непрерывной модели в дискретную
n = 3
tau = 1e-2
for i = 1 : n + 1
    if i <= n
        u = 0;
        x0 = zeros(n, 1);
        x0(i) = 1;
    else
        u = 1;
        x0 = zeros(n, 1);
    end;
    sim('объект_3');
    xFinal = x(end, :);
    if i <= n
        A(:, i) = xFinal'
    else
        B = xFinal';
    end;
end;
end;
[ K ] = K_UPR( n, A, B );
% Преобразование к канонической форме
% восстанавливаемости
СТ = [1 0 0]
[ H ] = K NABL( n, A, B, СТ );
%начальные условия
x0 = zeros(n, 1);
x0(1) = 0.01
%моделирование системы
n_syst3
sim('n_syst3')
```

Рис.9.8

На рис.9.9 представлена схема моделирования динамической системы, в которой реализовано управление по минимуму числа шагов дискретности и текущий вектор состояния рассчитывается с помощью алгоритма наблюдения Луенбергера.

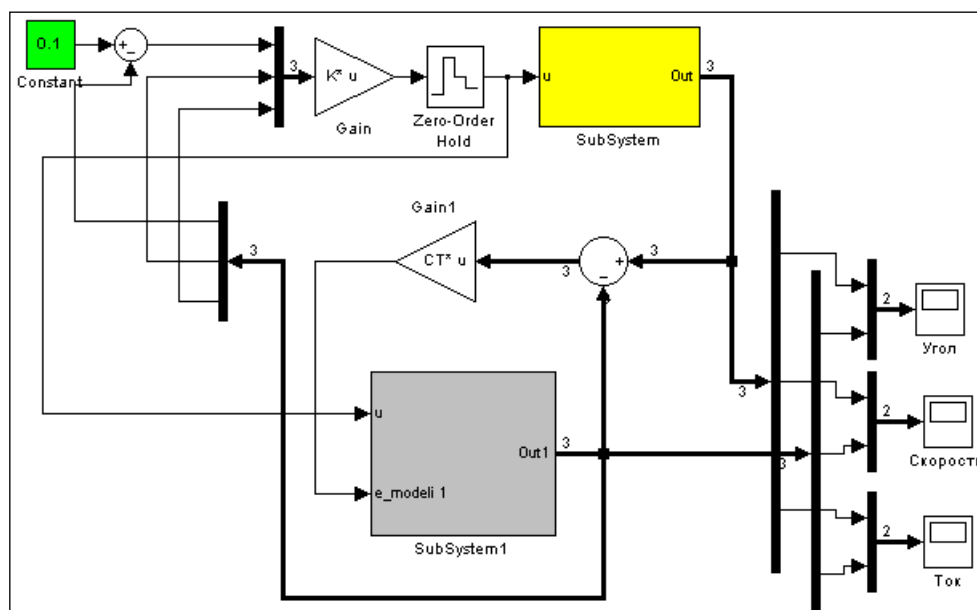


Рис.9.9

На рис.5.40 представлены переходные процессы в системе, в которой реализовано управление по минимуму числа шагов дискретности и текущий вектор состояния рассчитывается с помощью алгоритма наблюдения Луенбергера.

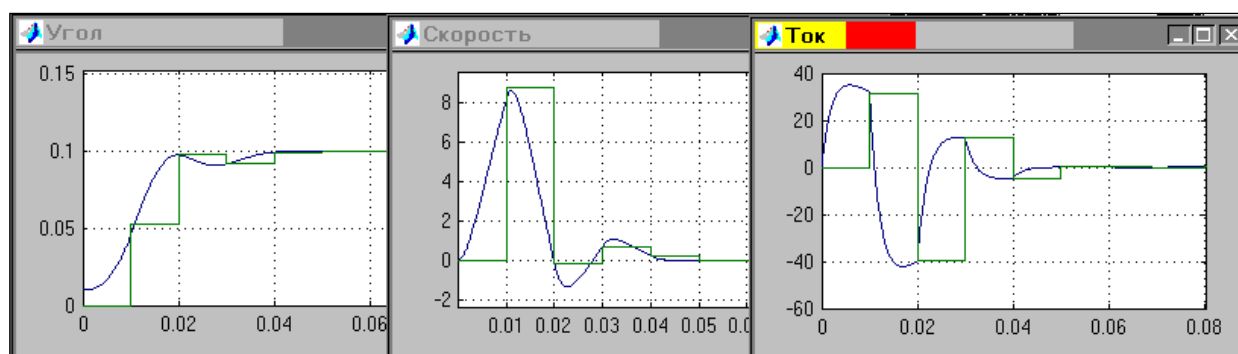


Рис.9.10

Из сравнительного анализа переходных процессов, приведенных на рис.9.7 и 9.10, расчет компонентов вектора состояния приводит к увеличению длительности переходного процесса на два такта.

XI. ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ, ОБОРУДОВАНИЕ.

1 Силовая система электрического следящего привода постоянного тока.

ХII. ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Требуется рассчитать параметры матрицы обратной с использованием матричной формы записи уравнений, описывающих поведение силовой системы привода, структурная схема которой представлена на рис.9.11.

