

1 Введение. Основные понятия и определения

1.1 Основные определения

Основные термины и определения теории моделирования даются в [1,12]

Модель – объект произвольной формы, отражающий существенные для рассматриваемой задачи свойства объекта-оригинала.

Моделирование согласно [12] – использование системы обработки данных для представления характера изменения выбранных параметров физической или абстрактной системы.

Моделирование – процесс замены объекта-оригинала моделью с целью получения информации о некоторых изучаемых свойствах оригинала путем проведения эксперимента. Оно занимает промежуточное положение между аналитическим исследованием и натурным экспериментом.

Теория моделирования изучает методы построения моделей и проведения с их помощью экспериментов.

Эмуляция – использование системы обработки данных для имитации другой системы обработки данных таким образом, что имитирующая система получает те же данные, выполняет те же операции и достигает тех же результатов, что и имитируемая система. Примечание: эмуляция обычно выполняется с помощью аппаратных или программно-аппаратных средств.

В курсе «Вычислительная техника и программирование» давалась следующая классификация моделей.

- 1) По способу представления различают:
 - концептуальные;
 - символьные (знаковые);
 - физические (материальные).
- 2) Символьные модели подразделяются на

Моделирование имеет следующие цели:

- обеспечение научных исследований с целью проверки гипотез;
- выбор оптимального варианта на различных стадиях проектирования;
- получение информации о поведении исследуемой системы в интересующих исследователя режимах;
- предсказание поведения системы в различных внешних воздействиях и режимах;
- получение математическое описание исследуемых реальных систем.

Наиболее эффективно использование моделирования при проектировании электромеханических систем. Оно позволяет построить теоретические модели исследуемой системы для определенного этапа проектирования, произвести анализ модели с точки зрения соответствия характеристик системы техническому заданию и выбора наиболее оптимального варианта решения. При этом значительно сокращается время проектирования и снижается доля затрат на проведение экспериментальных исследований.

При проектировании электротехнических систем используются следующие виды математических моделей:

Используется следующая классификация моделей по способу представления:

- 1) концептуальную модель – это идеальный образ, зависящий не только от объективных свойств, но и субъективных знаний и других факторов разработчика модели;
- 2) символьные (знаковые) модели – это дальнейшее развитие концептуальной модели, отражающие исследуемые свойства с помощью символов, дополнительно подразделяются на:
 - лингвистические (вербальные) модели – это описание свойств на некотором естественном языке, например техническое задание, пояснительная записка и т.д.,
 - графические модели отражают свойства модели в графической форме и бывают двух типов: портретные (иконические), отражающие графическими средствами реальные свойства объекта (чертежи, планы местности, схемы), и условные модели графически отображающие непосредственно не наблюдаемые свойства (графики, диаграммы)

- математические модели – описание исследуемых свойств и параметров модели средствами математики.
- 3) материальные модели – реализация в материальной форме концептуальной или символической модели, позволяющая производить эксперимент, их дополнительно классифицируются на
 - геометрические модели используются для исследования геометрических свойств объектов и систем без учета внутренней природы (макеты, муляжи и т.п.);
 - физические модели используются для исследования свойств исследуемого объекта с сохранением его физической природы или внутреннего состава (гидродинамические модели судов, аэродинамические модели, химические лабораторные установки),
 - аналоговые модели в отличие от физических позволяют производить исследования без сохранения физической природы внутренних процессов объекта, заменяя ее по аналогии более удобной для исследования (например в АВМ все различные процессы моделируются электрическими сигналами)
 - программные (имитационные) модели позволяют производить вычислительный эксперимент с помощью компьютеров.

При моделировании исследуемого объекта или явления наиболее часто используется системный подход.

Система – это совокупность взаимосвязанных элементов, взаимодействующая с окружением как единое целое и обладающая свойствами, которыми не обладают отдельно взятые элементы.

Когда объект моделирования рассматривается как система, то характеризуется следующим:

- набором отдельных составных элементов, выполняющих определенные функции;
- структурой – способ организации элементов в системе с помощью внутренних связей;
- окружающей средой, которая взаимодействует с системой через ее входы и выходы;
- историей развития системы.

В зависимости от исследуемых свойств системы различают два основных типа моделей:

- функциональные, отражающие основные свойства функционирования системы в окружающей среде как единого целого без рассмотрения ее внутренней структуры;
- структурные – когда исследуется особенность строения системы и взаимодействие элементов внутри системы.

Параметр – величина, характеризующая свойства и режим работы исследуемого объекта. Различают внутренние и внешние параметры систем. Первые характеризуют свойства исследуемого объекта, а вторые – свойства его элементов. Внешние параметры – это параметры внешней среды, влияющие на функционирование исследуемого объекта.

По степени детализации исследуемых свойств системы различают три иерархического уровня абстрагирования моделей:

- метауровень – модели верхнего уровня абстракции;
- макроуровень – средний уровень абстрагирования;
- микроуровень – нижний уровень абстракции.

Сложность модели возрастает при переходе от верхнего уровня к нижнему.

В электромеханике используются следующие виды моделей:

- 1) модели для анализа динамических и статических режимов работы систем автоматизированного ЭП;
- 2) топологические модели для трассировки соединений между элементами и выбора пространственной конфигурации элементов системы ЭП;
- 3) информационные модели структуризации массивов проектных данных;
- 4) технико-экономические модели для оценки экономической эффективности проектирования;
- 5) критериальные модели для отображения системы в пространстве критериев и параметров при оптимизации системы;
- 6) технологические модели, отражающие технологический процесс производства или изготовления как всей системы в целом, так и отдельных компонентов;

1.2 История развития средств и методов моделирования электромеханических систем

1.2.1 История развития средств моделирования

Практическое моделирование электротехнических систем развивалось постепенно, проходя следующие этапы:

1) 1-й этап физического моделирования, для анализа характеристик электротехнических систем использовались в качестве моделей реальных объектов их физические аналоги, близкие к исследуемым по отдельным параметрам и техническим характеристикам;

2) 2-й этап начался в 30-е годы и связан с развитием теории подобия и появлением специальных расчетных столов для моделирования электроэнергетических систем, которые представляли собой соединения типовых электротехнических элементов: сопротивлений, емкостей, индуктивностей и т.п.; модели строились на основе аналогий между реальными и проектируемыми процессами;

3) 3-й этап связан с совершенствованием аппаратной базы моделирования и характеризуется ее развитием в двух направлениях:

а) создании аналоговых вычислительных машин (АВМ), использующих не физическое, а математическое подобие процессов;

б) создание электродинамических моделей, объединяющих

4) 4-й этап связан с бурным развитием средств вычислительной техники, когда для исследования систем стали использоваться специальные математические системы, позволяющие комплексно производить математическое исследование различных видов моделей.

1.2.2 Развитие теории моделирования

История развития моделирования электрических машин развивалось постепенно, проходя следующие этапы:

1) первый этап начался в XIX веке и связан с использованием уравнений установившихся режимов на основе системы комплексных уравнений, геометрическим смыслом которых являются векторные диаграммы и схемы замещения (статическое моделирование).

2) в конце 20-х годов началось использование динамических моделей на основе теории обобщенной электрической машины на основе уравнений Р. Парка и А.А. Горева.

3) С середины 60-х годов для описания электромеханических процессов в машине с бесконечным числом контуров и бесконечным числом гармоник используется модель обобщенного электромеханического преобразователя.

4) четвертый этап связан с использованием динамических моделей, учитывающий различный спектр гармоник в обмотках электрических машин.

1.2.3 Моделирование на цифровых электронных вычислительных машинах (компьютерах).

Данный вид моделирования в настоящее время является основным. Это обусловлено дешевизной аппаратной части и большим набором всевозможного программного обеспечения для моделирования.

В настоящее время для моделирования электромеханических систем используются следующие классы программного обеспечения:

1) универсальные математические пакеты, позволяющие автоматизировать все этапы построения и расчетов моделей систем во всех сферах науки и техники, к ним относятся: Matlab, MathCAD, Maple, Mathematica;

2) проблемно ориентированные системы моделирования для определенного класса электромеханических систем, например для моделирования электронных схем используются Electronics Work Bench, Micro Cap;

3) специальные узкоспециализированные пакеты моделирования, позволяющие исследовать конкретный вид модели.

1.2.4 Принципы моделирования

При построении математических моделей используются следующие принципы:

– **Принцип осуществимости.** Модель должна обеспечивать достижение поставленной цели исследования с вероятностью, существенно отличающейся от нуля, и за конечное время.

– **Принцип множественности моделей.** Модель должна отражать в первую очередь те свойства реальной системы (или явления), которые влияют на выбранный показатель эффективности. Соответственно при использовании любой конкретной модели познаются лишь некоторые стороны реальности. Для более полного ее исследования необходим ряд моделей, позволяющих с разных сторон и с разной степенью детальности отражать рассматриваемый процесс.

– **Принцип агрегирования.** В большинстве случаев сложную систему можно представить состоящей из агрегатов (подсистем), для адекватного математического описания которых оказываются пригодными некоторые стандартные математические схемы. Принцип агрегирования позволяет, кроме того, достаточно гибко перестраивать модель в зависимости от задач исследования.

– **Принцип параметризации.** В ряде случаев моделируемая система имеет в своем составе некоторые относительно изолированные подсистемы, характеризующиеся определенным параметром, в том числе векторным. Такие подсистемы можно заменять в модели соответствующими числовыми величинами, а не описывать процесс их функционирования. При необходимости зависимость значений этих величин от ситуации может задаваться в виде таблицы, графика или аналитического выражения (формулы). Принцип параметризации позволяет сократить объем и продолжительность моделирования. Однако параметризация снижает адекватность модели.

Список литературы

- 1 Аветисян Д.А. Автоматизация проектирования электрических систем. – М.: Высш.шк., 1998. – 331 с.
- 2 Башарин А.В., Постников Ю.В. Примеры расчета автоматизированного электропривода на ЭВМ: Учебное пособие для вузов. – 3-е изд. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1990. – 512 с.
- 3 Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами: Учебное пособие для вузов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1982. – 392с.
- 4 Горбачевич Е.Д., Левинзон Ф.Ф. Аналоговое моделирование систем управления. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1984. – 304 с.
- 5 Гультяев А. Визуальное моделирование в среде MATLAB: учебный курс – СПб: Питер, 2000. – 432 с.
- 6 Дьяконов В.П. MATLAB: Учебный курс. – СПб: Питер, 2001. – 560 с
- 7 Дьяконов В.П. Справочник по MathCAD PLUS 7.0 PRO – М.: СК Пресс, 1998 – 352 с.
- 8 Дьяконов В.П. MATHCAD 8/2000: специальный справочник. – СПб.: Питер, 2000. – 592 с.
- 9 Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: Учебн. Пособие для вузов. 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Высш. шк. – 1994. – 318 с.
- 10 Рычков В., Компьютер для студента. Самоучитель / В. Рычков, В. Дьяконов, Ю. Новиков. – СПб.: Питер, 2000. – 592 с.
- 11 Фурунжиев Р.И. и др. Применение математических методов и ЭВМ: Программное моделирование систем. – Мн.: Высш.шк., 1991. – 252 с.
- 12 Межгосударственный стандарт ГОСТ ИСО/ МЭК 2382-99. Информационные технологии. Словарь. Часть 1. Основные термины. Введен в действие 2000-07-01.

2 Методика математического моделирования системы электропривода 2 часа

2.1 Моделирование на цифровых компьютерах

2.1.1 Основные этапы моделирования систем электропривода

Системы теоретического моделирования электропривода по способу реализации и представления моделей подразделяются на три группы:

- а) системы аналогового моделирования (аналоговые вычислительные машины);
- б) системы программного моделирования на компьютере (некоторые источники называют их системами имитационного моделирования);
- в) гибридные системы моделирования (аппаратно-программные комплексы, являющиеся симбиозом вышеперечисленных систем).

В общем случае при разработке теоретических моделей систем электропривода можно выделить следующие основные этапы:

- а) построение концептуальной и вербальной моделей исследуемой системы, где реализуются следующие процедуры:
 - определение цели и постановка задачи моделирования;
 - сбор исходной информации об объекте моделирования;
 - установление основного содержания и вида модели;
 - составление вербальной модели исследуемой системы;
 - проверка адекватности концептуальной модели;
- б) составление математической модели, которая включает следующие операции:
 - определение зоны адекватности модели, введение возможных допущений;
 - построение логической схемы структуры модели в соответствии с выбранным уровнем моделирования;
 - определения состава переменных модели с учетом функций метамоделей отдельных элементов структуры;
 - вывод математических соотношений, описывающих переменные модели;
 - проверка адекватности полученной математической модели;
 - расчет исходных данных для созданной математической модели (ненулевых начальных условий переменных, параметров элементов модели, величины входных воздействий на модель);
- в) составление программной (материальной) модели, включающее процедуры:
 - написание исходного текста программной модели с учетом синтаксиса языка моделирования при аналитической форме записи (или составление расчетной схемы модели с помощью стандартных моделей типовых элементов систем при структурном моделировании);
 - определение исходных данных программной модели (значений внутренних параметров модели, а так же задающих и возмущающих воздействий);
 - проверка достоверности (верификация) и отладка программной модели с помощью тестов;
- г) составление плана эксперимента, в котором определяются:
 - оптимальное количество точек испытаний смоделированной системы для получения необходимой информации, а также форма задающих и возмущающих воздействий при этом;
 - порядок проведения отдельных опытов и вид представления результатов;
- д) проведение эксперимента с моделью, включающего следующие процедуры:
 - проведение эксперимента с фиксацией результатов;
 - оценка адекватности и точности полученных результатов;
 - анализ результатов моделирования и составления отчета.

2.1.2 Способы и формы математического описания систем электропривода

При этом используются следующие формы представления математических моделей:

- а) расчетная электрическая схема – соединение последовательности моделей отдельных элементов и подсистем (для аналоговых вычислительных машин);
- б) аналитическая форма – система алгебраических, дифференциальных или разностных уравнений (программное моделирование);

в) графическая форма в виде структурной схемы или графа модели (например, для систем визуального моделирования типа пакетов Simulink для MATLAB, SIAM);

г) матричная форма записи систем алгебраических и обыкновенных дифференциальных уравнений;

д) смешанная форма, являющаяся различной комбинацией и объединением нескольких вышеперечисленных форм.

Наибольшее распространение для систем электропривода получили структурные схемы вследствие их наглядности и удобства преобразований. Построение модели в этом случае удобно проводить на основе объединения отдельных подмоделей передаточных функций и нелинейных элементов (структурное моделирование).

Моделирование передаточных функций элементов электропривода производится следующими способами:

а) для аналоговых вычислительных комплексов путем их реализации в виде электрических схем коммутации корректирующих цепей операционных усилителей;

б) для аналитической формы записи выполняется детализация передаточной функции на пропорциональные и интегрирующие звенья и составление по ней системы уравнений;

в) при структурном моделировании выбирается готовая модель элемента из отлаженной библиотеки и корректируются ее параметры;

г) при матричной форме модели по передаточной функции всей системы составляется матрица, описывающая переменные состояния и дополнительные переменные модели.

В общем случае передаточные функции отдельных элементов описываются выражением

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{a_m \cdot p^m + a_{m+1} p^{m+1} + \dots + a_1 p + a_0}{b_n \cdot p^n + a_{n+1} p^{n+1} + \dots + b_1 p + b_0}, \quad (2.1)$$

где $X(p)$ – изображение входного воздействия;

$Y(p)$ – изображение выходного сигнала;

m – порядок полинома числителя $W(p)$;

n – порядок полинома знаменателя $W(p)$;

a_i – коэффициенты полинома числителя при $i=0, 1, \dots, m$;

b_i – коэффициенты полинома знаменателя при $i=0, 1, \dots, n$.

У практически реализуемых элементов порядок числителя передаточной функции не должен превышать порядок знаменателя ($n \geq m$).

Имеют место случаи, когда необходимо представить передаточную функцию в виде структурной схемы для последующего составления математической модели в аналитической форме (для цифрового моделировании с помощью системы MathCAD, Runge) или расчетной схемы (для АВМ).

Для составления системы алгебраических и обыкновенных дифференциальных уравнений, описывающих передаточную функцию, удобно использовать метод дополнительной переменной (детализации). При этом выражение передаточной функции описывается структурной схемой рисунка 2.1. Число интегрирующих элементов (интеграторов) равно порядку полинома числителя и определяет порядок системы (количество дифференциальных уравнений). При этом система уравнений модели $W(p)$ в операторной форме в общем случае имеет вид

$$\begin{aligned} Y(p) &= Z_1(p) a_0 + \sum_{j=2}^{m+1} Z_j(p) \cdot a_{j-1}, \\ Z_1(p) p &= Z_2(p), \\ Z_2(p) p &= Z_3(p), \\ &\dots \\ Z_i(p) p &= Z_{i+1}(p), \\ &\dots \\ Z_{n-2}(p) p &= Z_{n-1}(p), \\ Z_n(p) p &= (X(p) - \sum_{k=1}^n Z_k(p) \cdot b_{k-1}) / b_n. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Здесь используются дополнительные переменные Z_i , описывающие выходные сигналы интеграторов. Их общее число равно порядку числителя и определяет число обыкновенных дифференциальных уравнений системы.

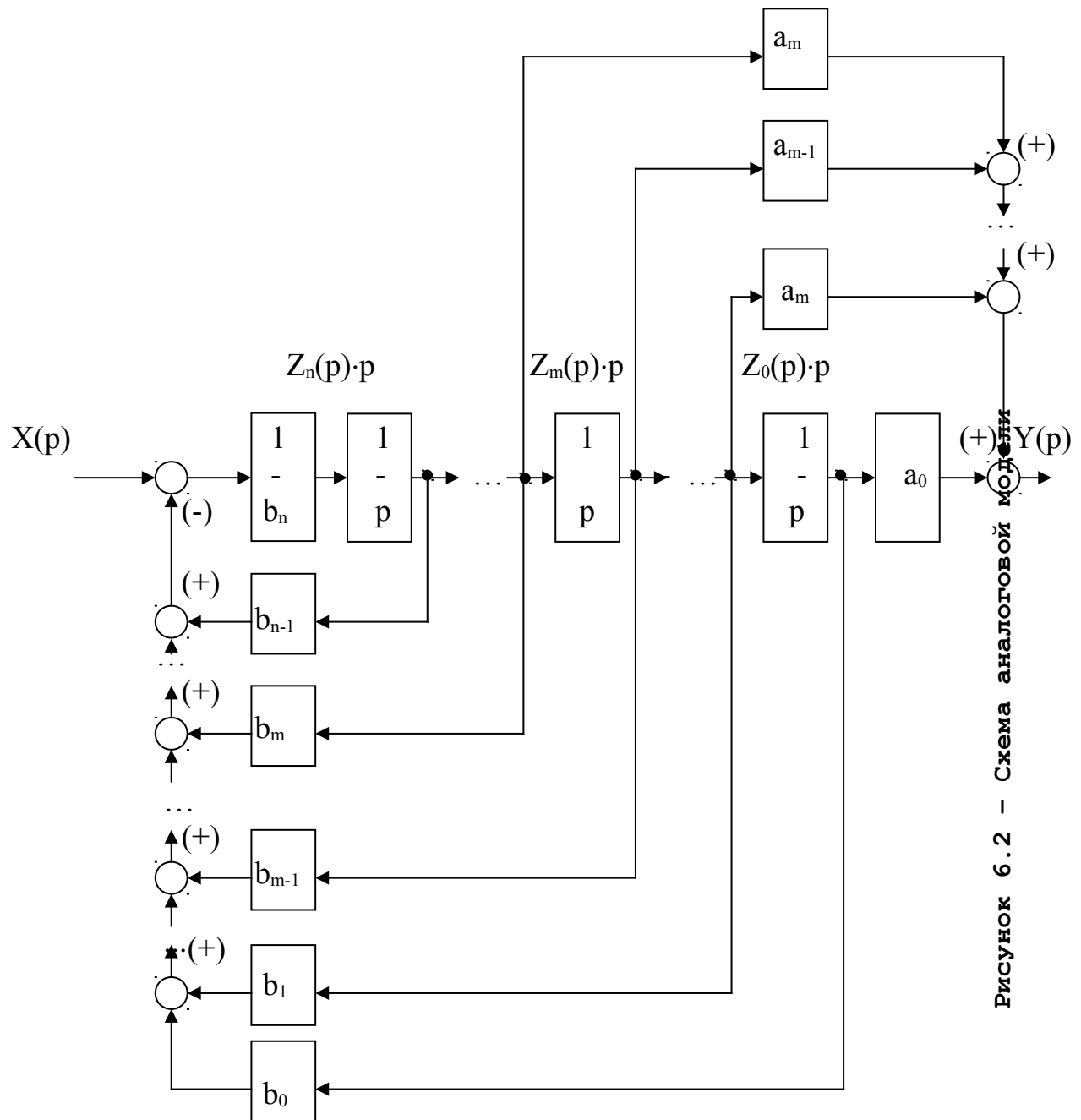


Рисунок 2.1 – Детализированная структурная схема разложения передаточной функции

2.1.3 Составление структурных схем моделей по дифференциальным уравнениям

Для построения структурной схемы модели по дифференциальным уравнениям следует использовать разложение системы дифференциального уравнения высокого порядка в систему обыкновенных дифференциальных уравнений.

2.1.4 Составление моделей на основании структурных схем

Рассмотренная в разделе форма детализации эффективна для передаточных функций второго и выше порядка знаменателя. Для разложения типовых передаточных функций не выше первого порядка удобно использовать типовые схемы детализации.

Пример построения программной модели в аналитической форме для моделирования на ПЭВМ

При построении программной модели системы ЭП в аналитической форме по структурной схеме рисунка 2.2 (двухконтурная система подчиненного регулирования скорости ТП-ДПТ) сначала производится детализация передаточных функций элементов на основе материалов раздела 3. В результате строится на рисунке 2.3 детализированная структурная схема системы ЭП.

Далее вводятся обозначения переменных состояния системы – интегрирующих элементов структурной схемы. Входы интеграторов обозначаются как производные $dX[i]$, а выходы – $X[i]$ при $i=1, \dots, n$ (n –порядок системы ЭП). Затем обозначаются как $X[n+j]$ дополнительные переменные, которые описываются алгебраическими уравнениями. Для структуры рисунка 2.3 вводятся следующие обозначения переменных состояния:

$X[1]$ – выход интегратора регулятора скорости (РС);
 $X[2]$ – выход интегратора регулятора тока (РТ);
 $X[3]$ – выход интегратора тиристорного преобразователя (ЕТП);
 $X[4]$ – выход интегратора обмотки якоря (ток якоря I_a);
 $X[5]$ – выход регуляторов механической части двигателя (ω);
 Дополнительные переменные описывают выходы регуляторов:
 $X[6]$ – выход регулятора скорости (U_{zt});
 $X[7]$ – выход регулятора тока (U_y).

Для придания универсальности модели вводятся обозначения параметров модели в виде массива коэффициентов:

$A[1]=U_{zc}$ – напряжение задания скорости ЭП;
 $A[2]=K_{pc}$ – коэффициент передачи пропорциональной части РС;
 $A[3]=T_{pc}$ – постоянная времени интегрирования РС;
 $A[4]=K_{pt}$ – коэффициент передачи пропорциональной части РТ;
 $A[5]=T_{pt}$ – постоянная времени интегрирования РТ;
 $A[6]=K_{tp}$ – коэффициент передачи тиристорного преобразователя;
 $A[7]=T_{tp}$ – постоянная времени тиристорного преобразователя;
 $A[8]=R_a$ – эквивалентное активное сопротивление цепи якоря ДПТ;
 $A[9]=T_a$ – эквивалентная постоянная времени цепи якоря ДПТ;
 $A[10]=C$ – конструктивный коэффициент ДПТ;
 $A[11]=J$ – суммарный момент инерции ЭП, приведенный к валу ДПТ;
 $A[12]=K_{dt}$ – коэффициент передачи датчика тока ЭП;
 $A[13]=K_{ds}$ – коэффициент передачи датчика скорости ЭП;
 $A[14]=M_c$ – момент сил статических сопротивлений на валу ДПТ.

Математическая модель с учетом насыщения регуляторов на уровне напряжения менее минус 10В и выше плюс 10В составляется путем описания выражений входов интеграторов (производных переменных состояния) обыкновенными дифференциальными уравнениями и дополнительных переменных алгебраическими уравнениями.

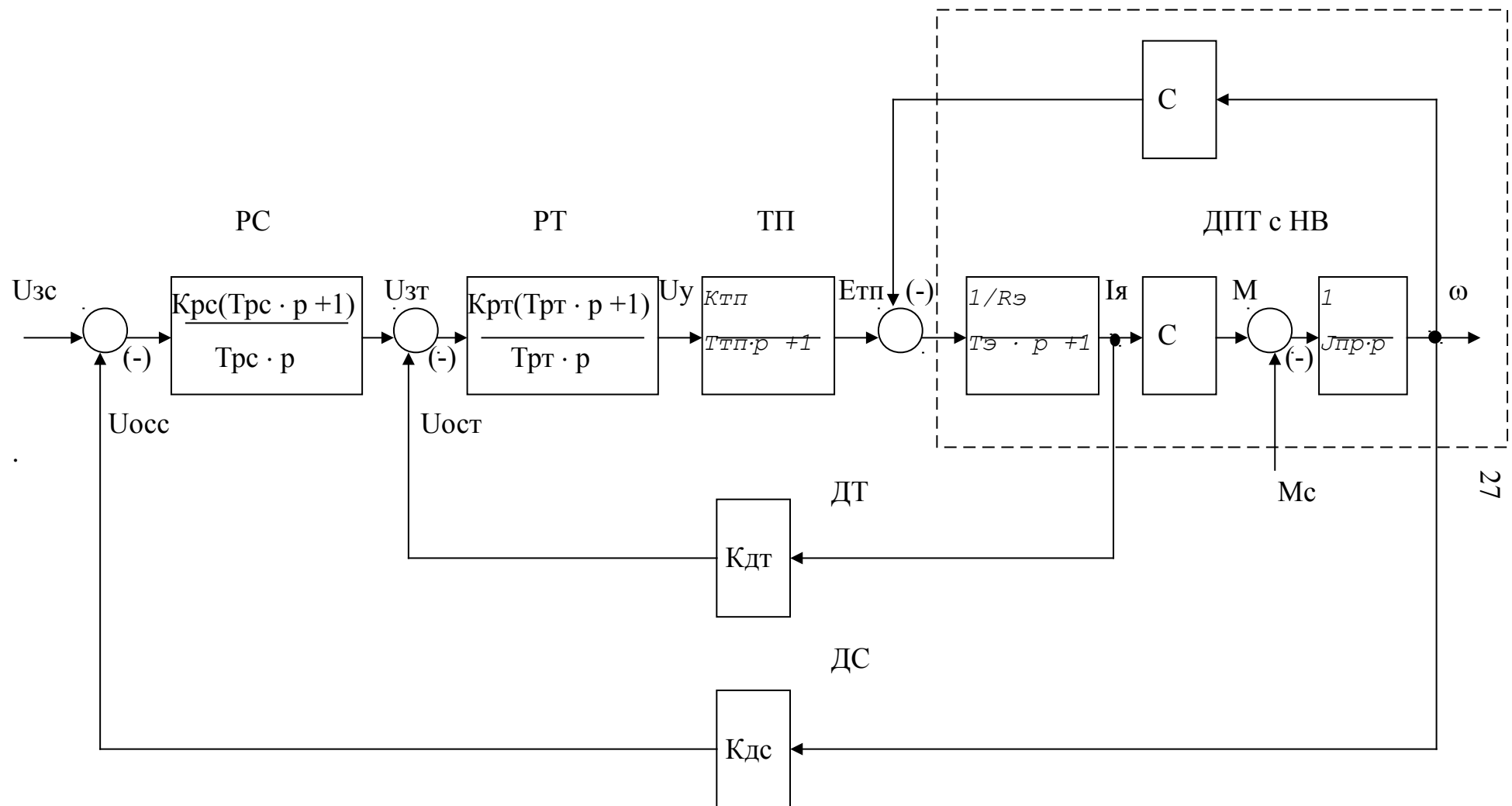


Рисунок 2.2 – Исходная структурная схема системы ЭП

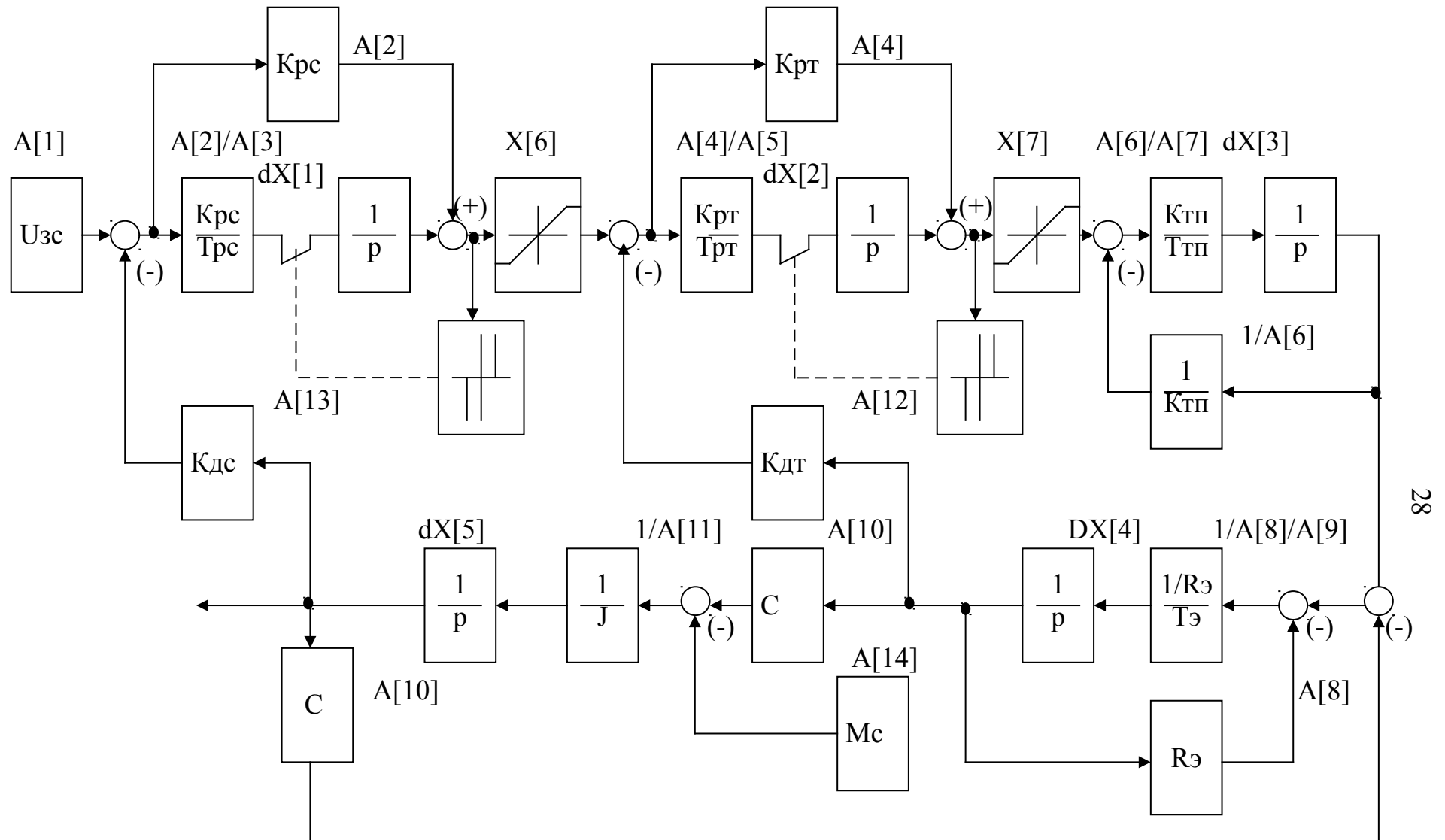


Рисунок 2.3 – Детализированная структурная схема модели ЭП

Математическая модель системы ЭП в аналитической форме:

$$\begin{aligned} dX_1(t) / dt &= (U_{зс} - K_{дс} \cdot \omega(t)) \cdot K_{рс} / T_{рс}, \\ U_{зт}(t) &= X_1(t) + (U_{зс} - K_{дс} \cdot \omega(t)) \cdot K_{рс}, \\ \text{если } U_{зт}(t) > 10 \text{ тогда } U_{зт}(t) &= 10 \text{ и } dX_1(t) / dt = 0, \\ \text{если } U_{зт}(t) < -10 \text{ тогда } U_{зт}(t) &= -10 \text{ и } dX_1(t) / dt = 0, \\ dX_2(t) / dt &= (U_{зт} - K_{дт} \cdot I_{я}(t)) \cdot K_{рт} / T_{рт}, \\ U_y(t) &= X_2(t) + (U_{зт} - K_{дт} \cdot I_{я}(t)) \cdot K_{рт}, \\ \text{если } U_y(t) > 10 \text{ тогда } U_y(t) &= 10 \text{ и } dX_2(t) / dt = 0, \\ \text{если } U_y(t) < -10 \text{ тогда } U_y(t) &= -10 \text{ и } dX_2(t) / dt = 0, \\ dE_{тп}(t) / dt &= (U_y(t) - E_{тп}(t) / K_{тп}) \cdot K_{тп} / T_{тп}, \\ dI_{я}(t) / dt &= (E_{тп}(t) - C \cdot \omega(t) - I_{я}(t) \cdot R_{э}) / R_{э} / T_{э}, \\ d\omega(t) / dt &= (I_{я}(t) \cdot C - M_c) / J. \end{aligned}$$

Программная модель системы с учетом синтаксиса языка программирования Pascal и вышепринятых обозначений:

```
Begin      { Пример астатической системы ТП-ДПТ }
dX[1]:=(A[1]-A[13]*X[5])*A[2]/A[3];      { П-часть РС }
X[6]:=X[1]+(A[1]-A[13]*X[5])*A[2];      { выход РС }
if X[6]>10 then begin  X[6]:=10;
                                dX[1]:=0;      { насыщение РС }
                                end;
if X[6]<-10 then begin  X[6]:=-10;
                                dX[1]:=0;      { насыщение РС }
                                end;
dX[2]:=(X[6]-A[12]*X[4])*A[4]/A[5];      { П-часть РТ }
X[7]:=X[2]+(X[6]-A[12]*X[4])*A[4];      { выход РТ }
if X[7]>10 then begin  X[7]:=10;
                                dX[2]:=0;      { насыщение РТ }
                                end;
if X[7]<-10 then begin  X[7]:=-10;
                                dX[2]:=0;      { насыщение РТ }
                                end;
dX[3]:=(X[7]-X[3]/A[6])*A[6]/A[7];      { ТП }
dX[4]:=(X[3]-X[5]*A[10]-X[4]*A[8])/A[8]/A[9];  { Iя }
dX[5]:=(X[4]*A[10]-A[14])/A[11];      { w }
End;
```

2.1.5 Составление матричной формы динамической модели

Матричная форма представления динамической системы используется во многих программных системах моделирования (например, MathCAD). Она используется в основном при моделировании линейных динамических систем. При этом используется представление модели в виде системы обыкновенных дифференциальных уравнений

$$\begin{aligned} dx_1/dt &= a_{11} \cdot x_1 + a_{12} \cdot x_2 + \dots + a_{1n} \cdot x_n + b_{11} \cdot u_1 + \dots b_{1m} \cdot u_m, \\ dx_2/dt &= a_{21} \cdot x_1 + a_{22} \cdot x_2 + \dots + a_{2n} \cdot x_n + b_{21} \cdot u_1 + \dots b_{2m} \cdot u_m, \\ &\dots \\ dx_n/dt &= a_{n1} \cdot x_1 + a_{n2} \cdot x_2 + \dots + a_{nn} \cdot x_n + b_{n1} \cdot u_1 + \dots b_{nm} \cdot u_m, \end{aligned}$$

В векторно-матричной форме эта система имеет вид

$$dX = A \cdot X + B \cdot U,$$

где X – вектор состояния системы размерности $1..n$;

U – вектор внешних воздействий размерности $1..m$;

A – матрица системы размерности $n \times n$;

B – матрица входа размера $n \times m$.

Что эквивалентно структурной схеме

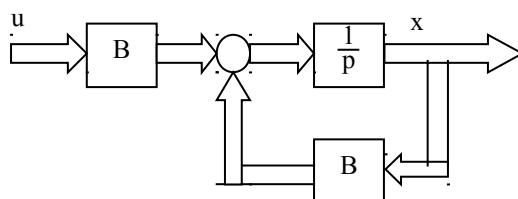


Рисунок 2.4 – Структурная схема в матричном виде

2.1.6 Расчет переходной характеристики модели системы в MathCAD

Необходимо преобразовать систему обыкновенных и дифференциальных уравнений, полученную при выполнении раздела 2.6 в векторную форму и записать ее в системе MathCAD.

$$\frac{dX(t, X)}{dt} = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ \frac{(u - b_3 \cdot X_3 - b_2 \cdot X_2 - b_1 \cdot X_1 - b_0 \cdot X_0)}{b_4} \end{bmatrix}$$

Далее определяется вектор начальных условий системы (нулевой).

$$X := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Задается переменная единичного входного воздействия системы (например, $u:=1$), время начала интервала интегрирования (равное нулю), конечное время интервала определяется по формуле:

$$tk \approx 4 / \max[\operatorname{Re}(p_i)]$$

где p_i – полюс с наибольшей вещественной частью (для устойчивых систем ближайший полюс к мнимой оси).

$$tn := 0 \quad tk := 20$$

$$Np := 50$$

$$Y := \text{Rkadapt}(X, tn, tk, Np, dX)$$

Переходная характеристика модели вычисляется с использованием адаптированного метода Рунге-Кутты четвертого порядка точности с помощью функции Rkadapt.

$$n := 0.. Np$$

$$y(n) := Y_{n,1} \cdot a_0 + Y_{n,2} \cdot a_1 + Y_{n,3} \cdot a_2 + Y_{n,4} \cdot a_3$$

Не рекомендуется задавать слишком большое число точек печати результатов (не более 50). Далее задается изменение переменной точек печати от 0 до последней. Алгебраическое уравнение выходной переменной системы должно являться функцией от точек печати. При этом следует учесть изменение нумерации переменных состояния в массиве результата интегрирования. Нулевой элемент хранит текущее значение времени интегрирования, первый элемент – значение X_0 , второй – X_1 и т.д.

Переходная характеристика системы строится с помощью двухмерного графика XY Plot, по оси абсцисс задается нулевой вектор матрицы результатов интегрирования (время), а по оси ординат – выходная переменная системы.

2.2 Особенности моделирования на АВМ

При моделировании на аналоговых вычислительных машинах составляется схема электрическая соединения типовых элементов в модель. В качестве типовых элементов наибольшее распространение получили модели динамических звеньев, реализованные на операционных усилителях. При моделировании на АВМ все математические соотношения, связывающие между собой переменные модели, реализуются в виде соответствующих преобразований электрических сигналов. Электрические сигналы описывают все входные, выходные и иные переменные модели.

В качестве примера рассматривается построение аналоговой модели для передаточной функции вида:

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{0.001 \cdot p^3 + 0.1 p + 1}{0.0001 \cdot p^4 + 0.001 \cdot p^3 + 0.01 \cdot p^2 + 0.01 p + 2}.$$

На рисунке 2.4 для $W(p)$ строится детализированная структурная схема, где введены обозначения:

$$\begin{aligned} a_0 &= 1; & a_1 &= 0.1; & a_3 &= 0.01; \\ b_0 &= 2; & b_1 &= 0.1; & b_2 &= 0.01; & b_3 &= 0.0001; & b_4 &= 0.0001. \end{aligned}$$

Система уравнений аналитической модели $W(p)$ имеет вид:

$$\begin{aligned} y(t) &= z_1(t) \cdot a_0 + z_2(t) \cdot a_1 + z_4(t) \cdot a_3, \\ d z_1(t) / dt &= z_2(t), \\ d z_2(t) / dt &= z_3(t), \\ d z_3(t) / dt &= z_4(t), \\ d z_4(t) / dt &= (x(t) - z_4(t) \cdot b_3 - z_3(t) \cdot b_2 - z_2(t) \cdot b_1 - z_1(t) \cdot b_0) / b_4. \end{aligned}$$

Для составления схемы аналоговой модели на операционных усилителях используются интегрирующие, суммирующие, пропорциональные и инвертирующие элементы на рисунке 2.5.