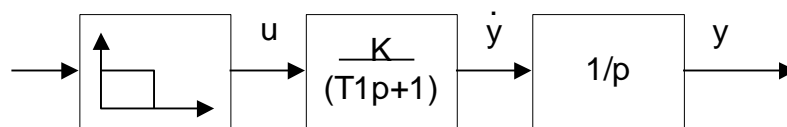


Рис.9.11.

Провести исследование характеристик САУ с использованием пакета SIMULINK.

ХIII. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

Р а с ч е т н а я ч а с т ь

1. При заданных параметрах силовой системы привода и величине такта квантования сигналов определить параметры переходной матрицы объекта управления.
2. Преобразовать матрицу объекта управления к канонической форме управляемости.
3. Рассчитать параметры матрицы обратных связей при заданном расположении собственных чисел замкнутой системы управления.

Экспериментальная часть

1. Составить схему моделирования системы в среде SIMULINK.
2. Исследовать переходные процессы в системе для различных вариантов (по заданию преподавателя) расположения собственных чисел матрицы замкнутой системы.
3. Исследовать влияние отклонения параметров силовой системы привода от расчетных на характер переходных процессов в системе..

VI. ОФОРМЛЕНИЕ ОТЧЕТА

Отчет должен содержать расчет переходной матрицы объекта управления, преобразование системы к канонической форме управляемости, расчет параметров обратных связей, переходные процессы в системе.

VII. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое каноническая форма управляемости?
2. В чем удобство использования канонических форм для проектирования дискретных систем?
3. Как влияет расположение собственных чисел матрицы замкнутой системы на характер переходных процессов?
4. Как изменяется чувствительность характеристик системы к отклонению параметров объекта управления от расчетных значений при изменении значений собственных чисел переходной матрицы замкнутой системы управления?

VIII. БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основная литература

1. Рабинович Л.В. Динамика систем приводов: Уч. пособие - М.:БИБЛИО-ГЛОБУС, 2016. 266с.:ил.
2. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 1: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2012. 123с.
3. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 2: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2014. 152с.
4. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Сборник методических указаний к лабораторным работам по курсу: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2018. 125с.
5. Макаров Н.Н. Анализ и синтез систем автоматического управления с использованием системы MatLab/Н.Н.Макаров, С.В. Феофилов. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. – 68с.
6. Макаров Н.Н., Семашкин В.Е. Численные методы в анализе и синтезе систем автоматического управления: учеб. Пособие. Тула: Изд-во ТулГУ, 2014. – 121с.

Дополнительная литература

1. Математические основы теории автоматического регулирования: учеб. пособие для вузов / В.А. Иванов, В.С. Медведев, Б.К. Чемоданов, А.С. Ющенко. – М.: Высшая школа, 1977. Т. 1 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 366 с. Т. 2 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 454 с.
2. Стрейц, В. Метод пространства состояний в теории дискретных линейных систем автоматического управления / В. Стрейц; пер. с англ. Э.Д.

Аведьяна; под ред. Я.З. Цыпкина. – М.: Наука: Гл. ред. физматлит, 1985. – 296 с.

3. Основы расчета и проектирования мехатронных модулей систем наведения и стабилизации/ О.В. Горячев, В.И. Жемеров, А.П. Панков, В.С. Фимушкин. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010.233с.

4. Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т.5, Методы современной теории автоматического управления/К.А. Пупков [и др.];под ред.К.А. Пупкова, Н.Д. Егупова : учебник для вузов:в 5 т. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : МГТУ им.Баумана, 2004 .— 784с.

5. Пупков К.А. Методы робастного,нейро-нечеткого и адаптивного управления : учебник для вузов / К.А. Пупков [и др.];под ред.Н.Д.Егупова .— 2-е изд., стер. — М. : Изд-во МГТУ им.Н.Э. Баумана, 2002 .— 744с. : ил.

Лабораторная работа №9

УЧЕТ ВЛИЯНИЯ КВАНТОВАНИЯ СИГНАЛОВ ПО УРОВНЮ ПРИ АНАЛИЗЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ С КОМПЬЮТЕРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ, СИНТЕЗИРОВАННЫХ МЕТОДОМ ЛФПЧ

I. ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ РАБОТЫ

Отработка практических навыков моделирования квантования сигналов по уровню и анализа влияния квантования сигналов по уровню на характеристики систем с компьютерным управлением, синтезированных методом логарифмических псевдочастотных характеристик.

II. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

В предыдущей работе рассмотрены различные варианты реализации дискретного корректирующего устройства с заданной Z -передаточной функцией. Схемы моделирования, соответствующие указанным вариантам, разработаны в предположении отсутствия квантования сигналов по уровню и возможности представления параметров алгоритма управления (коэффициентов системы КРУ) дробным числом (с десятичной частью).

Однако в реальных микропроцессорных системах управления входная информация, как правило, представленная в аналоговой форме, преобразуется в цифровую форму. Шаг квантования сигналов по уровню определяется диапазоном изменения аналогового сигнала и разрядностью аналого-цифровых преобразователей. В свою очередь сформированный цифровой код управления с конечной разрядностью преобразуется в аналоговый сигнал в выходном цифро-аналоговом преобразователе.