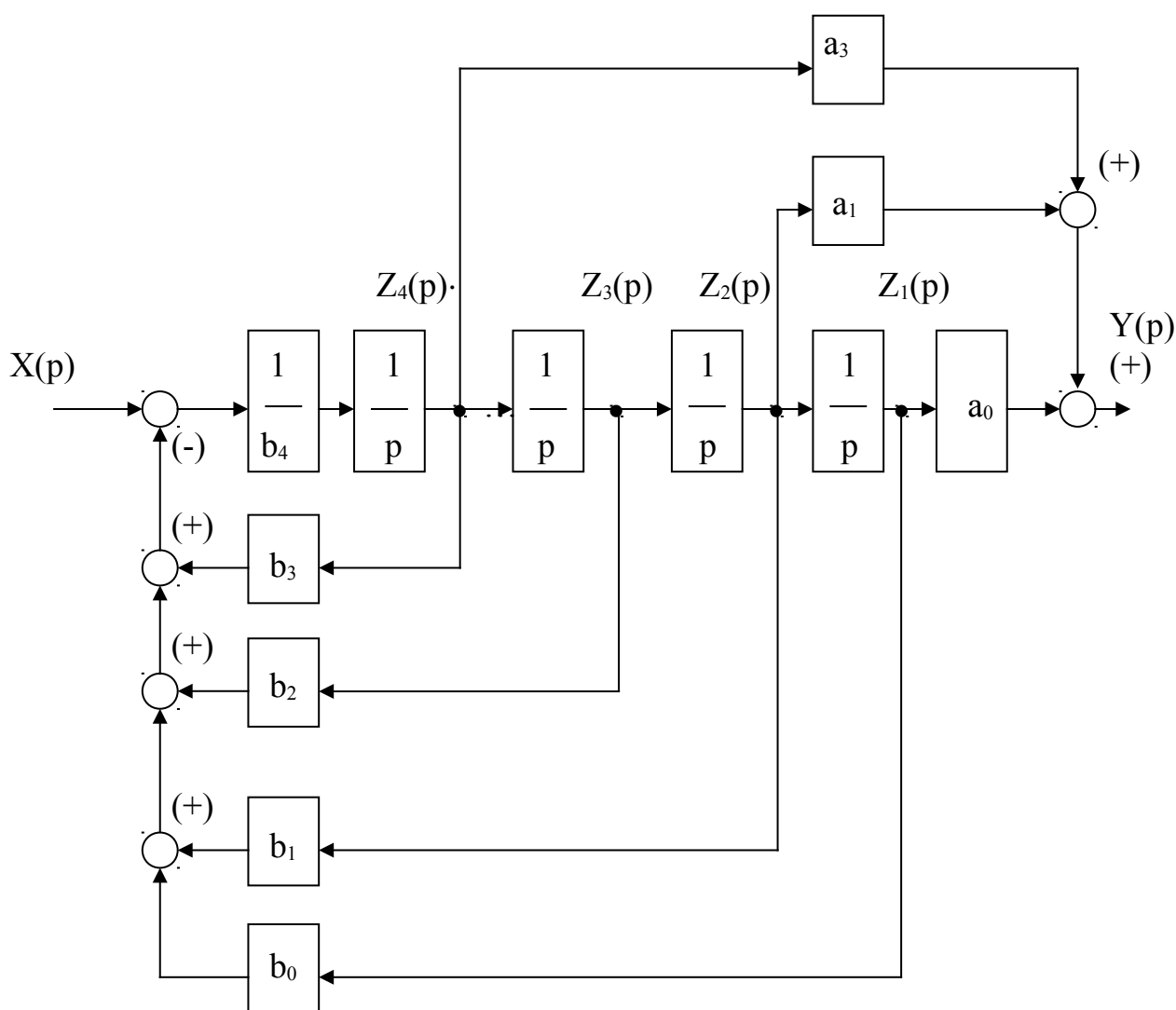


Рисунок 2.5 – Детализированная структурная схема $W(p)$

Электрическая схема коммутации аналоговой модели передаточной функции с учетом инвертирующих свойств операционных усилителей приводится на рисунке 2.6.

Параметры корректирующих цепей операционных усилителей DA1 – DA4 интегрирующих звеньев определяются на основе (4.7), а параметры суммирующих усилителей DA5 – DA9 – по (4.5).

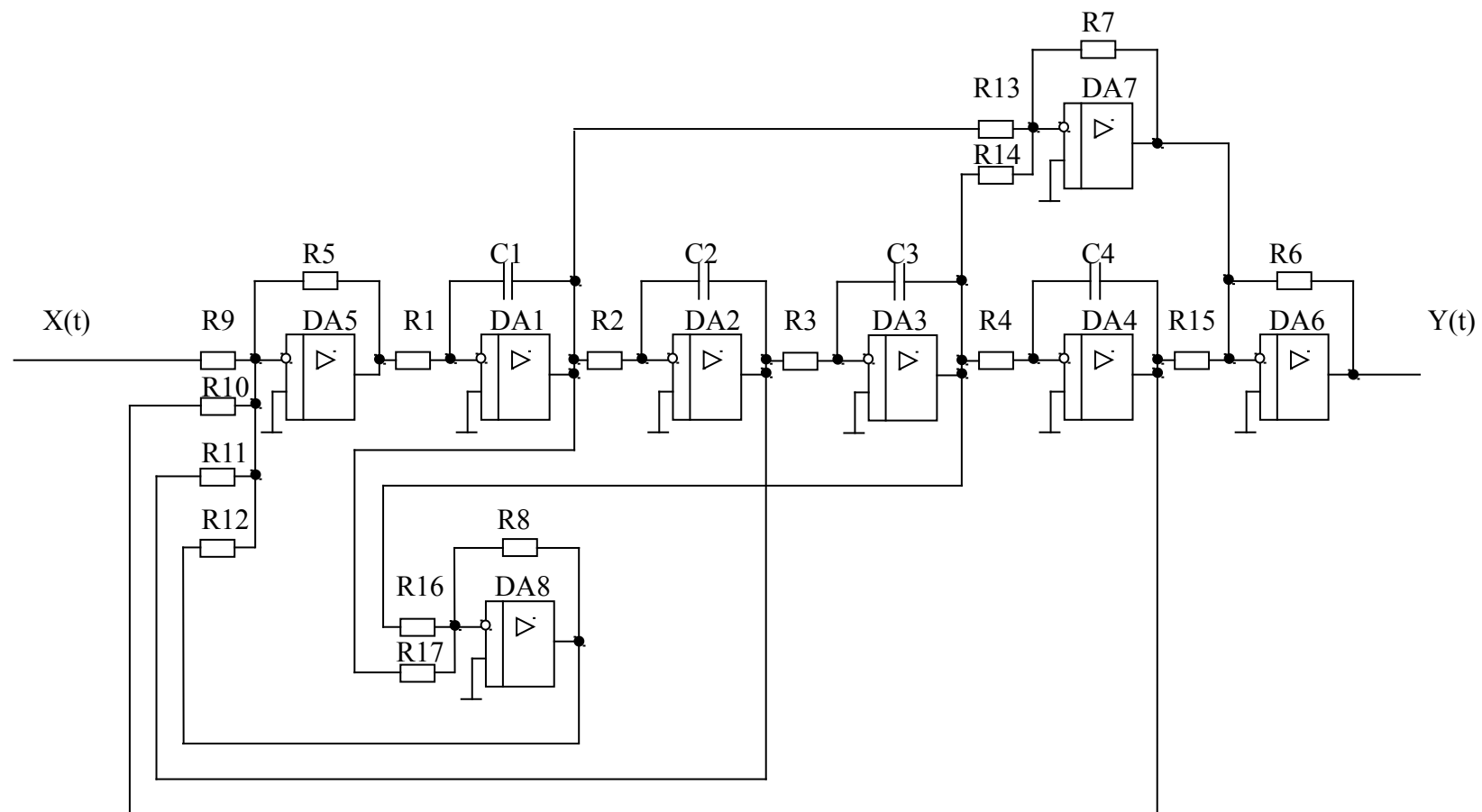


Рисунок 2.6 – Схема электрическая аналоговой модели

Список литературы

- 1 Аветисян Д.А. Автоматизация проектирования электрических систем. - М.: Высш. шк., 1998. - 331 с.
- 2 Башарин А.В., Постников Ю.В. Примеры расчета автоматизированного электропривода на ЭВМ: Учеб. пособие для вузов. - 3-е изд. - Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1990. - 512 с.
- 3 Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями. - 2-е изд., перераб. и доп. - СПб.: Энергоатомиздат. СПб. отд-ние, 1992. - 288 с.
- 4 Горбачев Е.Д., Левинзон Ф.Ф. Аналоговое моделирование систем управления. - М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1984. - 304 с.
- 5 Егоров В.Н., Шестаков В.М. Динамика систем электропривода. - Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1983. - 216 с.
- 6 Абабурко В.Н. Моделирование в электроприводе. Часть 1. Методические указания для студентов заочной формы обучения специальности Т11.02 "Автоматизированный электропривод". - Могилев: ММИ, 1999. - 31 с.

3 Моделирование линейных систем электропривода

3.1 Составление математических моделей линейных элементов системы электропривода

3.1.1 Виды математического описания линейных систем

Используются следующие формы описания математических моделей линейных электромеханических систем

- инвариантная форма модели – система математических выражений без учета способа ее решения;
- алгоритмическая форма – запись свойств модели в виде вычислительного алгоритма решения математического описания;
- аналитическая форма – явная зависимость исследуемых свойств от параметров модели;
- графическая форма – представление исходного описания в виде графа, эквивалентной схемы или структурной схемы;
- табличная форма – представление исследуемых свойств или параметров модели в виде таблицы;

3.1.2 Моделирование переходных характеристик линейных систем в среде SIMULINK системы MATLAB

Блоки библиотеки Linear являются набором моделей для создания линейных динамических моделей при различных видах математического описания исходных систем на основе обыкновенных дифференциальных и алгебраических уравнений. Широко используется для моделирования структуры электромеханических систем на макро уровне. Общий вид окна библиотеки Library:simulink\Linear показывается на рисунке 3.1.4.

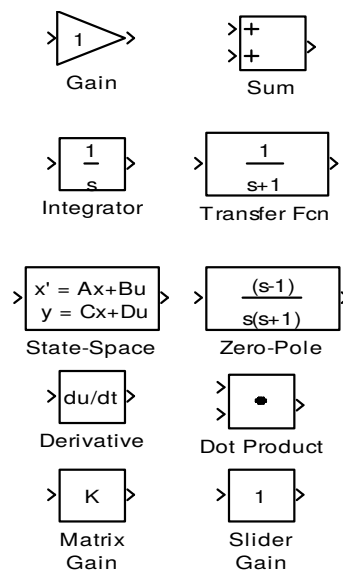


Рисунок 3.1.1 – Изображения состава библиотеки Linear для Matlab 5.2

В стандартную библиотеку входят следующие блоки:

- Gain – модель пропорционального динамического звена;
- Sum – модель суммирующего (сравнивающего) элемента;
- Integrator – модель интегрирующего звена;
- Transfer Fcn – модель динамического звена с помощью передаточной функции;
- State-Space – модель динамического звена с помощью уравнения состояния;
- Zero-Pole – модель динамического звена с помощью ;
- Derivative – модель дифференцирующего звена;
- Dot Product – модель блока перемножения двух сигналов;
- Matrix Gain – модель матричного пропорционального динамического звена;
- Slider Gain – модель пропорционального звена с вручную изменяемым коэффициентом передачи.

3.1.2.1 Настройка параметров сумматора Sum

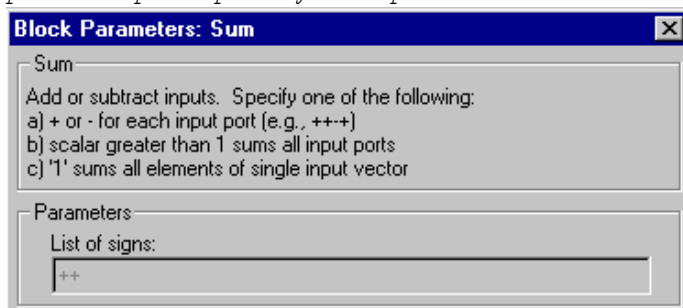


Рисунок 3.1.2 – Панель настроек модуля Sum

В поле ввода вводятся знаки плюс или минус, которые обозначают знак связи (положительной или отрицательной) соответствующего по порядку входа сигнала.

Если сумматор имеет два входа и реализует операцию суммирования, то необходимо ввести в поле ввода два знака "плюс" (++). Если моделируется сравнивающий элемент при отрицательной обратной связи, когда из первого входа отнимается значение второго, тогда необходимо набрать +-.

3.1.2.2 Настройка параметров модуля Gain

В поле ввода Gain задается коэффициент передачи звена. Этот коэффициент можно задать и выражением. Если после ввода значения на экране не хватает размеров блока для его полного отображения, тогда следует кликнуть один раз по блоку и "мышью", зацепив один из углов блока, придать нужный размер.

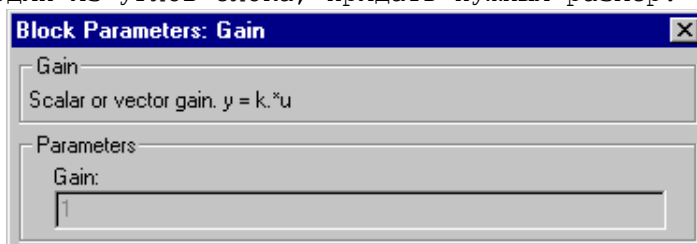


Рисунок 3.1.3 – Окно настройки модуля Gains

3.1.2.3 Настройка параметров модуля Transfer Fcn

В поле Numerator через пробел вводятся коэффициенты полинома передаточной функции числителя. В Denominator – коэффициенты полинома знаменателя. Коэффициенты вводятся в определенной последовательности: сначала значения соответствующие старшей степени оператора Лапласа, а последними задаются свободные члены полиномов (при $p=0$).

Пример записи полей модуля для моделирования передаточной функции

$$W(p) = \frac{0.01 \cdot p + 1}{0.022 \cdot p^2 + 1}$$

Numerator: [0.01 1]
Denominator: [0.022 0 1]

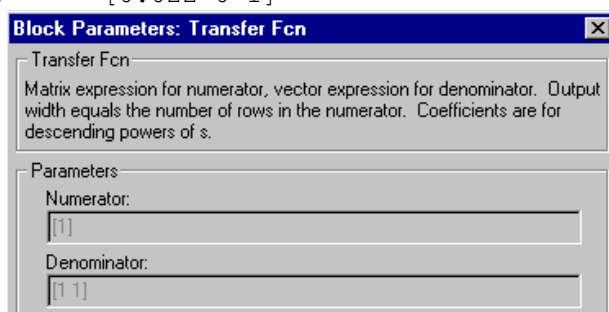


Рисунок 3.1.4 – Окно настроек модуля Transfer Sum

3.1.2.4 Настройка параметров модуля Integrator

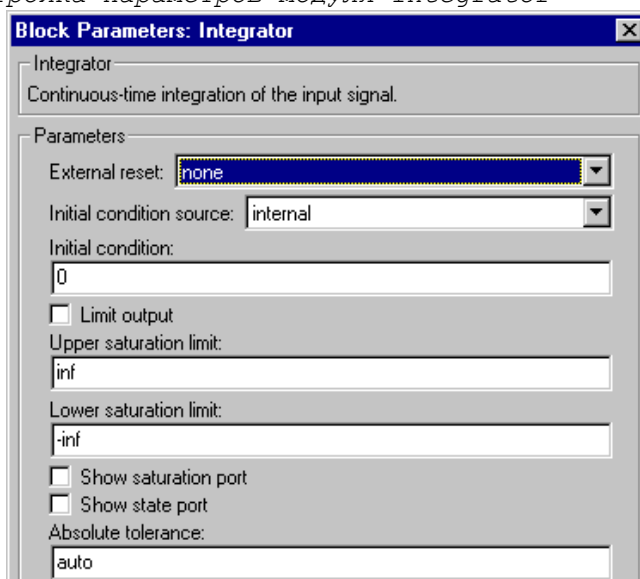


Рисунок 3.1.5 – Окно настройки параметров модуля Integrator

Выпадающий список External reset устанавливает тип внешнего обнуления интегратора с помощью внешнего сигнала прямоугольных импульсов, включает следующие значения:

- none – без обнуления;
- rising – обнуление по нарастающему фронту импульса;
- falling – обнуление по спадающему фронту импульса;
- either – обнуление по обоим фронтам.

Список Initial Condition Source устанавливает способ задания начальных условий интегратора и имеет значения:

- internal – внутреннее задание начальных значений в поле Initial Condition;
- external – внешнее задание начальных значений с помощью специального входа.

Маркер в позиции Limit Output указывает на моделирование насыщения на выходе интегратора. С его установкой учитываются значение полей:

- Upper Saturation Limit – верхняя граница ограничения выхода;
- Lower Saturation Limit – нижняя граница ограничения выхода.

Установка маркера в позиции Show Saturation Port выделяет дополнительный выход интегратора, на котором появляется сигнал при насыщении выходного сигнала интегратора.

Поле Absolute Tolerance устанавливает точность моделирования интегратора.

3.1.2.5 Настройка параметров модуля Zero-Pole

Модель описывает динамику передаточной функции, заданной посредством массива нулей и полюсов в виде:

$$W(p) = K \cdot \frac{(p - \gamma_n) \cdot \dots \cdot (p - \gamma_2) \cdot (p - \gamma_1)}{(p - p_m) \cdot \dots \cdot (p - p_2) \cdot (p - p_1)}$$

где $\gamma_n, \dots, \gamma_1$ – массив нулей передаточной функции,
 $p_m, \dots, p_1$ – массив полюсов передаточной функции,
 K – коэффициент передачи звена.

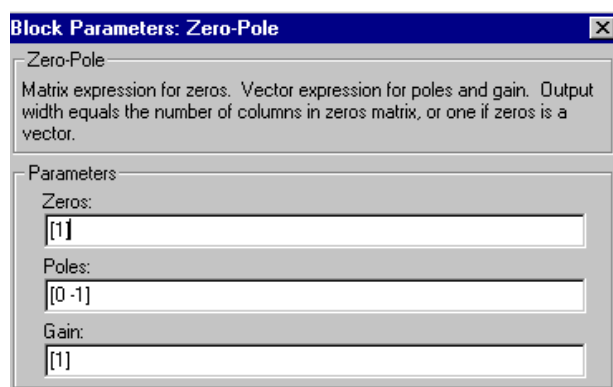


Рисунок 3.1.6 – Окно настройки модуля Zero-Pole
3.1.2.6 Настройка параметров модуля State Space

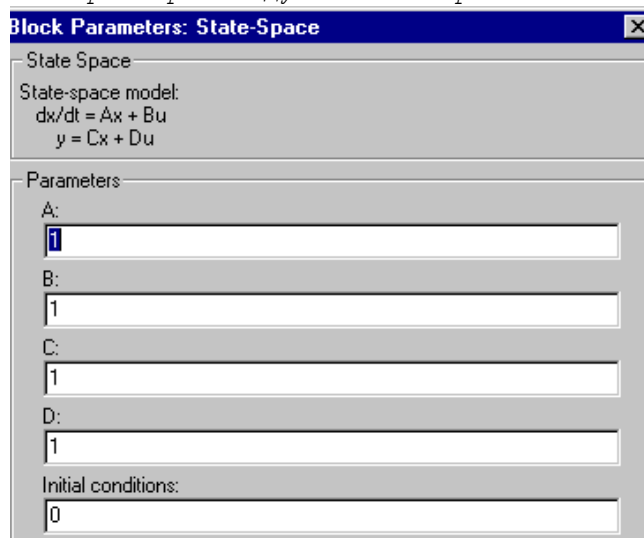


Рисунок 3.1.7 – Окно настройки модуля State Space
3.1.2.7 Настройка параметров модуля

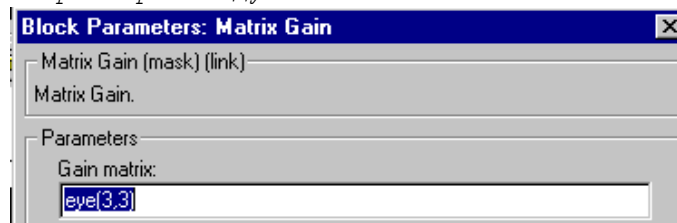


Рисунок 3.1.8 – Окно настройки модуля Matrix Gain
3.1.2.8 Настройка параметров модуля Slider Gain

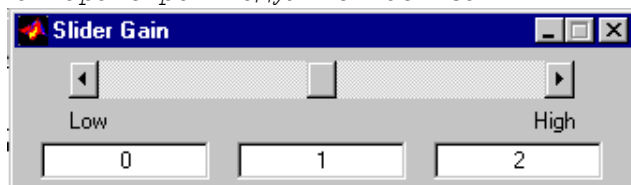


Рисунок 3.1.9 – Окно настройки модуля Slider Gain

3.1.3 Моделирование задающих воздействий

Задающие воздействия в Simulink моделируются с помощью стандартных элементов библиотеки Sources

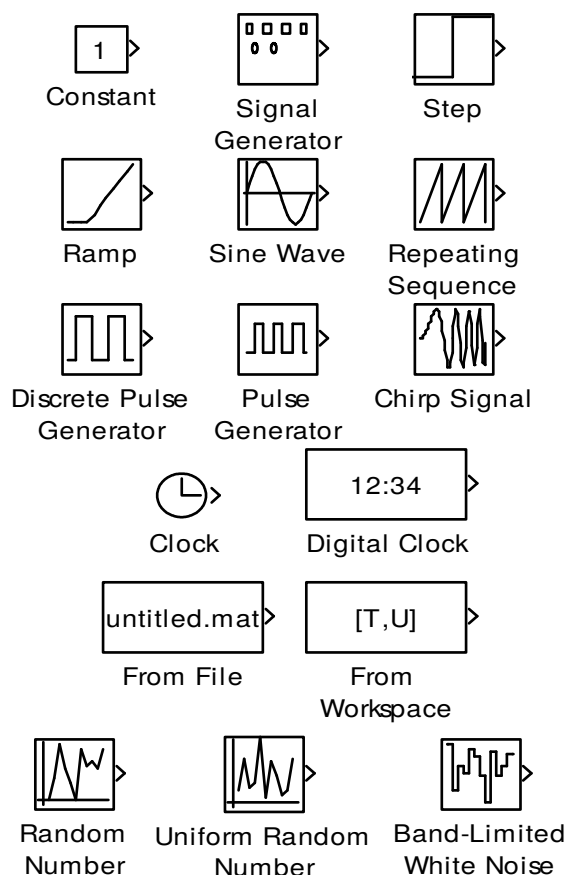


Рисунок 3.1.10 – Состав библиотеки Sources в MATLAB 5.2

Моделирование источников сигналов производят следующие блоки:

- 1) Band-Limited White Noise («белый шум» с ограниченной полосой) – генератор «белого шума» с ограниченной полосой;
- 2) Chirp Signal (гармонический сигнал) – источник гармонических колебаний переменной частоты;
- 3) Clock (часы) – генератор непрерывного временного сигнала;
- 4) Constant (константа) – источник постоянной величины (скаляра, вектора или матрицы);
- 5) Digital clock (цифровые часы) – источник дискретного временного сигнала;
- 6) Discrete Pulse Generator (дискретный импульсный генератор) – генератор дискретных импульсных сигналов;
- 7) Pulse Generator (импульсный генератор) – генератор импульсных сигналов;
- 8) Ramp (возбудитель) – генератор линейно возрастающего (убывающего) сигнала;
- 9) Random Number (случайное число) – источник дискретного сигнала, амплитуда которого является случайной величиной, распределенной по нормальному закону;
- 10) Repeating Sequence (периодический сигнал) – генератор периодического дискретного сигнала произвольной формы;
- 11) Signal Generator (генератор сигнала) – генератор непрерывного сигнала произвольной формы;
- 12) Step (такт) – источник единичного дискретного сигнала с заданными параметрами; 0 Sine Wave (генератор гармонических колебаний);
- 13) Uniform Random Number (равномерное случайное число) – источник дискретного сигнала, амплитуда которого является равномерно распределенной случайной величиной.
- 14) From File (ввод из файла) – ввод в S-модель данных, хранящихся в MAT-файле;
- 15) From Workspace (ввод из рабочей области) – ввод в модель данных непосредственно из рабочей области MATLAB.