Кроме того, достаточно широкий спектр микроконтроллеров, используемых МПСУ для реализации алгоритмов управления, работает только с целочисленными данными. В связи с этим при моделировании микропроцессорной системы управления с целью анализа влияния на ее характеристики количества разрядов входного и выходного преобразователей, а также точности задания параметров алгоритма управления, SimuLink-модель должна учитывать перечисленные выше факторы. Как и прежде, разрабатываемая m -функция должна реализовывать расчет управляющего воздействия в соответствии с указанным уравнением в моменты времени, определяемые заданным тактом квантования.

Рассмотрим преобразование исходной системы конечно-разностных уравнений (СКРУ) ПКУ к целочисленной форме, выполняющей эквивалентную обработку цифровых кодов аналоговых сигналов.

Исходная СКРУ имеет вид

$$\begin{aligned}x[k+1] &= a * x[k] + b * e[k]; \\ u[k] &= c * x[k] + d * e[k].\end{aligned}\tag{10.1}$$

Обозначим уровни дискретизации по переменным состояния Δ_x , по управляющему напряжению - Δ_u и задающему сигналу - Δ_e (как правило $\Delta_e = \Delta_x$), тогда выражение (5.10) относительно кода управляющего напряжения можно записать в виде

$$\begin{aligned}x_d[k+1] &= a * x_d[k] + b * e_d[k]; \\ u_d[k] &= (\Delta_x / \Delta_u) * c * x_d[k] + (\Delta_x / \Delta_u) * d * e_d[k],\end{aligned}\tag{10.2}$$

Для того чтобы при округлении до целого значения, связи управляющего воздействия с координатами не была потеряны, в соответствующие уравнения могут быть введены дополнительные масштабные множители. В этом случае последнее уравнение системы (10.2) может быть записано в виде двух уравнений:

$$\begin{aligned}u^m_d[k] &= (m * \Delta_x / \Delta_u) * c * x_d[k] + (m * \Delta_x / \Delta_u) * d * e_d[k], \\ u_d[k] &= u^m_d[k] / m.\end{aligned}\tag{10.3}$$

Или в окончательном виде

$$\begin{aligned}u^m_d[k] &= C^d * x_d[k] + D^d * e_d[k], \\ u_d[k] &= u^m_d[k] / m.\end{aligned}\tag{10.4}$$

где

$C^d = E \{m * c * (\Delta_x / \Delta_u)\}$; $D^d = E \{m * d * (\Delta_x / \Delta_u)\}$. Символом E обозначена операция выделения целой части числа.

Коды задающего сигнала, переменная состояния объекта управления и управляющего воздействия рассчитываются в соответствии со следующими зависимостями:

$$u_d = E \{u / \Delta_u\}; x_d = E \{x / \Delta_x\}; e_d = E \{e / \Delta_e\}\tag{10.5}$$

Схема Simulink-модели исследуемой системы для рассматриваемого случая представлена на рис.10.1.

Модуль МПСУ (микропроцессорной системы управления), развернутая схема которого представлена на рис.10.2, реализует обращение к MATLAB Function с именами ADC, CSU и DAC. При этом сигнал ошибки преобразуется в цифровой код с помощью модуля ADC, а выходной сигнал, представленный в цифровом коде, преобразуется в аналоговый сигнал модулем DAC. MATLAB Function с именем CSU реализует расчет

целочисленного кода управляющего воздействия в соответствии с СКРУ (10.4). Формирование обращения к MATLAB Function ADC, CSU и DAC, показано на рис.10.3. На рис. 10.3 - 10.5 показаны интерфейсы m-функций. Блок параметров МПСУ показан на рис.10.6. Листинги перечисленных программ представлены на рис.10.7 и 10.8 соответственно.

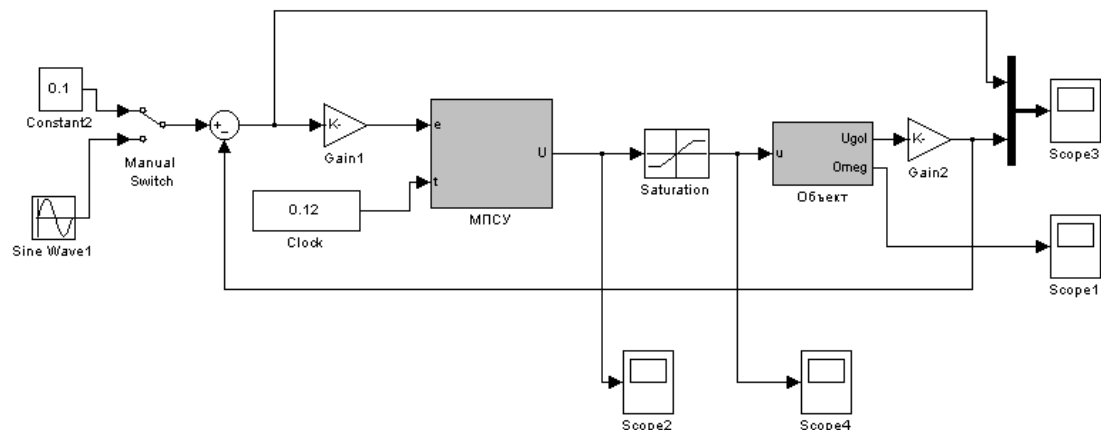


Рис.10.1

Расчетные переходные процессы представлены на рис. 10.10.