Последних два блока отличаются тем, что обеспечивают использование в модели различных числовых данных, полученных ранее как с помощью SIMULINK, так и другими средствами MATLAB.

3.1.3.1 Настройка параметров модуля Constant

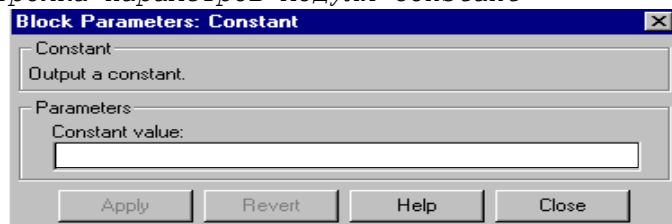


Рисунок 3.11 – Окно настройки модуля Constant

В поле ввода Constant value записывается численное значение воздействия или имя переменной MATLAB с его данными.

3.1.3.1 Настройка параметров модуля Step

Step моделирует ступенчатый сигнал

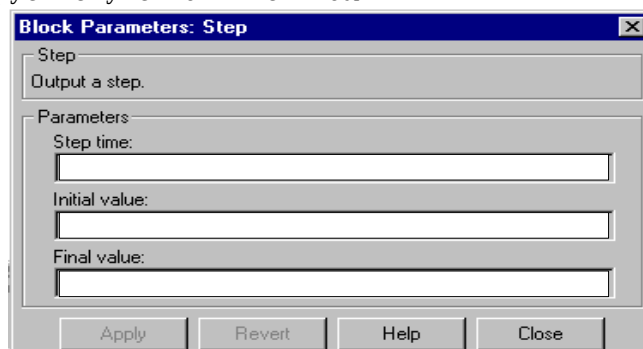


Рисунок 3.12 – Окно настройки модуля Step

В поле ввода Step time задает значения времени модели, когда происходит ступенчатое изменение воздействия/

В поле ввода Initial value указывается начальное значение ступенчатого сигнала.

В поле ввода Final value указывается конечное значение ступенчатого сигнала.

3.1.3.2 Настройка параметров блока Ramp

Блок Ramp предназначен для моделирования линейноизменяющегося задающего воздействия.

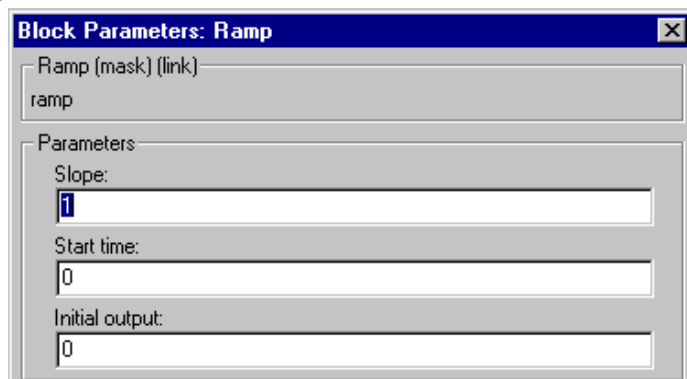


Рисунок 3.13 – Окно параметров блока Ramp

Параметры блока задаются в полях ввода:

- 1) Slope – коэффициент наклона задающего воздействия;
- 2) Start time – начальное значение времени с которого действует сигнал;
- 3) Initial value – начальное значение воздействия.

3.1.3.3 Параметры блока Signal Generator

Блок Signal Generator (генератор сигнала) предназначен для задания периодических сигналов одной из следующих форм:

- 1) синусоидального сигнала (значение списка Wave Form = Sine);
- 2) сигнал прямоугольной формы (значение списка Wave Form = square);
- 3) сигнал пилообразной формы (значение списка Wave Form = sawtooth);
- 4) случайный сигнал (значение списка Wave Form = random).

Параметрами блока являются :

- 1) Wave form – выпадающий список формы задающего сигнала;
- 2) Amplitude – поле ввода значения амплитуды сигнала;
- 3) Frequency – поле ввода частоты сигнала.

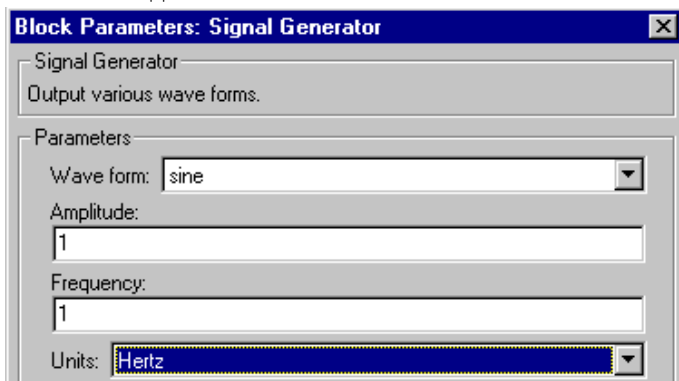


Рисунок 3.14 – Окно настройки параметров Signal Generator

3.1.3.4 Параметры сигнала Pulse Generator

Блок Pulse Generator формирует периодический прямоугольный импульсный сигнал.

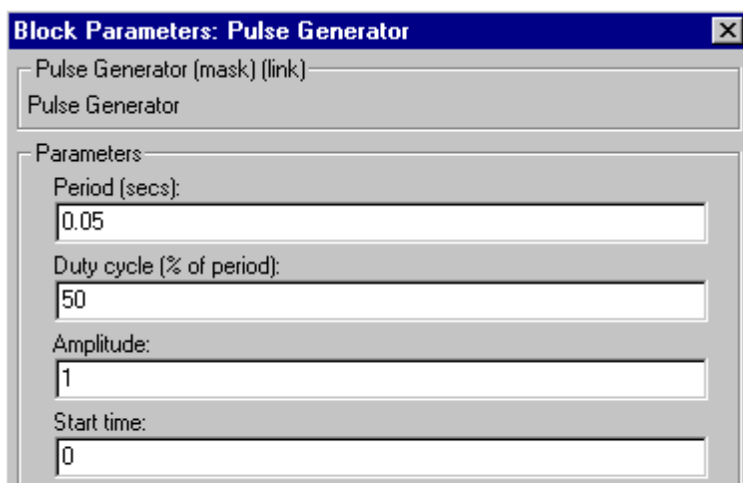


Рисунок 3.1.15 – Окно параметров блока Pulse Generator

Параметры блока Pulse Generator задаются в поля ввода:

- 1) Period – величина периода в секундах;
- 2) Duty cycle – скважность прямоугольного импульса в процентах;
- 3) Amplitude – амплитуда сигнала;
- 4) Start Time – время начала задания сигнала.

3.1.4 Описание библиотеки средств фиксации результатов Sinks

Блоки библиотеки используют для отображения и фиксации результатов вычислительного эксперимента с моделью. Общий вид окна библиотеки Library: simulink/Sinks изображен на рисунке 3.1.16

В состав библиотеки входят следующие блоки:

- 1) Scope – используется для построения графика динамической характеристики фиксируемой переменной модели;
- 2) XY Graph – применяется для построения графиков зависимости двух переменных модели (фазовых портретов);
- 3) Display – отображение численного текущего значения фиксируемой переменной модели;
- 4) To File – фиксация результатов расчета переменной в MAT-файл;
- 5) To Workspace – фиксация результатов моделирования переменной модели в рабочей области среды MATLAB;
- 6) Stop Simulation используется для остановки вычислительного процесса с моделью.

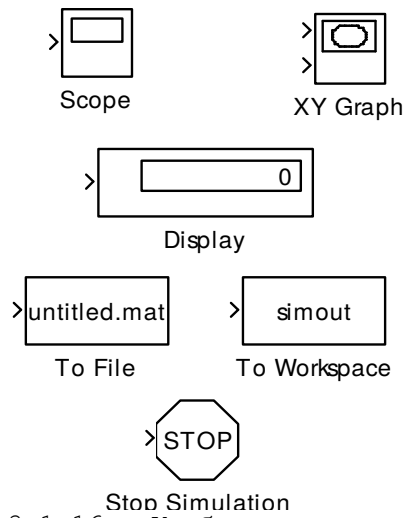


Рисунок 3.1.16 – Изображение состава библиотеки Sinks

3.2 Преобразование и нормирование структурных схем. Моделирование типовых динамических звеньев на АВМ

3.2.1 Преобразование и нормирование структурных схем

3.2.1.1 Составление аналоговой формы модели по передаточной функции

Наиболее удобной формой представления линейных (линеаризованных) динамических моделей мета уровня электротехнических систем является вид передаточной функции:

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{a_m \cdot p^m + a_{m-1} \cdot p^{m-1} + \dots + a_1 \cdot p + a_0}{b_n \cdot p^n + b_{n-1} \cdot p^{n-1} + \dots + b_2 \cdot p^2 + b_1 \cdot p + b_0}$$

где $X(p)$ – изображение входного воздействия;

$Y(p)$ – изображение выходного сигнала;

m – порядок полинома числителя $W(p)$;

n – порядок полинома знаменателя $W(p)$;

a_i – коэффициенты полинома числителя при $i=0, 1, \dots, m$;

b_i – коэффициенты полинома знаменателя при $i=0, 1, \dots, n$.

У практически реализуемых элементов $n \geq m$.

Для преобразования передаточной функции системы в вид структурной схемы используется метод дополнительной переменной. Структурная схема моделируемой системы при этом имеет вид рисунка 3.2.1.

Число интегрирующих элементов (интеграторов) равно порядку полинома числителя и определяет порядок системы (количество дифференциальных уравнений). При этом система уравнений модели $W(p)$ в операторной форме в общем случае имеет вид

$$Y(p) = Z_1(p) a_0 + \sum_{j=2}^{m+1} Z_j(p) \cdot a_{j-1},$$

$$Z_1(p) p = Z_2(p),$$

$$Z_2(p) p = Z_3(p),$$

...

$$Z_i(p) p = Z_{i+1}(p),$$

...

$$Z_{n-2}(p) p = Z_{n-1}(p),$$

$$Z_n(p) p = (X(p) - \sum_{k=1}^n Z_k(p) \cdot b_{k-1}) / b_n.$$

Здесь используются дополнительные переменные состояния Z_i , описывающие выходные сигналы интеграторов. Их общее число равно порядку знаменателя и определяет число обыкновенных дифференциальных уравнений системы.

Пример построения аналоговой модели для передаточной функции вида:

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{0.001 \cdot p^3 + 0.1 p + 1}{0.0001 \cdot p^4 + 0.001 \cdot p^3 + 0.01 \cdot p^2 + 0.01 p + 2}$$

Вводятся обозначения:

$$a_0 = 1; \quad a_1 = 0.1; \quad a_3 = 0.01;$$

$$b_0 = 2; \quad b_1 = 0.1; \quad b_2 = 0.01; \quad b_3 = 0.0001; \quad b_4 = 0.0001.$$

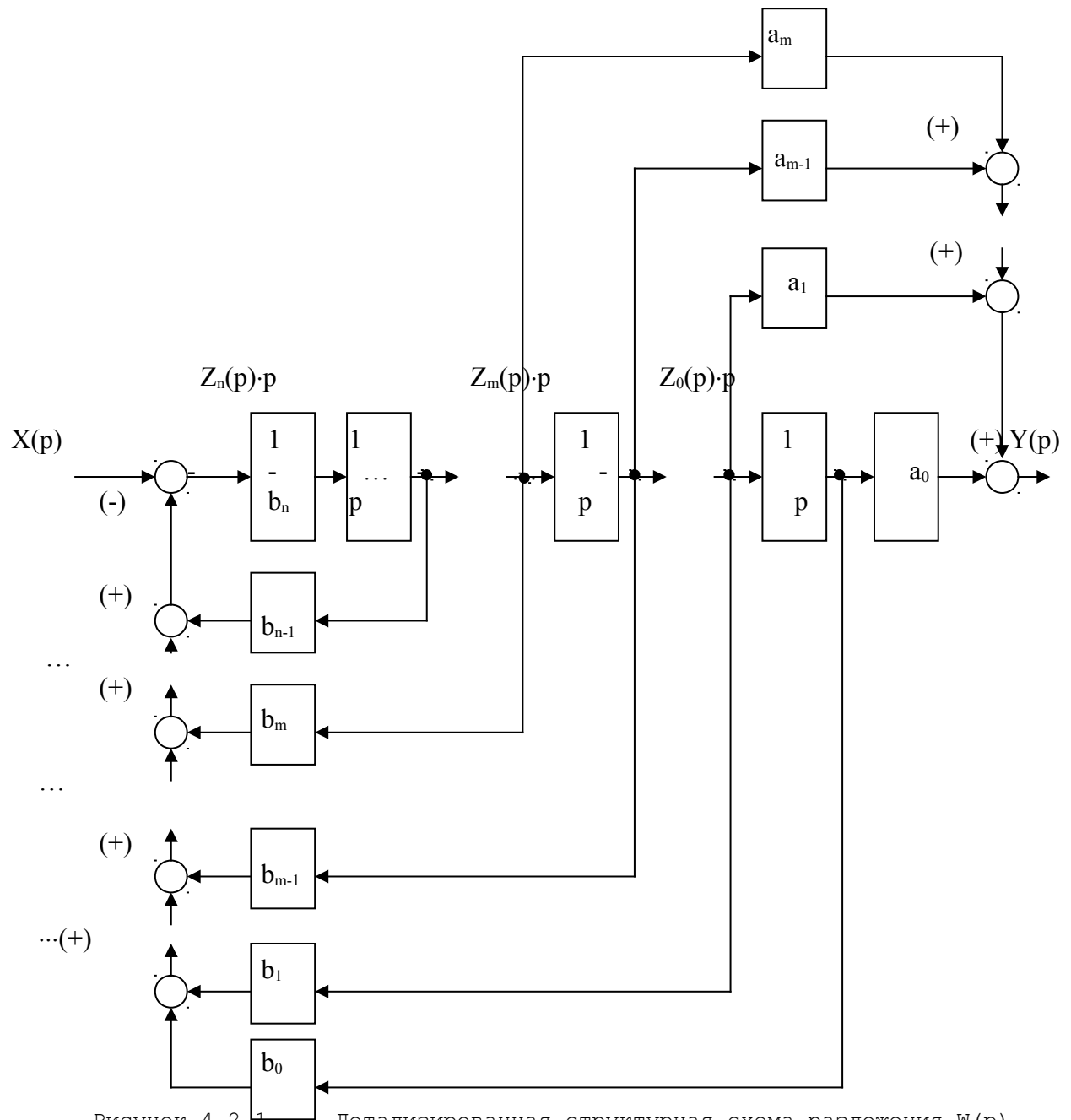
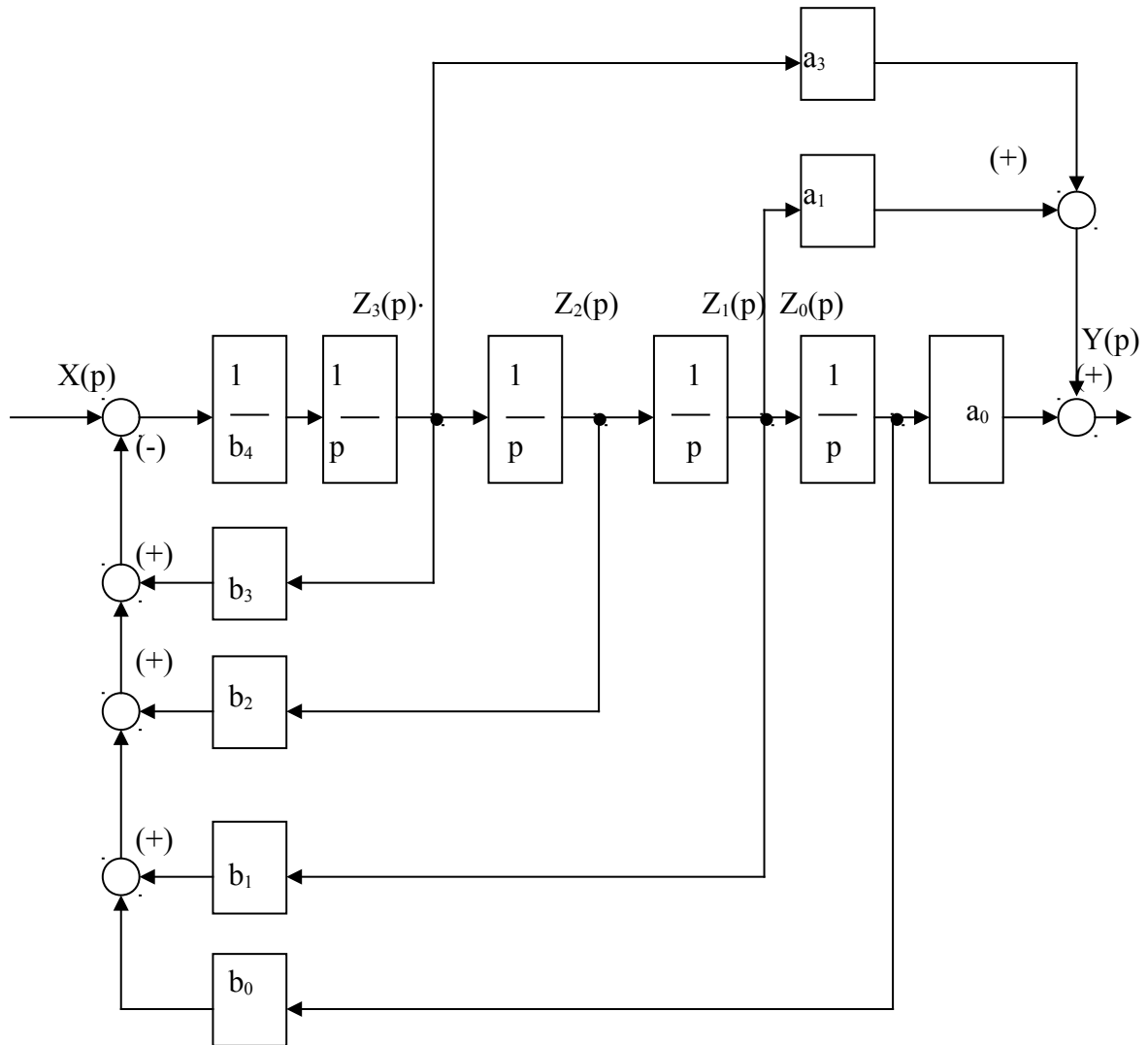


Рисунок 4.2.1 Детализированная структурная схема разложения $W(p)$

Рисунок 3.2.2 – Детализированная структурная схема $W(p)$

По структурной схеме и на основе системы составляется система уравнений аналитической модели $W(p)$:

$$y(t) = z_0(t) \cdot a_0 + z_1(t) \cdot a_1 + z_3(t) \cdot a_3,$$

$$dz_0(t)/dt = z_1(t) \quad ,$$

$$dz_1(t)/dt = z_2(t) \quad ,$$

$$dz_2(t)/dt = z_3(t) \quad ,$$

$$dz_3(t)/dt = (x(t) - z_3(t) \cdot b_3 - z_2(t) \cdot b_2 - z_1(t) \cdot b_1 - z_0(t) \cdot b_0) / b_4 \quad .$$

4.2.4 Матричная форма записи уравнений модели

Матричная форма записи в виде матрицы Якоби системы. Для этого обыкновенные дифференциальные уравнения системы четвертого порядка записываются в виде:

$$dz_0/dt = C_{11} \cdot Z_0 + C_{12} \cdot Z_1 + C_{13} \cdot Z_2 + C_{14} \cdot Z_3;$$

$$dz_1/dt = C_{21} \cdot Z_0 + C_{22} \cdot Z_1 + C_{23} \cdot Z_2 + C_{24} \cdot Z_3;$$

$$dz_2/dt = C_{31} \cdot Z_0 + C_{32} \cdot Z_1 + C_{33} \cdot Z_2 + C_{34} \cdot Z_3;$$

$$dz_3/dt = C_{41} \cdot Z_0 + C_{42} \cdot Z_1 + C_{43} \cdot Z_2 + C_{44} \cdot Z_3;$$

Матрица Якоби линейной системы четвертого порядка имеет вид:

$$J = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & c_{14} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} & c_{24} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} & c_{34} \\ c_{41} & c_{42} & c_{43} & c_{44} \end{pmatrix}$$

Матрица Якоби данного примера системы имеет вид

$$J = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{b_0}{b_4} & -\frac{b_1}{b_4} & -\frac{b_2}{b_4} & -\frac{b_3}{b_4} \end{pmatrix}$$

Собственные значения матрицы определяются решением уравнения

$$\det(J - \lambda \cdot E) = 0$$

где λ – вектор собственных значений;

E – единичная матрица.