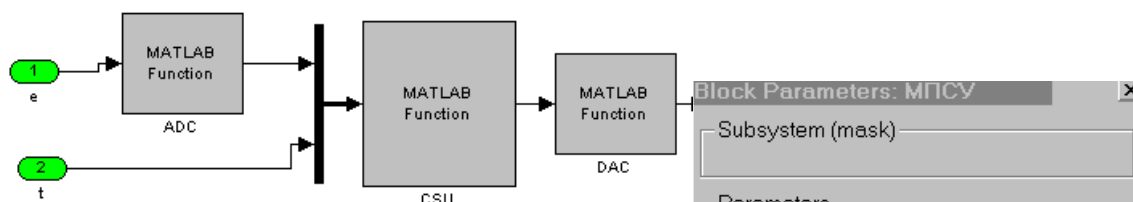


Рис. 10.2

MATLAB function:
ADC(u, dx1)

Рис.10.3

MATLAB function:
CSU(u(1), u(2), a1_, b1_, c1_, d1_)

Рис.10.4

MATLAB function:
DAC(u, du)

Рис. 10.5

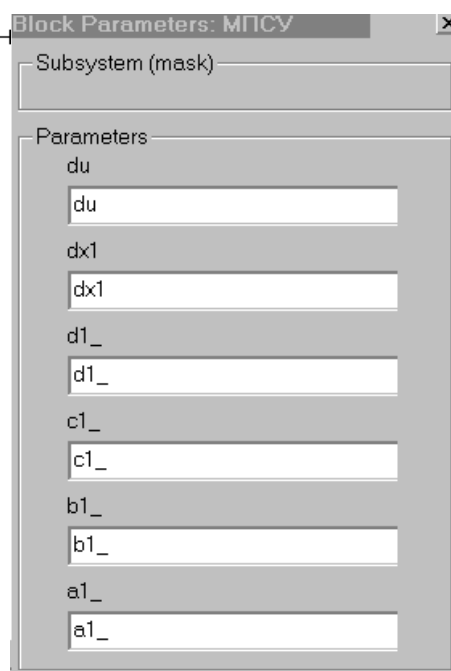


Рис.10.6

<pre> syst2002_KRU global kx0; global t0; global tau; global kupr0; a1=-0.6165; b1=1; c1=-4.0272055; d1=2.667; dx1=0.0005; du=0.1; a1_=round(a1*100); b1_=round(b1*100); c1_=round(c1*dx1/du*1000); d1_=round(d1*dx1/du*1000); kupr0 =0 kx0 =0 t0 =0 tau =0.001 sim('syst2002_KRU'); </pre>	<pre> function kupr = CSU (ke, t, a1_, b1_, c1_, d1_); global kx0; global tau; global t0; global kupr0; if t >= t0 kx1 = (b1_*ke + kx0*a1_)/100; kupr0 = (d1_*ke + c1_*kx0)/1000; kx0 = kx1; t0 = t0 + tau; end; kupr = kupr0; </pre> <p>Рис.</p> <pre> function ke = ADC (e, dx1); ke=round(e/dx1); end; </pre> <p>Рис.</p> <pre> function upr = DAC (kupr, du); upr = kupr * du; end; </pre>
--	--

Рис.10.7

Рис.10.8

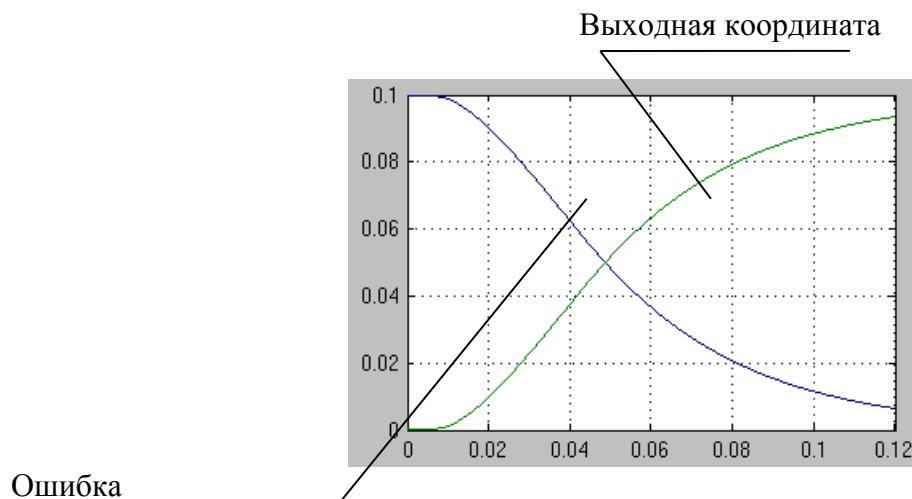


Рис. 10.9

Сравнительный анализ переходных процессов, представленных на рис. 10.8 и 10.9 позволяет сделать вывод о том, что выбранные уровни дискретизации сигналов и заданная погрешность представления коэффициентов алгоритма управления не оказывают существенного влияния на выходные характеристики цифровой системы управления.

III. ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ, ОБОРУДОВАНИЕ

1. Параметры силовой системы электрического следящего привода постоянного тока.
2. Персональный компьютер.

IV. ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Требуется рассчитать динамические характеристики системы с компьютерным управлением, синтезированной методом логарифмических псевдочастотных характеристик без учета квантования сигналов по уровню и с учетом квантования сигналов по уровню. Провести сравнительный анализ полученных результатов. Сформировать рекомендации по выбору количества разрядов входного управляющего кода и кода управления для системы управления с силовой системой, структурная схема которой представлена на рис.10.10.

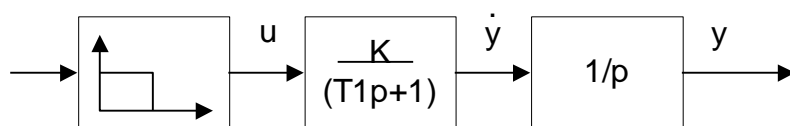


Рис.10.10.

Провести исследование характеристик САУ с использованием пакета SIMULINK.

V. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

Р а с ч е т н а я ч а с т ь

По заданным параметрам входного преобразователя, преобразователя, формирующего управляющий сигнал для исполнительного двигателя, заданных параметрах корректирующего фильтра и величине такта квантования сигналов, определить параметры коэффициентов передачи алгоритмов управления.

Экспериментальная часть

1. Составить схему моделирования системы в среде SIMULINK без учета квантования сигналов по уровню.
2. Составить схему моделирования системы в среде SIMULINK с учетом квантования сигналов по уровню.

3. Исследовать переходные процессы в системе для различных вариантов (по заданию преподавателя) параметров преобразователей входного сигнала и сигнала управления исполнительным двигателем.

VI. ОФОРМЛЕНИЕ ОТЧЕТА

Отчет должен содержать расчет коэффициентов алгоритмов управления без учета квантования по уровню и с учетом квантования по уровню.

В отчете должны быть приведены функциональные и структурные схемы, схемы моделирования и расчетные переходные процессы в системе.

VII. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое квантование сигналов по времени?
2. Что такое квантование сигналов по уровню?
3. Какой тип квантования сигналов характерен для цифровых систем управления?
4. Каким образом влияет квантование сигналов по уровню на характеристики системы?
5. Какие рекомендации могут быть сформированы для выбора количества разрядов необходимых для представления информации в цифровых системах управления?
6. Каким образом могут быть учтены малые коэффициенты передачи в алгоритмах управления, реализуемых с помощью целочисленной арифметики?

VIII. БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Горячев О.В., Руднев С.А. Основы теории компьютерного управления. Уч. пособие.- Тула: Изд-во ТулГУ, 2008г.- 220с.
2. Иванов В.А., Ющенко А.С. Теория дискретных систем автоматического управления. – М.: Наука, 1983.
3. Лазарев Ю.Ф. MatLAB 5.x. –К.: Издательская группа BHV,2000 –384с. (Серия «Библиотека студента»).
4. Ципкин Я.З. Основы теории автоматических систем. – М.: Наука, 1997.
5. Стрейц В. Метод пространства состояний в теории дискретных линейных систем управления./Пер.с англ. Под ред. Я.З.Цыпкина.- М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1985.-296 с.

Лабораторная работа №10

УЧЕТ ВЛИЯНИЯ КВАНТОВАНИЯ СИГНАЛОВ ПО УРОВНЮ ПРИ АНАЛИЗЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ С КОМПЬЮТЕРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ, СИНТЕЗИРОВАННЫХ МЕТОДАМИ ПРОСТРАНСТВА СОСТОЯНИЙ

I. ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ РАБОТЫ

Отработка практических навыков моделирования квантования сигналов по уровню и анализа влияния квантования сигналов по уровню на характеристики систем с компьютерным управлением, синтезированных методом логарифмических псевдочастотных характеристик.

II. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

В предыдущей работе рассмотрены различные варианты реализации дискретного корректирующего устройства с заданной Z -передаточной функцией. Схемы моделирования, соответствующие указанным вариантам, разработаны в предположении отсутствия квантования сигналов по уровню и возможности представления параметров алгоритма управления (коэффициентов системы КРУ) дробным числом (с десятичной частью).

Однако в реальных микропроцессорных системах управления входная информация, как правило, представленная в аналоговой форме, преобразуется в цифровую форму. Шаг квантования сигналов по уровню определяется диапазоном изменения аналогового сигнала и разрядностью аналого-цифровых преобразователей. В свою очередь сформированный цифровой код управления с конечной разрядностью преобразуется в аналоговый сигнал в выходном цифро-аналоговом преобразователе.