По вектору собственных значений производится оценка жесткости с помощью числа обусловленности, которое можно считать отношением модулей максимального и минимальных значений вектора λ .

$$\mu = \frac{\max|\lambda|}{\min|\lambda|}$$

Задача является плохо обусловленной («жесткой») если соотношение модулей максимального и минимального собственного значений матрицы Якоби превышает пятый порядок ($\mu \geq 10^5$).

Для решения жестких задач необходимо использовать неявные численные методы интегрирования, допустимы метода прогноза и коррекции.

При преобразовании структурных схем широко используется правило Мейсона

3.2.2 Моделирование типовых динамических звеньев на АВМ.

При аналоговом моделировании используются типовые схемы реализации типовых динамических функций на операционных усилителях. Ниже приводятся наиболее распространенные схемы реализации типовых передаточных функций не выше второго порядка.

3.2.2.1 Реализация пропорционального звена.

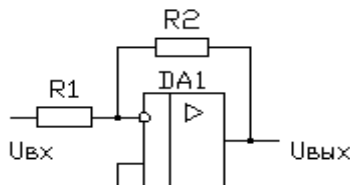


Рисунок 3.2.3 – Пропорциональное звено

Передаточная функция пропорционального звена:

$$W(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)} = -K$$

где K – коэффициент передачи звена

$$K = R2 / R1.$$

3.2.2.2 Реализация интегрирующего звена (интегратора)

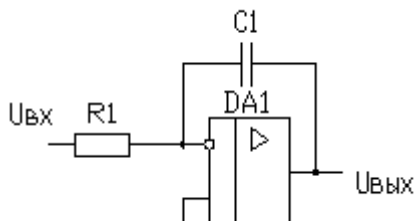


Рисунок 3.2.4 – Интегрирующее звено

Передаточная функция интегрирующего звена:

$$W(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)} = -\frac{1}{T \cdot p}$$

где T – постоянная времени интегрирования звена

$$T = R1 \cdot C1.$$

3.2.2.3 Реализация инерционного (апериодического) звена

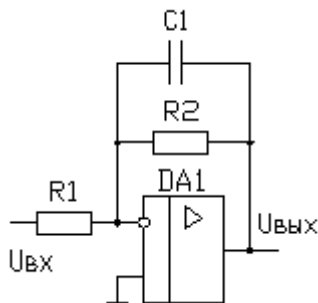


Рисунок 3.2.5 – Инерционное звено

Передаточная функция инерционного звена:

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = - \frac{K}{T \cdot p + 1},$$

где параметры передаточной функции

$$K = R2 / R1,$$

$$T = R2 \cdot C1.$$

3.2.2.4 Реализация идеального форсирующего звена

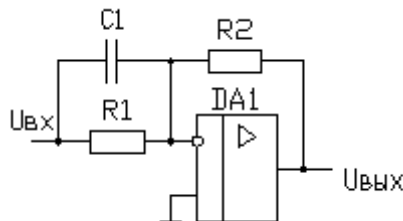


Рисунок 3.2.6 – Форсирующее звено

Передаточная функция форсирующего звена:

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = - K \cdot (T \cdot p + 1),$$

где параметры передаточной функции

$$K = R2 / R1,$$

$$T = R1 \cdot C1.$$

3.2.2.5 Реализация инерционного дифференцирующего звена

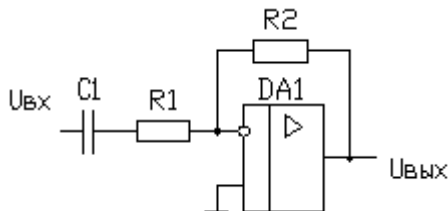


Рисунок 3.2.7 – Инерционное дифференцирующее звено

Передаточная функция инерционного (реального) дифференцирующего звена:

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = - \frac{K \cdot p}{T \cdot p + 1}$$

где параметры передаточной функции

$$K = R2 \cdot C1,$$

$$T = R1 \cdot C1.$$

3.2.2.6 Реализация инерционного (реального) форсирующего звена

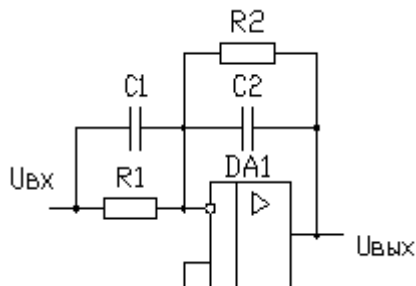


Рисунок 3.2.8 – Инерционное форсирующее звено

Передаточная функция инерционного форсирующего звена:

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = - \frac{K \cdot (T_1 \cdot p + 1)}{T_2 \cdot p + 1},$$

где параметры передаточной функции

$$K = R_2 / R_1,$$

$$T_1 = R_1 \cdot C_1,$$

$$T_2 = R_2 \cdot C_2.$$

3.2.2.7 Реализация идеального дифференцирующего звена

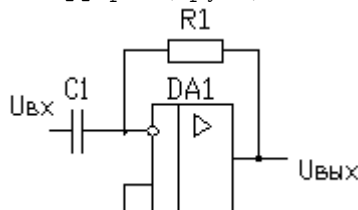


Рисунок 3.2.9 – Идеальное дифференцирующее звено

Передаточная функция идеального дифференцирующего звена:

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = - K \cdot p,$$

где параметр передаточной функции

$$K = R_1 \cdot C_1.$$

3.2.2.8 Реализация колебательного звена

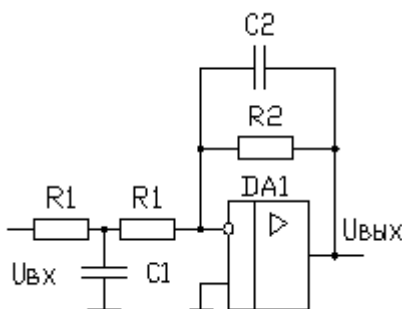


Рисунок 3.2.10 – Колебательное звено (первая схема)

Передаточная функция колебательного звена по первой схеме:

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = - \frac{K}{(T_1 \cdot p + 1) \cdot (T_2 \cdot p + 1)},$$

где параметры передаточной функции

$$K = R_2 / (2 \cdot R_1),$$

$$T_1 = R_1 \cdot C_1 / 2,$$

$$T_2 = R_2 \cdot C_2 / 2.$$

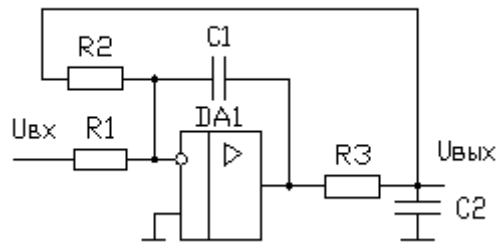


Рисунок 3.2.11 – Колебательное звено (вторая схема)
 Передаточная функция колебательного звена по первой схеме:

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = - \frac{K}{T^2 \cdot p^2 + 2 \cdot T \cdot \xi \cdot p + 1},$$

где параметры передаточной функции

$$K = R2 / R1,$$

$$T = \sqrt{R2 \cdot R3 \cdot C1 \cdot C2},$$

$$\xi = R2 \cdot C2 / (2 \sqrt{R2 \cdot R3 \cdot C1 \cdot C2}).$$

3.2.2.9 Реализация двукратно интегрирующего звена

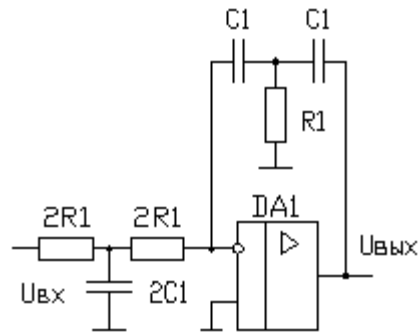


Рисунок 3.2.12 – Двукратно интегрирующее звено
 Передаточная функция двукратно интегрирующего звена:

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = - \frac{1}{T^2 \cdot p^2},$$

где постоянная времени звена определяется по формуле:

$$T = 2 R1 \cdot C1.$$

4 Моделирование нелинейных систем электроприводов

4.1 Моделирование нелинейных элементов систем ЭП (регуляторов системы управления, типовых задающих и возмущающих воздействий)

4.1.1 Общие подходы к моделированию нелинейных систем

Существуют следующие подходы к моделированию нелинейных элементов систем:

- 1) приведение нелинейности к одной из типовых схем;
- 2) использование методов аппроксимации нелинейностей;
- 3) использование методов интерполяции нелинейных элементов,

характеристики которых заданы таблично.

4.1.1.1 Моделирование нелинейности типа «насыщение»

Нелинейность типа «ограничение» (насыщение) имеет статическую характеристику вида:

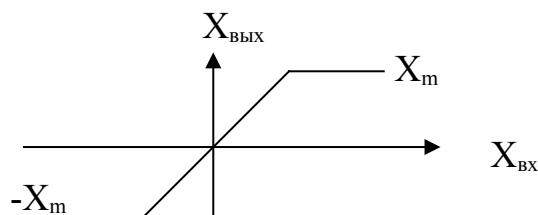


Рисунок 4.1.1 – Нелинейность типа «ограничение»

На основе кусочно-линейной аппроксимации нелинейности получается следующая система уравнений:

$$\begin{aligned} X_{\text{ВЫХ}} &= X_{\text{ВХ}} && \text{при } -X_m < X_{\text{ВХ}} < X_m, \\ X_{\text{ВЫХ}} &= X_m && \text{при } X_{\text{ВХ}} \geq X_m, \\ X_{\text{ВЫХ}} &= -X_m && \text{при } X_{\text{ВХ}} \leq -X_m. \end{aligned} \quad (4.1)$$

4.1.1.2 Моделирование нелинейности типа «зона нечувствительности»

Нелинейность типа «зона нечувствительности» имеет статическую характеристику вида:

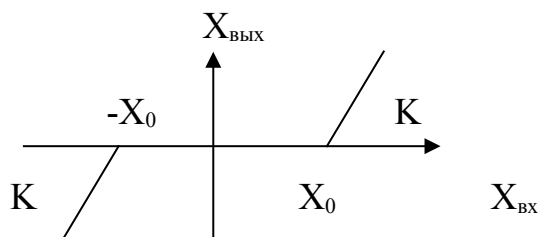


Рисунок 4.1.2 – Нелинейность типа «зона нечувствительности»

На основе кусочно-линейной аппроксимации нелинейности получается следующая система уравнений

$$\begin{aligned} X_{\text{ВЫХ}} &= 0 && \text{при } -X_0 < X_{\text{ВХ}} < X_0, \\ X_{\text{ВЫХ}} &= K * (X_{\text{ВХ}} - X_0) && \text{при } X_{\text{ВХ}} > X_0, \\ X_{\text{ВЫХ}} &= K * (X_{\text{ВХ}} + X_0) && \text{при } X_{\text{ВХ}} < -X_0. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Здесь K – коэффициент наклона характеристики.

4.1.1.3 Моделирование нелинейности «зона нечувствительности с ограничением»

Нелинейность типа «зона нечувствительности с ограничением» имеет статическую характеристику вида:

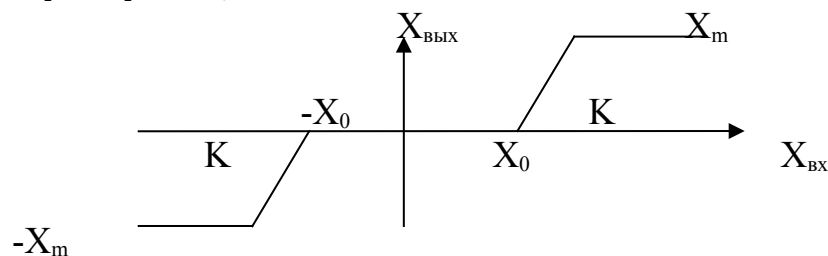


Рисунок 4.1.3 – Нелинейность типа «зона нечувствительности с ограничением»

На основе кусочно-линейной аппроксимации нелинейности получается следующая система уравнений

$$\begin{aligned}
 X_{\text{ВЫХ}} &= 0 \text{ при } -X_0 < X_{\text{ВХ}} < X_0, \\
 X_{\text{ВЫХ}} &= K * (X_{\text{ВХ}} - X_0) \text{ при } X_0 < X_{\text{ВХ}} < X_m, \\
 X_{\text{ВЫХ}} &= X_m \text{ при } -X_{\text{ВХ}} \geq X_m, \\
 X_{\text{ВЫХ}} &= K * (X_{\text{ВХ}} + X_0) \text{ при } -X_0 > X_{\text{ВХ}} > -X_m, \\
 X_{\text{ВЫХ}} &= -X_m \text{ при } X_{\text{ВХ}} \leq -X_m,
 \end{aligned}
 \quad (4.3)$$

4.1.2 Моделирование нелинейностей в среде SIMULINK

Нелинейности в пакете Simulink для среды MATLAB 5.2 находятся в библиотеке Nonlinear

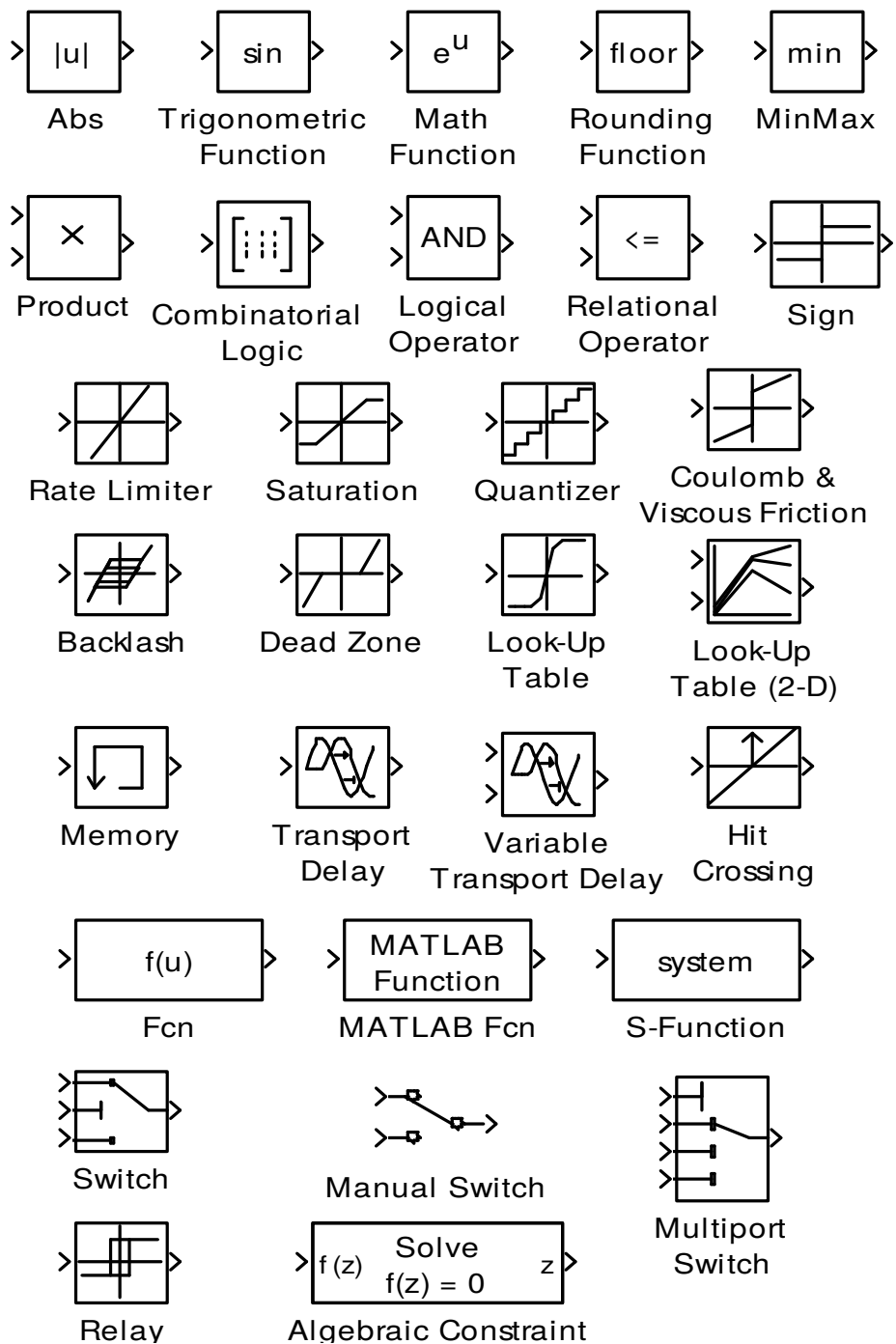


Рисунок 4.1.4 – Состав библиотеки Nonlinear

В состав библиотеки входят следующие блоки:

- Abs – выделение модуля входного сигнала;

- Trigonometric Function – взятие указанной тригонометрической функции (синуса, косинуса, тангенса и др.) от входного сигнала;
- Match Function – взятие указанной математической функции (степень, логарифм и др.) от входного сигнала;
- Product – блок перемножения (деления) заданного числа сигналов;
- Combinatorial Logic – задание логической функции на основе таблицы;
- Logical operator – выполнение логической функции над входными сигналами;
- Sign – блок выделения знака входного сигнала (1 – если входной сигнал положительный и -1 – если отрицательный);
- Saturation – ограничение максимального и минимального значения входного сигнала;
- Dead Zone – нелинейность типа «зона нечувствительности»;
- Transport Delay – моделирование чистого запаздывания сигнала на постоянное значение времени;
- Fnc – задание выражения расчета функции получения входного сигнала от вектора входных воздействий;
- Switch – двухпозиционный переключатель, который подключает верхний входной сигнал к выходу, если значение сигнала на управляющем входе меньше указанного в параметрах порогового значения, иначе к выходу подключается нижний входной сигнал;
- Multiport Switch – многопозиционный переключатель, который подключает к выходу блока входной сигнал, номер которого является ближайшим значением входного управляющего воздействия;

4.1.3 Моделирование аналоговых регуляторов

4.1.3.1 Модель аналогового П-регулятора.

Пропорциональный регулятор с насыщением на уровне U_m описывается детализированной структурной схемой следующего вида:

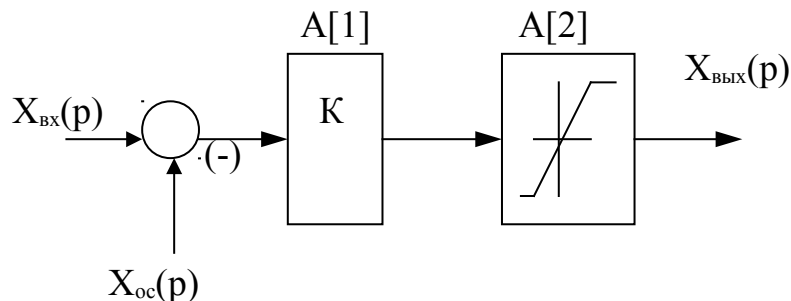


Рисунок 4.1.3.1 – Детализация П-регулятора

Регулятор описывается нелинейным уравнением

$$\begin{aligned}
 X_{\text{вых}} &= K \cdot (X_{\text{вх}} - X_{\text{ос}}) && \text{при } -U_m < X_{\text{вых}} < U_m, \\
 X_{\text{вых}} &= U_m && \text{при } X_{\text{вых}} \geq U_m, \\
 X_{\text{вых}} &= -U_m && \text{при } X_{\text{вых}} \leq -U_m,
 \end{aligned}
 \quad (4.4)$$

4.1.3.1 Модель аналогового ПИ-регулятора.

Вариант программной подмодели ПИ-регулятора при его реализации на операционном усилителе имеет вид рисунка 4.3.1.

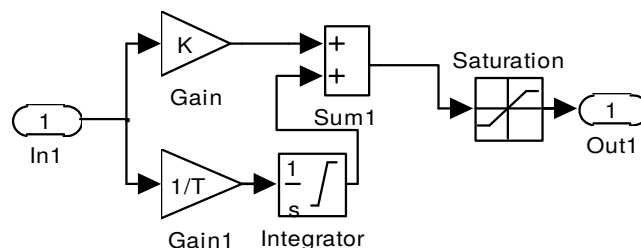


Рисунок 4.1.3.1

4.1.3.2 Моделирование интегрирующего регулятора

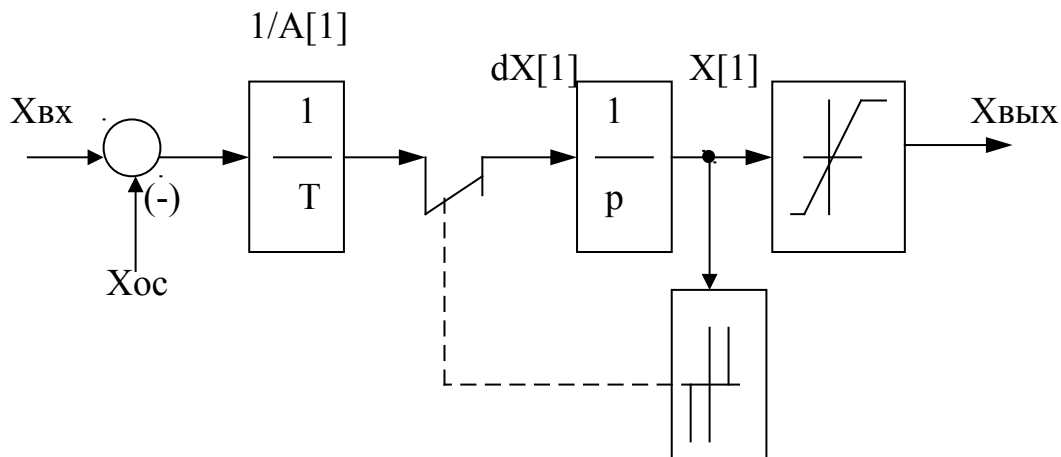


Рисунок 4.5 – Детализация И -регулятора

Интегрирующий (И) регулятор описывается нелинейной системой с дифференциальным уравнением:

$$dX_1(t)/dt = (X_{вх} - X_{ос}) / T$$

$$dX_1(t)/dt = 0$$

$$X_{вых} = X_1$$

$$X_{вых} = U_m$$

$$X_{вых} = -U_m$$

$$\text{при } -U_m < X_{вых} < U_m,$$

$$\text{при } X_{вых} > U_m \text{ и } X_{вых} < -U_m,$$

$$\text{при } -U_m < X_{вых} < U_m,$$

$$\text{при } X_{вых} > U_m,$$

$$\text{при } X_{вых} < -U_m,$$

(4.5)

4.1.3.3 Модель программной реализации ПИ-регулятора

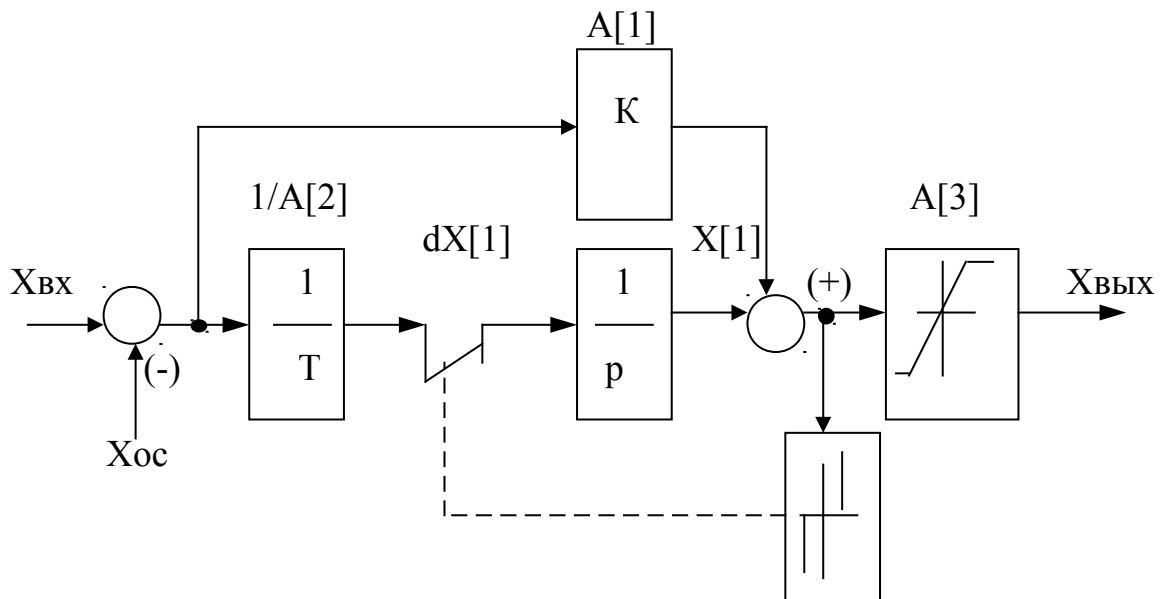


Рисунок 5.6 – Детализация ПИ-регулятора

Пропорционально-интегрирующий (ПИ) регулятор описывается нелинейной системой с дифференциальным уравнением:

$$dX_1(t)/dt = (X_{вх} - X_{ос}) / T$$

$$dX_1(t)/dt = 0$$

$$X_{вых} = X_1 + (X_{вх} - X_{ос}) \cdot K$$

$$X_{вых} = U_m$$

$$X_{вых} = -U_m$$

$$\text{при } -U_m < X_{вых} < U_m,$$

$$\text{при } X_{вых} > U_m \text{ и } X_{вых} < -U_m,$$

$$\text{при } -U_m < X_{вых} < U_m,$$

$$\text{при } X_{вых} > U_m,$$

$$\text{при } X_{вых} < -U_m.$$

(5.6)

При реализации регулятора на операционном усилителе более корректна модель, выполненная в виде подсистемы Simulink на рисунке 4.3.1.

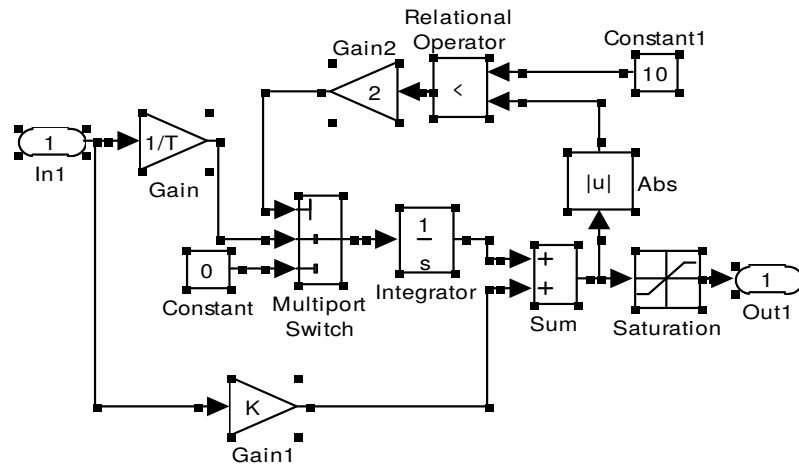


Рисунок 4.3.2

Список литературы

- 1 Башарин А.В., Постников Ю.В. Примеры расчета автоматизированного электропривода на ЭВМ: Учебное пособие для вузов. - 3-е изд. - Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1990. - 512 с.
- 2 Горбачев Е.Д., Левинзон Ф.Ф. Аналоговое моделирование систем управления. - М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1984. - 304 с.
- 3 Гуляев А.К. Имитационное моделирование в среде Windows: Практическое пособие. - СПб.: КОРОНА принт, 1999. - 288 с.
- 4 Дьяконов В. Simulink 4.Специальный справочник - СПб.: Питер. - 2002, - 528 с.

5 Моделирование систем электропривода постоянного тока

5.1 Математическое описание типовых элементов системы электропривода постоянного тока

В составе автоматизированного электропривода при моделировании выделяют следующие подсистемы:

- 1) электромеханическую, по преобразованию электрической энергии в механическую;
- 2) силовую электрическую часть, преобразующую электрическую энергию сети в требуемую форму;
- 3) информационно-электронную часть, реализующую систему управления;
- 4) механическую, моделирующую процесс преобразования механической энергии и нагрузку.

В ЭП постоянного тока в качестве электромеханической части могут использоваться

- 1) Двигатель с возбуждением от постоянных магнитов (магнитоэлектрический);
- 2) двигатель постоянного тока с независимым возбуждением;
- 3) двигатель постоянного тока с последовательным возбуждением;
- 4) двигатель постоянного тока со смешанным возбуждением;
- 5) вентильный двигатель постоянного тока;
- 6) шаговый электродвигатель.

В качестве силовых преобразователей в составе второй подсистемы ЭП постоянного тока используются:

- 1) управляемый выпрямитель;
- 2) широтно-импульсный преобразователь;
- 3) генератор постоянного тока;
- 4) электромашинный усилитель;
- 5) магнитный усилитель.

5.2 Моделирование электромеханической части ЭП постоянного тока

5.2.1 Моделирование двигателя постоянного тока независимого возбуждения

Наиболее часто используется регулирование ЭП в первой зоне. Система дифференциальных уравнений в операторном виде, которая описывает двигатель постоянного тока независимого возбуждения при управлении напряжением якоря, включает следующие выражения. Макромодель модель ДПТ с НВ строится с помощью следующих допущений:

а) все параметры двигателя считаются приведенными к рабочей температуре и неизменными в течении всего времени исследования;

- б) пренебрегаются механическими потерями, потерями в стали;
- в) размагничивающее действие реакции якоря считается скомпенсированным;
- г) магнитный поток зависит линейно от намагничивающей силы;
- д) питающая сеть идеально стабилизирована и имеет бесконечную мощность.

Уравнение якорной цепи

$$E_{тп}(p) - E(p) = I_{я}(p) R_{я} (T_{я} p + 1), \quad (5.1)$$

где $E_{тп}(p)$ - изображение ЭДС тиристорного преобразователя;

$E(p)$ - изображение ЭДС двигателя;

$I_{я}(p)$ - изображение тока якоря;

$R_{я}$ - суммарное сопротивление якорной цепи;

$T_{я}$ - суммарная постоянная времени якорной цепи;

Уравнение электромеханической части:

$$M_{д}(p) = C \cdot I_{я}(p), \quad (5.2)$$

где $M_{д}(p)$ - изображение момента развиваемого двигателем;

C - конструктивный коэффициент ДПТ.

Уравнение механической части двигателя

$$M_{д}(p) - M_{с}(p) = J_{пр} \cdot d\omega(p) / dt, \quad (5.3)$$

где $\omega(p)$ – изображение скорости вращения электродвигателя;
 $M_c(p)$ – изображение момента статических сопротивлений;
 $J_{пр}$ – момент инерции привода, приведенный к валу двигателя;
 Уравнение внутренней обратной связи по ЭДС двигателя:

$$E(p) = C \cdot \omega_d(p). \quad (5.4)$$

Структурная схема для режима непрерывного тока имеет вид рисунка 5.1.

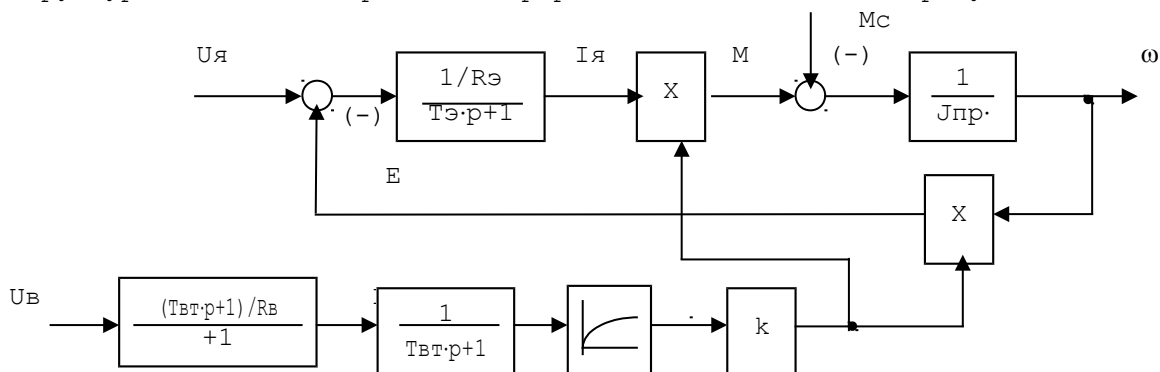


Рисунок 5.1 – Структурная схема ДПТ с НВ

5.2.2 Математическое описание двигателя постоянного тока последовательного возбуждения

Система уравнений динамической модели двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением составляется для случая одно-массовой расчетной схемы с линеаризованной кривой намагничивания имеет вид:

$$U_{я}(p) = k \cdot \Phi(p) \cdot \omega(p) + I_{я}(p) \cdot R_{я} \cdot T_{я} \cdot p + R_{я}/K_{\Phi} \cdot \Phi(p) \cdot (1 + T_{в} \cdot p) \quad (5.5)$$

$$U_{я}(p) = k \cdot \Phi(p) \cdot \omega(p) + I_{я}(p) \cdot (R_{я} + T_{я} \cdot p) + R_{я}/K_{\Phi} \cdot \Phi(p) \cdot T_{в} \cdot p$$

$$M(p) = k \cdot \Phi(p) \cdot I_{я}(p)$$

$$M(p) - M_c(p) = J_{пр} \cdot \omega(p) \cdot p$$

где $\Phi(p)$ – изображение магнитного потока возбуждения ДПТ,
 $\omega(p)$ – изображение скорости вращения ДПТ,
 $I_{я}(p)$ – изображение суммарного тока якорной цепи,
 $M(p)$ – изображение момента ДПТ,
 $M_c(p)$ – изображение момента сил статических сопротивлений ДПТ,
 $R_{я}$ – активное сопротивление якорной цепи ДПТ,
 $T_{я}$ – суммарная постоянная времени якоря ДПТ,
 $T_{в}$ – постоянная времени обмотки возбуждения ДПТ,
 $J_{пр}$ – приведенный к валу двигателя момент инерции ЭП,
 k – конструктивный коэффициент ДПТ,
 K_{Φ} – коэффициент пропорциональности потока возбуждения ДПТ.

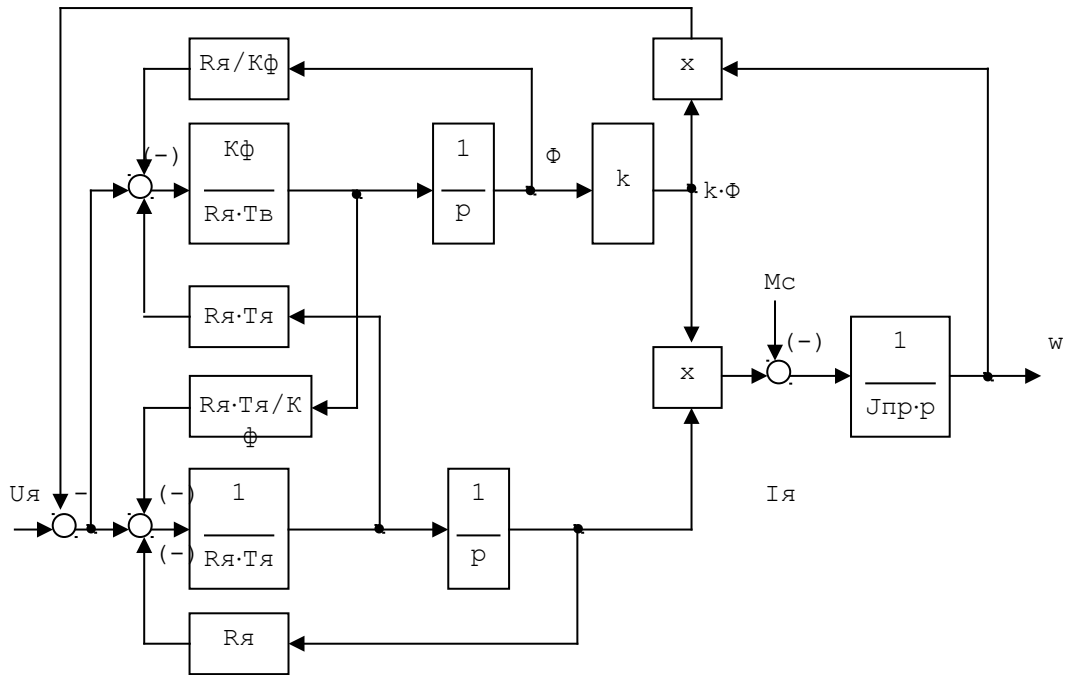


Рисунок 5.2 - Структурная схема ДПТ последовательного возбуждения

5.2.3 Моделирование ДПТ в Simulink 5

В составе пакета SimPower System в разделе Machines имеются два блока для моделирования ДПТ

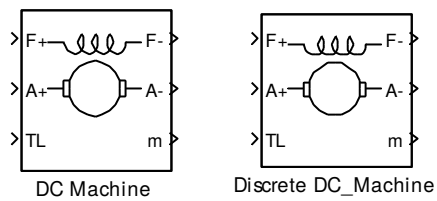


Рисунок 5.3 - Модели ДПТ в SimPower System

Block Parameters: DC Machine

DC machine (mask) (link)

This block implements a separately excited DC machine. Access is provided to the field connections so that the machine can be used as a shunt-connected or a series-connected DC machine.

Input 1 and output 1 : positive and negative armature terminals
 Input 2 and output 2 : positive and negative field terminals
 Input 3 : Load torque
 Output 3 : Simulink measurement output [w Ia If Te]

Parameters

Armature resistance and inductance [Ra (ohms) La (H)]
 [0.6 0.012]

Field resistance and inductance [Rf (ohms) Lf (H)]
 [240 120]

Field-armature mutual inductance Laf (H):
 1.8

Total inertia J (kg.m²)
 1

Viscous friction coefficient Bm (N.m.s)
 0

Coulomb friction torque Tf (N.m)
 0

Initial speed (rad/s):
 1

OK Cancel Help Apply

Block Parameters: Discrete DC_Machine

Discrete DC machine (mask) (link)

This discrete block implements a separately excited DC machine. Access is provided to the field connections so that the machine can be used as a shunt-connected or a series-connected DC machine.