Кроме того, достаточно широкий спектр микроконтроллеров, используемых МПСУ для реализации алгоритмов управления, работает только с целочисленными данными. В связи с этим при моделировании микропроцессорной системы управления с целью анализа влияния на ее характеристики количества разрядов входного и выходного преобразователей, а также точности задания параметров алгоритма управления, SimuLink-модель должна учитывать перечисленные выше факторы. Как и прежде, разрабатываемая m -функция должна реализовывать расчет управляющего воздействия в соответствии с указанным уравнением в моменты времени, определяемые заданным тактом квантования.

Рассмотрим преобразование исходной системы конечно-разностных уравнений (СКРУ) ПКУ к целочисленной форме, выполняющей эквивалентную обработку цифровых кодов аналоговых сигналов.

Исходная СКРУ имеет вид

$$\begin{aligned}x[k+1] &= a * x[k] + b * e[k]; \\u[k] &= c * x[k] + d * e[k].\end{aligned}\tag{10.1}$$

Обозначим уровни дискретизации по переменным состояния Δ_x , по управляющему напряжению - Δ_u и задающему сигналу - Δ_e (как правило $\Delta_e = \Delta_x$), тогда выражение (5.10) относительно кода управляющего напряжения можно записать в виде

$$\begin{aligned}x_d[k+1] &= a * x_d[k] + b * e_d[k]; \\u_d[k] &= (\Delta_x / \Delta_u) * c * x_d[k] + (\Delta_x / \Delta_u) * d * e_d[k],\end{aligned}\tag{10.2}$$

Для того чтобы при округлении до целого значения, связи управляющего воздействия с координатами не была потеряны, в соответствующие уравнения могут быть введены дополнительные масштабные множители. В этом случае последнее уравнение системы (10.2) может быть записано в виде двух уравнений:

$$\begin{aligned}u^m_d[k] &= (m * \Delta_x / \Delta_u) * c * x_d[k] + (m * \Delta_x / \Delta_u) * d * e_d[k], \\u_d[k] &= u^m_d[k] / m.\end{aligned}\tag{10.3}$$

Или в окончательном виде

$$\begin{aligned}u^m_d[k] &= C^d * x_d[k] + D^d * e_d[k], \\u_d[k] &= u^m_d[k] / m.\end{aligned}\tag{10.4}$$

где

$C^d = E \{m * c * (\Delta_x / \Delta_u)\}$; $D^d = E \{m * d * (\Delta_x / \Delta_u)\}$. Символом E обозначена операция выделения целой части числа.

Коды задающего сигнала, переменная состояния объекта управления и управляющего воздействия рассчитываются в соответствии со следующими зависимостями:

$$u_d = E \{u / \Delta_u\}; x_d = E \{x / \Delta_x\}; e_d = E \{e / \Delta_e\}\tag{10.5}$$

Схема Simulink-модели исследуемой системы для рассматриваемого случая представлена на рис.10.1.

Модуль МПСУ (микропроцессорной системы управления), развернутая схема которого представлена на рис.10.2, реализует обращение к MATLAB Function с именами ADC, CSU и DAC. При этом сигнал ошибки преобразуется в цифровой код с помощью модуля ADC, а выходной сигнал, представленный в цифровом коде, преобразуется в аналоговый сигнал

модулем DAC. MATLAB Function с именем CSU реализует расчет целочисленного кода управляющего воздействия в соответствии с СКРУ (10.4). Формирование обращения к MATLAB Function ADC, CSU и DAC, показано на рис.10.3. На рис. 10.3 - 10.5 показаны интерфейсы m-функций. Блок параметров МПСУ показан на рис.10.6. Листинги перечисленных программ представлены на рис.10.7 и 10.8 соответственно.

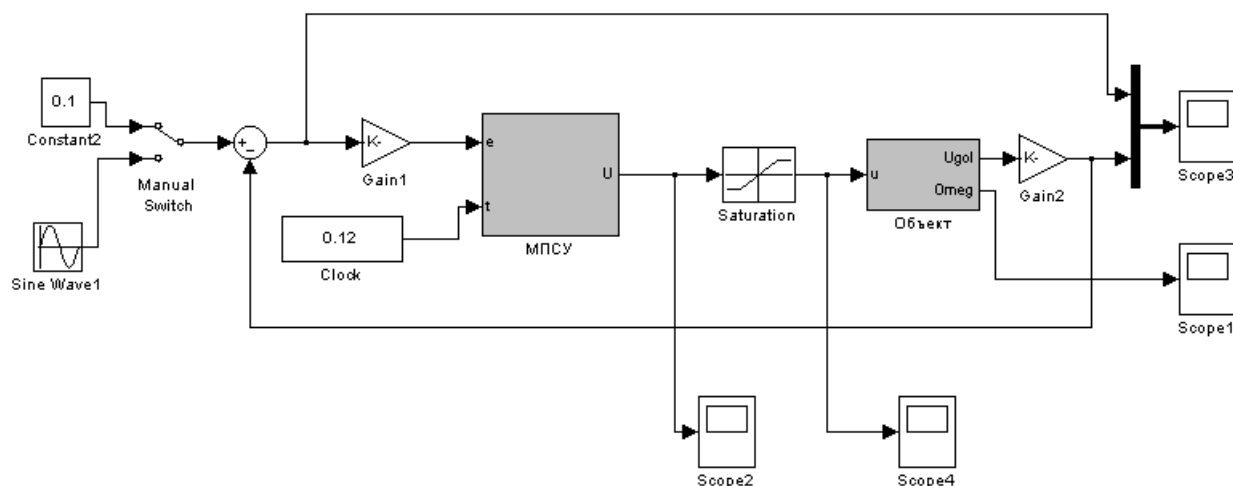


Рис.10.1

Расчетные переходные процессы представлены на рис. 10.10.

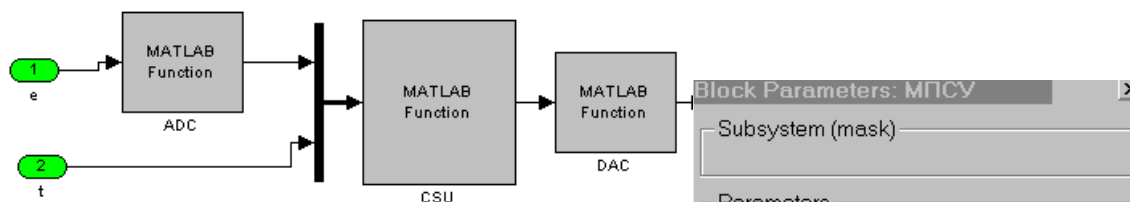


Рис. 10.2

MATLAB function:

ADC(u, dx1)

Рис.10.3

MATLAB function:

CSU(u(1), u(2), a1_, b1_, c1_, d1_)

Рис.10.4

MATLAB function:

DAC(u, du)

Рис. 10.5

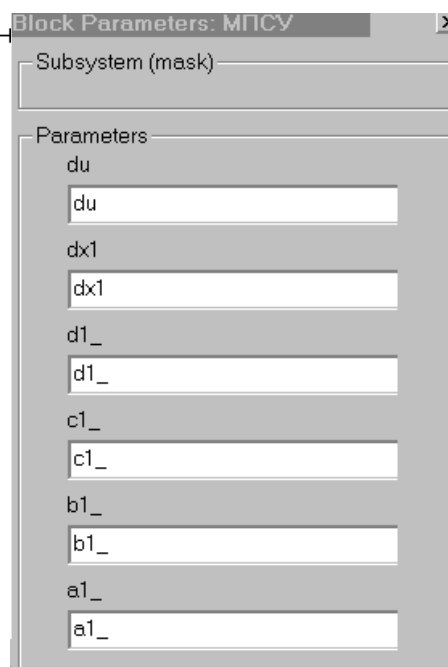


Рис.10.6

<pre> syst2002_KRU global kx0; global t0; global tau; global kupr0; a1=-0.6165; b1=1; c1=-4.0272055; d1=2.667; dx1=0.0005; du=0.1; a1_=round(a1*100); b1_=round(b1*100); c1_=round(c1*dx1/du*1000); d1_=round(d1*dx1/du*1000); kupr0=0 kx0 =0 t0 =0 tau =0.001 sim ('syst2002_KRU'); </pre>	<pre> function kupr = CSU (ke, t, a1_, b1_, c1_, d1_); global kx0; global tau; global t0; global kupr0; if t >= t0 kx1 = (b1_*ke + kx0*a1_)/100; kupr0 = (d1_*ke + c1_*kx0)/1000; kx0 = kx1; t0 = t0 + tau; end; kupr = kupr0; </pre> <p>Рис.</p> <pre> function ke = ADC (e, dx1); ke=round(e/dx1); end; </pre> <p>Рис.</p> <pre> function upr = DAC (kupr, du); upr = kupr * du; end; </pre>
--	--

Рис.10.7

Рис.10.8

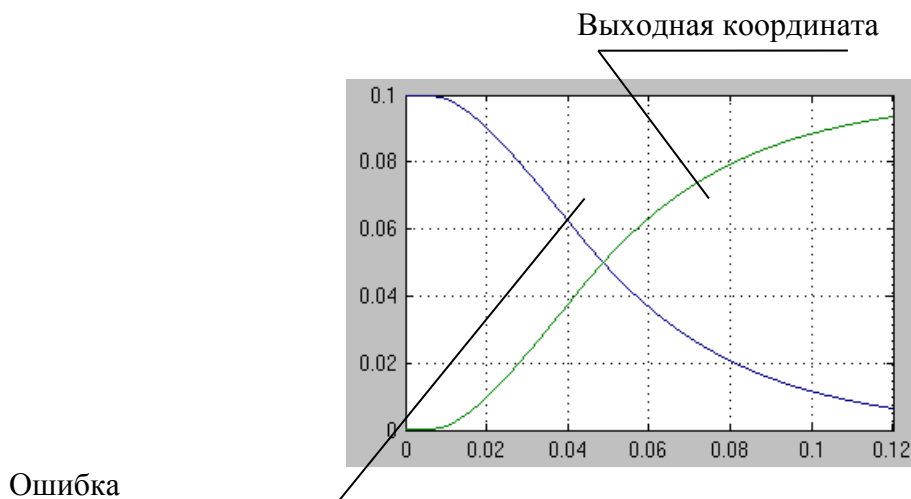


Рис. 10.9

Сравнительный анализ переходных процессов, представленных на рис. 10.8 и 10.9 позволяет сделать вывод о том, что выбранные уровни дискретизации сигналов и заданная погрешность представления коэффициентов алгоритма управления не оказывают существенного влияния на выходные характеристики цифровой системы управления.

III. ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ, ОБОРУДОВАНИЕ

1. Параметры силовой системы электрического следящего привода постоянного тока.
2. Персональный компьютер.

IV. ЦЕЛИ И ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Требуется рассчитать динамические характеристики системы с компьютерным управлением, синтезированной методом логарифмических псевдочастотных характеристик без учета квантования сигналов по уровню и с учетом квантования сигналов по уровню. Провести сравнительный анализ полученных результатов. Сформировать рекомендации по выбору количества разрядов входного управляющего кода и кода управления для системы управления с силовой системой, структурная схема которой представлена на рис.10.10.

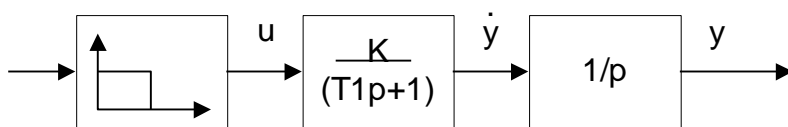


Рис.10.10.

Провести исследование характеристик САУ с использованием пакета SIMULINK.

V. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

Р а с ч е т н а я ч а с т ь

По заданным параметрам входного преобразователя, преобразователя, формирующего управляющий сигнал для исполнительного двигателя, заданных параметрах корректирующего фильтра и величине такта квантования сигналов, определить параметры коэффициентов передачи алгоритмов управления.

Экспериментальная часть

1. Составить схему моделирования системы в среде SIMULINK без учета квантования сигналов по уровню.
2. Составить схему моделирования системы в среде SIMULINK с учетом квантования сигналов по уровню.

3. Исследовать переходные процессы в системе для различных вариантов (по заданию преподавателя) параметров преобразователей входного сигнала и сигнала управления исполнительным двигателем.

VI. ОФОРМЛЕНИЕ ОТЧЕТА

Отчет должен содержать расчет коэффициентов алгоритмов управления без учета квантования по уровню и с учетом квантования по уровню.

В отчете должны быть приведены функциональные и структурные схемы, схемы моделирования и расчетные переходные процессы в системе.

VII. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое квантование сигналов по времени?
2. Что такое квантование сигналов по уровню?
3. Какой тип квантования сигналов характерен для цифровых систем управления?
4. Каким образом влияет квантование сигналов по уровню на характеристики системы?
5. Какие рекомендации могут быть сформированы для выбора количества разрядов необходимых для представления информации в цифровых системах управления?
6. Каким образом могут быть учтены малые коэффициенты передачи в алгоритмах управления, реализуемых с помощью целочисленной арифметики?

VIII. БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основная литература

1. Рабинович Л.В. Динамика систем приводов: Уч. пособие - М.:БИБЛИО-ГЛОБУС, 2016. 266с.:ил.
2. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 1: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2012. 123с.
3. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Практикум. Часть 2: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2014. 152с.
4. Горячев О.В. Компьютерное управление мехатронными системами. Сборник методических указаний к лабораторным работам по курсу: учеб. пособие. Тула: Изд-во ТулГУ., 2018. 125с.
5. Макаров Н.Н. Анализ и синтез систем автоматического управления с использованием системы MatLab/Н.Н.Макаров, С.В. Феофилов. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. – 68с.
6. Макаров Н.Н., Семашкин В.Е. Численные методы в анализе и синтезе систем автоматического управления: учеб. Пособие. Тула: Изд-во ТулГУ,

Дополнительная литература

1. Математические основы теории автоматического регулирования: учеб. пособие для втузов / В.А. Иванов, В.С. Медведев, Б.К. Чемоданов, А.С. Ющенко. – М.: Высшая школа, 1977. Т. 1 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 366 с. Т. 2 / под ред. Б. К. Чемоданова. – 1977. – 454 с.
2. Стрейц, В. Метод пространства состояний в теории дискретных линейных систем автоматического управления / В. Стрейц; пер. с англ. Э.Д. Аведьяна; под ред. Я.З. Цыпкина. – М.: Наука: Гл. ред. физматлит, 1985. – 296 с.
3. Основы расчета и проектирования мехатронных модулей систем наведения и стабилизации/ О.В. Горячев, В.И. Жемеров, А.П. Панков, В.С. Фимушкин. – Тула: Изд-во ТулГУ, 2010.233с.
4. Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т.5, Методы современной теории автоматического управления/К.А. Пупков [и др.];под ред.К.А. Пупкова, Н.Д. Егупова : учебник для вузов:в 5 т. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : МГТУ им.Баумана, 2004 .— 784с.
5. Пупков К.А. Методы робастного,нейро-нечеткого и адаптивного управления : учебник для вузов / К.А. Пупков [и др.];под ред. Н.Д. Егупова .— 2-е изд., стер. — М. : Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002 .— 744с. : ил.