Input 1 and output 1 : positive and negative armature terminals
 Input 2 and output 2 : positive and negative field terminals
 Input 3 : Load torque
 Output 3 : Simulink measurement output [w Ia If Te]

Parameters

Armature resistance and inductance [Ra (ohms) La (H)]
 [0.5 0.01]

Field resistance and inductance [Rf (ohms) Lf (H)]
 [240 0]

Field-armature mutual inductance Laf (H):
 1.23

Total inertia J (kg.m²)
 0.05

Viscous friction coefficient Bm (N.m.s)
 0.02

Coulomb friction torque Tf (N.m)
 0

Initial speed (rad/s):
 0

Sample time (s):
 50e-6

OK Cancel Help Apply

5.3 Моделирование силовых преобразователей для систем управления ЭП постоянного тока: тиристорного преобразователя, широтно-импульсного преобразователя, электромашинного усилителя и магнитного усилителя

5.3.1 Моделирование управляемого выпрямителя

Тиристорный преобразователь в зависимости от возможности реверса, типа управления группами вентилей, режима работы при исследовании описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений. Его динамика, как элемента системы управления отличается следующими особенностями:

- а) преобразователь управляется не непрерывно, а дискретно;
- б) преобразователь является полууправляемым устройством, поскольку тиристор открывается в момент подачи управляющего импульса, а закрывается – когда ток через него станет равен нулю. Однако в целом тиристорный преобразователь, работающий в режиме непрерывного тока, с достаточной точностью можно представить одним динамическим аperiodическим звеном

$$W_{\text{тп}}(p) = \frac{K_{\text{тп}}}{T_{\text{тп}} \cdot p + 1} \quad (5.6)$$

где $T_{\text{тп}}$ – постоянная времени тиристорного преобразователя,
 $K_{\text{тп}}$ – коэффициент передачи тиристорного преобразователя.

При моделировании преобразователя вводятся следующие допущения:

- а) преобразователь имеет линейную зависимость $E_{\text{тп}} = f(U_y)$;
- б) преобразователь работает только в зоне непрерывного тока.

5.3.2 Математическое описание широтно-импульсного преобразователя

При составлении математической модели широтно-импульсного преобразователя (ШИП) вводятся следующие допущения:

- а) считается, что ШИП работает только в режиме непрерывного тока;
- б) время переходного процесса внутри вентилей пренебрежимо мало по сравнению с периодом коммутации.

Свойства ШИП определяются частотой коммутации ключей f_k . При этом передаточная функция ШИП имеет вид звена чистого запаздывания

$$W_{\text{шип}}(p) = K_{\text{шип}} \cdot e^{(-T \cdot p)},$$

где T – постоянная времени чистого запаздывания, с
 $T = 1 / f_k$.

Так как частота коммутации f_k может достигать значения 3 кГц для уменьшения потерь, то ШИП с достаточной для инженерных расчетов точностью

может рассматриваться как метамодель, выполняемая как пропорциональное динамическое звено с передаточной функцией

$$W_{\text{шип}}(p) = K_{\text{шип}},$$

где $K_{\text{шип}}$ – коэффициент передачи широтно-импульсного преобразователя.

Простейшая мета модель ШИП в среде визуального моделирования SIMULINK, выполненная в виде подсистемы изображается на рисунке 4.3

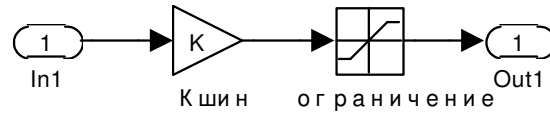


Рисунок 5.3 – Простейшая метамодель ШИП для среды SIMULINK

5.4 Использование библиотеки Power System Toolboxes в MATLAB

Пакет моделей Power System Toolbox (или PowerSym для версий MATLAB 6.0) используется для моделирования силовых энергетических и электромеханических систем.

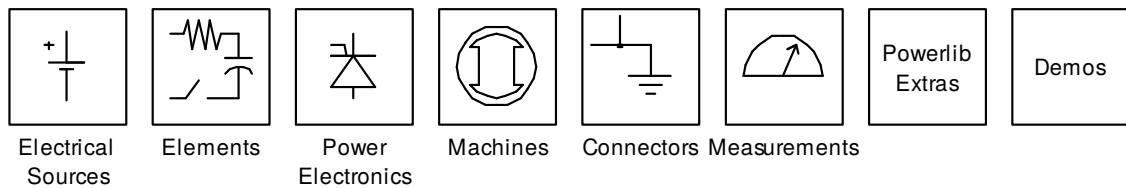


Рисунок 5.4 – Состав библиотеки Power System Toolbox

В состав Power System Toolbox входят следующие библиотеки:

- 1) Electrical Sources – модели источников электрических сигналов;
- 2) Elements – модели элементов электрических цепей;
- 3) Power Electronics – модели силовых электронных вентилях;
- 4) Machines – модели электрических машин;
- 5) Connectors – модели электрических соединителей;
- 6) Measurements – модели электрических датчиков;
- 7) Powerlib Extras – дополнительная библиотека;
- 8) Demos – библиотека готовых демонстрационных моделей

электромеханических систем.

5.4.1 Состав библиотеки Electrical Sources

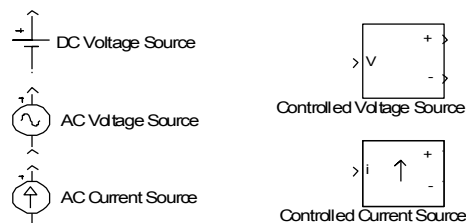


Рисунок 5.5 – Вид элементов библиотеки Electrical Sources

В составе библиотеки входят следующие модели:

- 1) DC Voltage Source – источник напряжения постоянного тока;
- 2) AC Voltage Source – источник напряжения переменного тока;
- 3) DC Current Source – источник постоянного тока;
- 4) Controlled Voltage Sources – динамически изменяемый источник постоянного напряжения;
- 5) Controlled Current Sources – динамически изменяемый источник постоянного тока;

5.4.1.1 Параметры модели DC Voltage Source

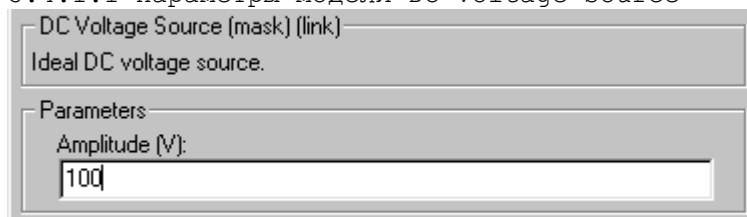


Рисунок 5.6 – Вид окна настройки блока DC Voltage Source

5.4.1.2 Параметры модели AC Voltage Source

Блок AC Voltage Source имеет три параметра:

- 1) амплитуда напряжения в В;
- 2) величина фазового сдвига в градусах;
- 3) циклическая частота в Гц;

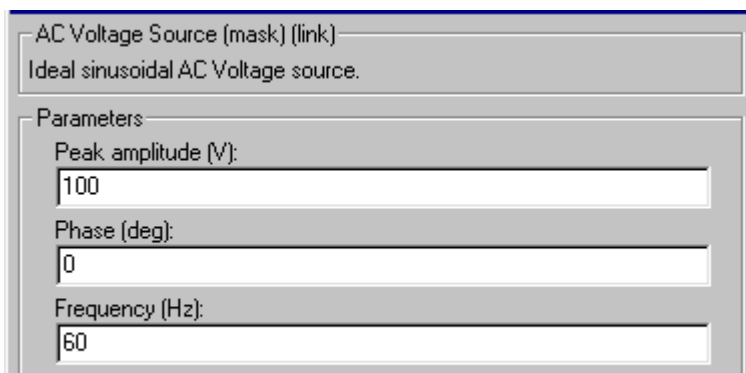


Рисунок 5.7 – Окно настройки параметров AC Voltage Source

5.4.2 Состав библиотек Measurement

Measurements предназначена для моделирования двух электрических датчиков:

- 1) Voltage measurement – датчика измерения напряжения;
- 2) Current measurement – датчика измерения тока.



Voltage Measurement Current Measurement

Рисунок 5.8 – Вид библиотеки Measurements

Данные модели используются для согласования выходных сигналов моделей электрических цепей, выполненных с помощью ресурсов Power System Toolbox, с входами моделей измерительных устройств из библиотеки Sinks.

5.4.3 Состав библиотеки Elements

Модели Elements предназначены для моделирования различного вида электрической нагрузки электрических цепей.

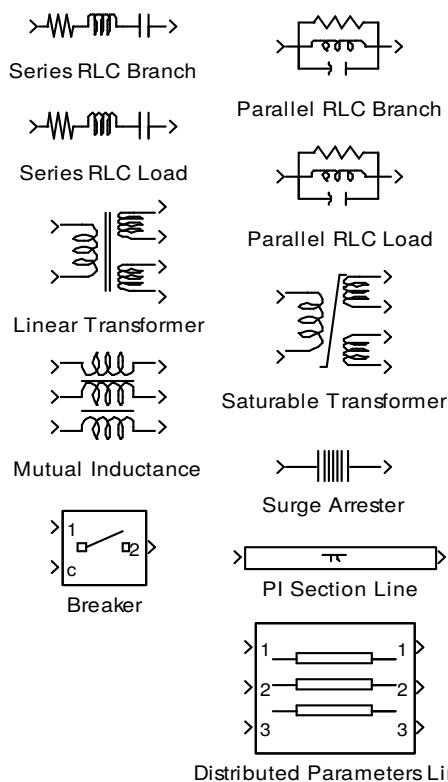


Рисунок 5.9 – Состав библиотеки Elements

Series RLC Branch (mask) (link)

Series RLC branch.

Parameters

Resistance R (Ohms):

1

Inductance L (H):

1e-03

Capacitance C (F):

1e-06

Рисунок 5.10 – Окно параметров модели Series RLC Branch

Series RLC Load (mask) (link)

Electrical load branch
(serie combination of RLC elements).

Parameters

Nominal voltage Vn (Vrms):

1000

Nominal frequency fn (Hz):

60

Active power P (W):

10e3

Inductive reactive power QL (positive var):

100

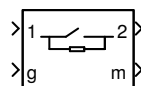
Capacitive reactive power Qc (negative var):

100

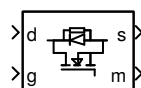
Рисунок 5.11 – Окно параметров модели Series RLC Load

5.4.4 Состав библиотеки Power Electronics

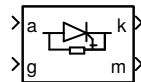
В состав данной библиотеки входят модели электрических силовых вентилей, используемых для построения силовых преобразователей.



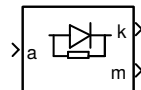
Ideal Switch



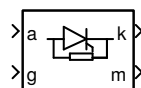
Mosfet



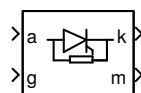
Gto



Diode



Thyristor



Detailed Thyristor

Рисунок 5.12 – Модели библиотеки Power Electronics

Ideal Switch (mask) (link)

Simulates a switch controlled by a gate signal, in parallel with a series Rs-Cs snubber circuit. In on-state switch has internal resistance (R_{on}) and inductance (L_{on} - required by model, cannot be set to zero). In off-state switch impedance is infinite.

1st input (1) : Electrical input connection
 2nd input (g) : Simulink gate signal (on when non zero)
 1st output (2) : Electrical output connection
 2nd output (m) : Simulink measurement output [I12(A) V12(V)]

Parameters

Resistance R_{on} (Ohms) :

Inductance L_{on} (H) :

Initial state (0 for 'open', 1 for 'closed') :

Snubber resistance R_s (Ohms) :

Snubber capacitance C_s (F) :

Рисунок 5.13 – Окно параметров модели идеального ключа Ideal Switch

Diode (mask) (link)

Simulates a diode in parallel with a series Rs-Cs snubber circuit. In on-state diode has internal resistance (R_{on}) and inductance (L_{on} - required by model, cannot be set to zero). In off-state diode impedance is infinite.

1st input (a) : Electrical connection to anode
 1st output (k) : Electrical connection to cathode
 2nd output (m) : Simulink measurement output [Iak(A) Vak(V)]

Parameters

Resistance R_{on} (Ohms) :

Inductance L_{on} (H) :

Forward voltage V_f (V) :

Initial current I_c (A) :

Snubber resistance R_s (Ohms) :

Snubber capacitance C_s (F) :

Рисунок 5.14 – Окно параметров модели диода Diode

Simplified Thyristor (mask) (link)

Simulates a thyristor in parallel with a series R_s - C_s snubber circuit. In on-state thyristor has internal resistance (R_{on}) and inductance (L_{on} - required by model, cannot be set to zero). In off-state thyristor impedance is infinite.

1st input (a) : Electrical connection to anode
 2nd input (g) : Simulink gate signal (on when non zero)
 1st output (k) : Electrical connection to cathode
 2nd output (m) : Simulink measurement output [$I_{ak}(A)$ $V_{ak}(V)$]

Parameters

Resistance R_{on} (Ohms) :

Inductance L_{on} (H) :

Forward voltage V_f (V) :

Initial current I_c (A) :

Snubber resistance R_s (Ohms) :

Snubber capacitance C_s (F) :

Рисунок 5.15 – Окно параметров модели тиристора Thyristor

5.4.5 Состав библиотеки Conectors

Данная библиотеки содержит модели различных электрических соединителей, которые используются для объединения отдельных элементов Power System Toolbox в единую модель-систему.

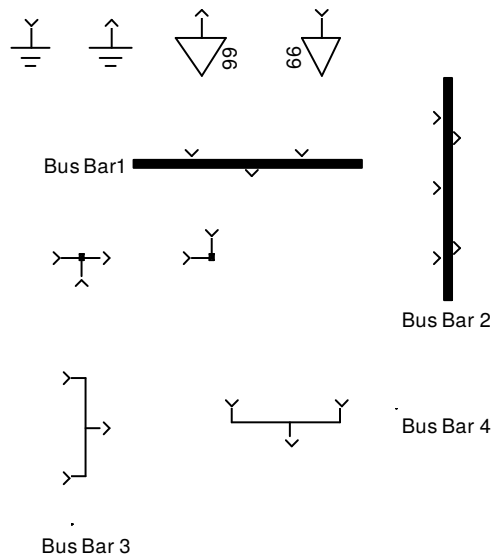


Рисунок 5.16 – Визуальные модели библиотеки Conectors

5.5 Моделирование типовых систем управления ЭП постоянного тока

5.5.1 Макромодели неуправляемого выпрямителя

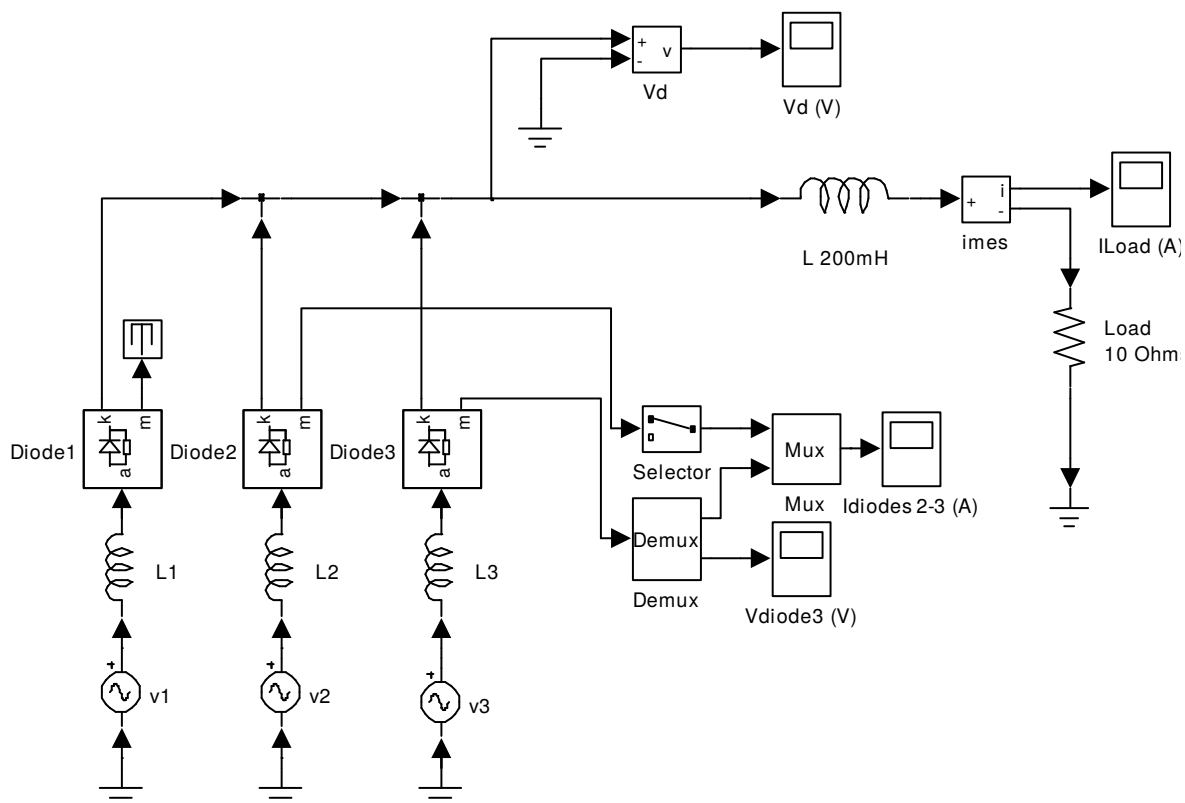


Рисунок 5.17 - Модель трехфазного выпрямителя

5.5.2 Модели управляемых выпрямителей

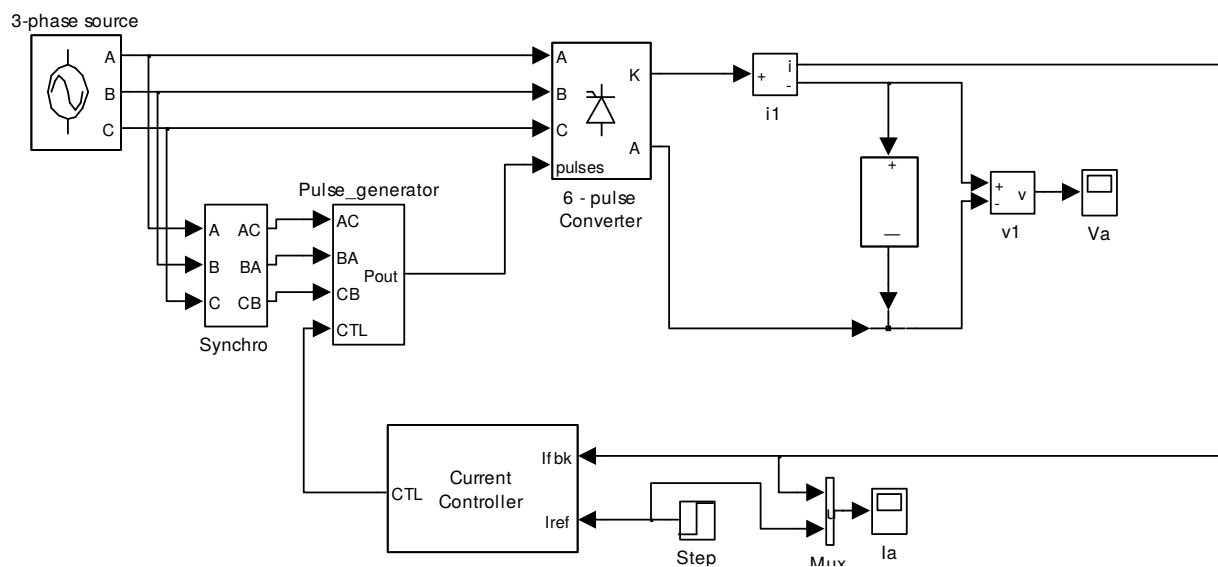


Рисунок 5.18 - Модель замкнутой системы стабилизации тока с УВ

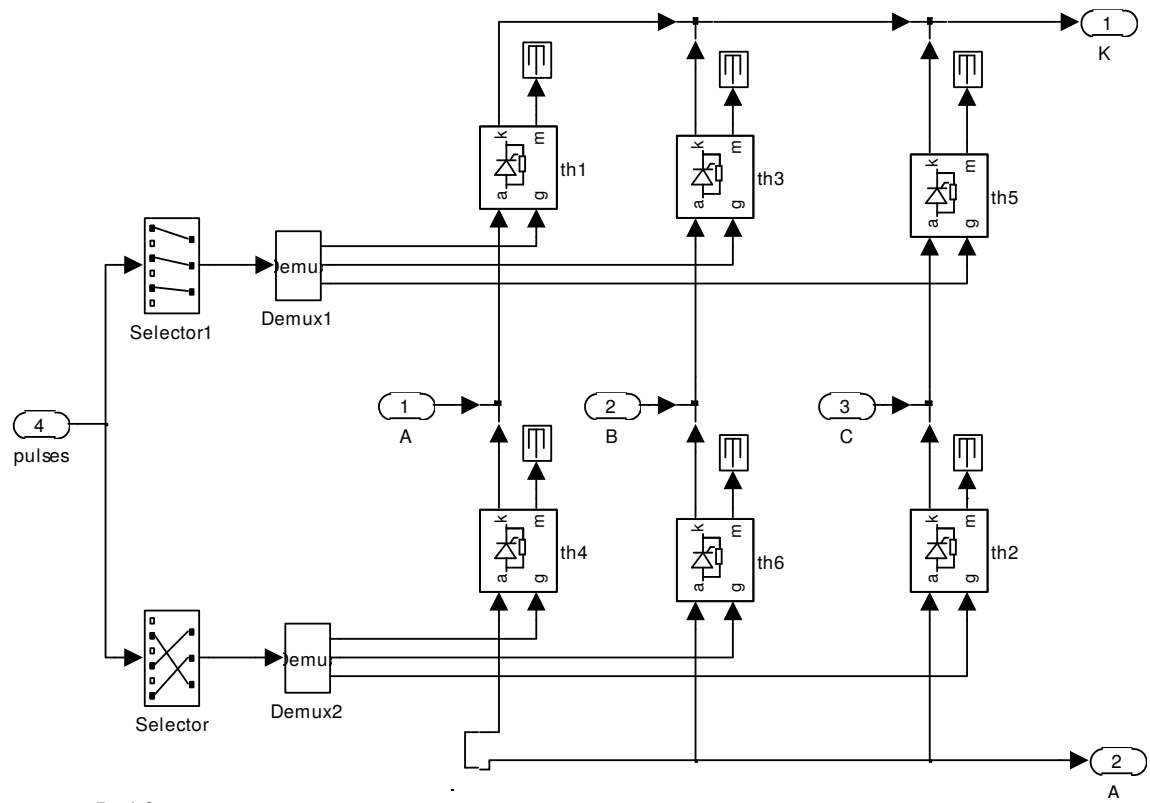


Рисунок 5.19 - Подмодель трехфазного неперевосимого мостового УВ

6 Моделирование систем электропривода переменного тока -

6.1 Математическое описание двигателей переменного тока

При математическом описании двигателей переменного тока согласно [1, 4 - 8] используются следующие методики:

1. составление уравнений на основе электромагнитных процессов обобщенной электрической машины для получения системы обыкновенных дифференциальных и алгебраических уравнений системы АЭП (дает наиболее полное и точное описание, однако полученная система уравнений является нелинейной и неудобной для синтеза регуляторов классическими методами; для представления математическую модели в виде структурной схемы в этом случае используется методика выбора ориентации систем координат по определенному результирующему вектору);
2. линеаризация уравнений обобщенной электрической машины при рассмотрении отклонений переменных системы ЭП «в малом» (упрощает и линеаризует математическую модель, записываемую в виде структурной схемы рабочий участок характеристики, наиболее удобна для синтеза регуляторов, но непригодна при рассмотрении ЭП в режимах запуска, реверса, торможении или значительном изменении задающих или возмущающих воздействий);
3. составление уравнений модели на основе Т-образной или Г-образной схем замещения и уравнений движения без учета электромагнитной инерции (является весьма упрощенной методикой способной давать погрешность до 25%);
4. построении математической модели с учетом гармонического состава питающего напряжения, при этом используется представление электрической машины в виде двухфазной модели с числом обмоток на каждой оси, равным числу учитываемых гармоник в спектре питающего напряжения.

6.2 Математические модели электрических машин на основе обобщенной электрической машины

При составлении математической модели на основании теории обобщенной электрической машины производится переход от трехфазного представления электромеханической системы к двух фазному (для машин, число фаз которых превышает две). Формулы перевода трехфазной системы в двухфазную изложены в [4, 7, 8]

Двухфазная модель обобщенной электрической машины имеет две пары взаимно перпендикулярных обмоток статора (α и β) и ротора (q и d). При рассмотрении модели согласно [1] вводятся следующие допущения:

- а) питающая сеть является сетью бесконечной мощности;
- б) магнитодвижущие силы, созданные фазными токами, синусоидально распределены вдоль воздушного зазора (без учета высших пространственных гармоник магнитного поля);
- в) машина симметрична;
- г) не учитывается влияние пазов, но машина может быть явнополюсной;
- д) насыщение и потери в стали отсутствуют;
- е) не учитываются емкости внутри обмоток и между ними - энергия электростатического поля;
- ж) параметры обмоток - приведенные;
- и) кинематическая расчетная схема ЭП соответствует одномассовой расчетной схеме (наиболее распространенный случай);

На основании второго закона Кирхгофа получается система уравнений

$$\begin{aligned} u_{1\alpha} &= i_{1\alpha} \cdot R_1 + d\psi_{1\alpha} / dt, \\ u_{1\beta} &= i_{1\beta} \cdot R_1 + d\psi_{1\beta} / dt, \\ u_{2d} &= i_{2d} \cdot R_2 + d\psi_{2d} / dt, \\ u_{2q} &= i_{2q} \cdot R_2 + d\psi_{2q} / dt, \end{aligned} \quad (6.1)$$

где $i_{1\alpha}$, $i_{1\beta}$, i_{2d} , i_{2q} - фазные токи и напряжения соответствующих обмоток статора и ротора;

Потокосцепления каждой обмотки в общем виде представляется результирующим действием токов всех обмоток

$$\begin{aligned} \psi_{1\alpha} &= L_{1\alpha 1\alpha} \cdot i_{1\alpha} + L_{1\alpha 1\beta} \cdot i_{1\beta} + L_{1\alpha 2d} \cdot i_{2d} + L_{1\alpha 2q} \cdot i_{2q}; \\ \psi_{1\beta} &= L_{1\beta 1\alpha} \cdot i_{1\alpha} + L_{1\beta 1\beta} \cdot i_{1\beta} + L_{1\beta 2d} \cdot i_{2d} + L_{1\beta 2q} \cdot i_{2q}; \\ \psi_{2d} &= L_{2d 1\alpha} \cdot i_{1\alpha} + L_{2d 1\beta} \cdot i_{1\beta} + L_{2d 2d} \cdot i_{2d} + L_{2d 2q} \cdot i_{2q}; \\ \psi_{2q} &= L_{2q 1\alpha} \cdot i_{1\alpha} + L_{2q 1\beta} \cdot i_{1\beta} + L_{2q 2d} \cdot i_{2d} + L_{2q 2q} \cdot i_{2q}; \end{aligned} \quad (6.2)$$

Взаимные индуктивности обмоток α и β , а также d и q равны нулю

$$L_{1\alpha 1\beta} = L_{1\beta 1\alpha} = L_{2d 2q} = L_{2q 2d} = 0. \quad (6.3)$$

Собственные индуктивности обмоток статора

$$L_{1\alpha 1\alpha} = L_{1\beta 1\beta} = L_1 = \text{Const}. \quad (6.4)$$

Собственные индуктивности обмоток ротора

$$L_{2d 2d} = L_{2q 2q} = L_2 = \text{Const}. \quad (6.5)$$

Взаимные индуктивности обмоток статора и ротора зависят от угла поворота ротора $X_{эл}$

$$L_{1\alpha 2d} = L_{2d 1\alpha} = L_{12} \cdot \cos(\varphi_{эл}), \quad (6.6)$$

$$L_{1\alpha 2q} = L_{2q 1\alpha} = L_{12} \cdot \cos(\varphi_{эл} + \pi/2) = -L_{12} \cdot \sin(\varphi_{эл}), \quad (6.7)$$

$$L_{1\beta 2q} = L_{2q 1\beta} = L_{12} \cdot \cos(\varphi_{эл}), \quad (6.8)$$

$$L_{1\beta 2d} = L_{2d 1\beta} = L_{12} \cdot \sin(\varphi_{эл}). \quad (6.9)$$

Тогда выражения системы (6.2) примут вид

$$u_{1\alpha} = i_{1\alpha} R_1 + L_1 \cdot di_{1\alpha}/dt + L_{12} \cdot \cos(\varphi_{эл}) \cdot d\psi_{2d}/dt - L_{12} \cdot \sin(\varphi_{эл}) \cdot d\psi_{2q}/dt;$$

$$u_{1\beta} = i_{1\beta} R_1 + L_1 \cdot di_{1\beta}/dt + L_{12} \cdot \sin(\varphi_{эл}) \cdot d\psi_{2d}/dt + L_{12} \cdot \cos(\varphi_{эл}) \cdot d\psi_{2q}/dt;$$

$$u_{2d} = i_{2d} R_2 + L_{12} \cdot \cos(\varphi_{эл}) \cdot d\psi_{1\alpha}/dt + L_{12} \cdot \sin(\varphi_{эл}) \cdot d\psi_{1\beta}/dt + L_2 \cdot d\psi_{2d}/dt;$$

$$u_{2q} = i_{2q} R_2 - L_{12} \cdot \sin(\varphi_{эл}) \cdot d\psi_{1\alpha}/dt + L_{12} \cdot \cos(\varphi_{эл}) \cdot d\psi_{1\beta}/dt + L_2 \cdot d\psi_{2q}/dt;$$

Электромагнитная энергия обмоток машины определяется выражением

$$W_{эм} = (i_{1\alpha} \cdot \psi_{1\alpha} + i_{1\beta} \cdot \psi_{1\beta} + i_{2d} \cdot \psi_{2d} + i_{2q} \cdot \psi_{2q}) / 2. \quad (6.11)$$

Для получения механической характеристики добавляется уравнение электромагнитного момента

$$M = d W_{эм} / d \varphi_{эл} \cdot p_n, \quad (6.12)$$

где p_n - число пар полюсов.

После подстановки (6.11) в (6.12) выражение момента примет вид

$$M = p_n \cdot L_{12} \cdot [(i_{1\beta} \cdot i_{2d} - i_{1\alpha} \cdot i_{2q}) \cdot \cos(\varphi_{эл}) - (i_{1\beta} \cdot i_{2q} + i_{1\alpha} \cdot i_{2d}) \cdot \sin(\varphi_{эл})]. \quad (6.13)$$

Для получения динамических характеристик добавляется в систему уравнение движения электропривода

$$J \cdot d\omega / dt = M - M_c. \quad (6.14)$$

С целью упрощения математического описания динамики электрических машин необходимо устранить зависимость взаимных индуктивностей от угла поворота ротора. Для этого необходимо произвести преобразования полученной системы уравнений к системе координат $u-v$, вращающейся в пространстве со скоростью ω_k .

Прямые преобразования производятся на основе следующих выражений

$$X_{1u} = X_{1\alpha} \cdot \cos(\varphi_k) + X_{1\beta} \cdot \sin(\varphi_k);$$

$$X_{1v} = -X_{1\alpha} \cdot \sin(\varphi_k) + X_{1\beta} \cdot \cos(\varphi_k); \quad (6.15)$$

$$X_{2u} = X_{2d} \cdot \cos(\varphi_k - \varphi_{эл}) + X_{2q} \cdot \sin(\varphi_k - \varphi_{эл});$$

$$X_{2v} = -X_{2d} \cdot \sin(\varphi_k - \varphi_{эл}) + X_{2q} \cdot \cos(\varphi_k - \varphi_{эл});$$

Обратные преобразования

$$X_{1\alpha} = X_{1u} \cdot \cos(\varphi_k) - X_{1v} \cdot \sin(\varphi_k);$$

$$X_{1\beta} = X_{1u} \cdot \sin(\varphi_k) + X_{1v} \cdot \cos(\varphi_k); \quad (6.16)$$

$$X_{2d} = X_{2u} \cdot \cos(\varphi_k - \varphi_{эл}) - X_{2v} \cdot \sin(\varphi_k - \varphi_{эл});$$

$$X_{2q} = X_{2u} \cdot \sin(\varphi_k - \varphi_{эл}) + X_{2v} \cdot \cos(\varphi_k - \varphi_{эл}).$$

Уравнения обобщенной машины в системе координат $u-v$

$$U_{1u} = i_{1u} R_1 + d\psi_{1u}/dt - \omega_k \cdot \psi_{1v},$$

$$U_{1v} = i_{1v} R_1 + d\psi_{1v}/dt + \omega_k \cdot \psi_{1u}, \quad (6.17)$$

$$U_{2u} = i_{2u} R_2 + d\psi_{2u}/dt - (\omega_k - \omega_{эл}) \cdot \psi_{2v},$$

$$U_{2v} = i_{2v} R_2 + d\psi_{2v}/dt + (\omega_k - \omega_{эл}) \cdot \psi_{2u},$$

где потокоцепления определяются согласно выражениям

$$\psi_{1u} = L_1 \cdot i_{1u} + L_{12} \cdot i_{2u},$$

$$\psi_{1v} = L_1 \cdot i_{1v} + L_{12} \cdot i_{2v}, \quad (6.18)$$

$$\psi_{2u} = L_{12} \cdot i_{1u} + L_2 \cdot i_{2u},$$

$$\psi_{2v} = L_{12} \cdot i_{1v} + L_2 \cdot i_{2v},$$

угловая скорость вращения системы координат

$$\omega_k = d\varphi_k / dt, \quad (6.19)$$

угловая скорость вращения электрического поля ротора

$$\omega_{эл} = d\varphi_{эл} / dt. \quad (6.20)$$

С учетом выше изложенного система уравнений модели обобщенной электрической машины для одноступенчатой расчетной схемы примет вид

$$d\psi_{1\alpha} / dt = U_{1\alpha} - R_1 \cdot i_{1\alpha}; \quad (6.21)$$

$$\begin{aligned}
d\psi_{1\beta} / dt &= U_{1\beta} - R_1 \cdot i_{1\beta}; \\
d\psi_{2d} / dt &= U_{2d} - R_2 \cdot i_{2d}; \\
d\psi_{2q} / dt &= U_{2q} - R_2 \cdot i_{2q}; \\
d\omega / dt &= (M - M_c) / J; \\
d\varphi_{эл} / dt &= p_n \cdot \omega; \\
i_{1\alpha} &= [\psi_{1\alpha} - L_{12} \cdot \cos(\varphi_{эл}) \cdot i_{2d} + L_{12} \cdot \sin(\varphi_{эл}) \cdot i_{2q}] / L_1; \\
i_{1\beta} &= [\psi_{1\beta} - L_{12} \cdot \sin(\varphi_{эл}) \cdot i_{2d} - L_{12} \cdot \cos(\varphi_{эл}) \cdot i_{2q}] / L_1; \\
i_{2d} &= [\psi_{2d} - L_{12} \cdot \cos(\varphi_{эл}) \cdot i_{1\alpha} - L_{12} \cdot \sin(\varphi_{эл}) \cdot i_{1\beta}] / L_2; \\
i_{2q} &= [\psi_{2q} + L_{12} \cdot \sin(\varphi_{эл}) \cdot i_{1\alpha} - L_{12} \cdot \cos(\varphi_{эл}) \cdot i_{1\beta}] / L_2; \\
i_1 &= \sqrt{i_{1\alpha}^2 + i_{1\beta}^2}; \\
i_2 &= \sqrt{i_{2d}^2 + i_{2q}^2}; \\
M &= p_n \cdot L_{12} \cdot (i_{2d} \cdot i_{1\beta} - i_{2q} \cdot i_{1\alpha}); \quad - \text{ для явнополюсной машины}
\end{aligned}$$

$M = p_n \cdot L_{12} \cdot [(i_{2d} \cdot i_{1\beta} - i_{2q} \cdot i_{1\alpha}) \cdot \cos(\varphi_{эл}) - (i_{2q} \cdot i_{1\beta} + i_{1\alpha} \cdot i_{2d}) \cdot \sin(\varphi_{эл})]$ - для неявнополюсной
Значения напряжений статора при этом для явнополюсной машины

$$\begin{aligned}
U_{1\alpha} &= U_{1m} \cdot \cos(\omega_{эл} t), \\
U_{1\beta} &= U_{1m} \cdot \sin(\omega_{эл} t),
\end{aligned}$$

Значения напряжений статора при этом для неявнополюсной машины

$$\begin{aligned}
U_{1\alpha} &= U_{1m} \cdot \sin(\omega_{эл} t), \\
U_{1\beta} &= -U_{1m} \cdot \cos(\omega_{эл} t),
\end{aligned}$$

Если принять $\omega_k=0$, производится преобразование в осях α - β . Тогда система обыкновенных и дифференциальных уравнений обобщенной электрической машины при одномассовой расчетной схеме примет вид:

$$\begin{aligned}
d\psi_{1\alpha} / dt &= U_{1\alpha} - R_1 \cdot i_{1\alpha}; \\
d\psi_{1\beta} / dt &= U_{1\beta} - R_1 \cdot i_{1\beta}; \\
d\psi_{2\alpha} / dt &= U_{2\alpha} - R_2 \cdot i_{2\alpha} - \omega_{эл} \cdot \psi_{2\beta}; \\
d\psi_{2\beta} / dt &= U_{2\beta} - R_2 \cdot i_{2\beta} + \omega_{эл} \cdot \psi_{2\alpha}; \\
d\omega / dt &= (M - M_c) / J; \\
i_{1\alpha} &= [\psi_{1\alpha} \cdot L_2 - L_{12} \cdot \psi_{2\alpha}] / (L_1 \cdot L_{12} - L_{12}^2); \\
i_{1\beta} &= [\psi_{1\beta} \cdot L_2 - L_{12} \cdot \psi_{2\beta}] / (L_1 \cdot L_{12} - L_{12}^2); \\
i_{2\alpha} &= [\psi_{2\alpha} \cdot L_1 - L_{12} \cdot \psi_{1\alpha}] / (L_1 \cdot L_{12} - L_{12}^2); \\
i_{2\beta} &= [\psi_{2\beta} \cdot L_1 - L_{12} \cdot \psi_{1\beta}] / (L_1 \cdot L_{12} - L_{12}^2); \\
M &= p_n \cdot L_{12} \cdot (i_{2\alpha} \cdot i_{1\beta} - i_{2\beta} \cdot i_{1\alpha}); \\
i_1 &= \sqrt{i_{1\alpha}^2 + i_{1\beta}^2}; \\
i_2 &= \sqrt{i_{2\alpha}^2 + i_{2\beta}^2};
\end{aligned} \tag{6.22}$$

Здесь $U_{1\alpha}=U_{1m} \cos(\omega_{0эл} \cdot t)$
 $U_{1\beta}=U_{1m} \sin(\omega_{0эл} \cdot t)$

Если принять $\omega_k=\omega_{0эл}$, производится преобразование в осях x - y . Тогда система обыкновенных и дифференциальных уравнений обобщенной электрической машины при одно-массовой расчетной схеме примет вид:

Если принять угловую скорость вращения системы координат равную скорости вращения ротора $\omega_k=\omega$, тогда система уравнений (6.17) примет вид проекций на оси d и q .

$$\begin{aligned}
U_{1d} &= i_{1d} \cdot R_1 + d\psi_{1d}/dt - \omega_{эл} \cdot \psi_{1q}, \\
U_{1q} &= i_{1q} \cdot R_1 + d\psi_{1q}/dt + \omega_{эл} \cdot \psi_{1d}, \\
U_{2d} &= i_{2d} \cdot R_2 + d\psi_{2d}/dt, \\
U_{2q} &= i_{2q} \cdot R_2 + d\psi_{2q}/dt,
\end{aligned} \tag{6.21}$$

Проекция напряжения статора в этом случае определяются по формулам

$$\begin{aligned}
U_{1d} &= U_{1m} \cdot \sin(\Theta_{эл}), \\
U_{1q} &= -U_{1m} \cdot \cos(\Theta_{эл}),
\end{aligned} \tag{6.22}$$

где U_{1m} - амплитудное значение напряжения статора,

$\Theta_{эл}$ - угол между вращающимися электромагнитными полями статора и ротора:

$$\Theta_{эл} = \omega_{0эл} \cdot t - \varphi_{эл}, \tag{6.23}$$

где $\omega_{0эл}$ - синхронная скорость вращения поля статора,

t - текущее значение времени,

$\varphi_{эл}$ - угол поворота поля ротора.

Система обыкновенных и дифференциальных уравнений обобщенной электрической машины в системе координат u - v при одномассовой расчетной схеме примет вид:

$$\begin{aligned}
d\psi_{1u} / dt &= U_{1u} - R_1 \cdot i_{1u} + \omega_k \cdot \psi_{1v}; & (6.24) \\
d\psi_{1v} / dt &= U_{1v} - R_1 \cdot i_{1v} - \omega_k \cdot \psi_{1u}; \\
d\psi_{2u} / dt &= U_{2u} - R_2 \cdot i_{2u} + (\omega_k - \omega_{эл}) \psi_{2v}; \\
d\psi_{2v} / dt &= U_{2v} - R_2 \cdot i_{2v} - (\omega_k - \omega_{эл}) \psi_{2u}; \\
d\omega / dt &= (M - M_c) / J; \\
\omega_{эл} &= \omega \cdot p_n; \\
i_{1u} &= [\psi_{1u} - L_{12} \cdot i_{2u}] / L_1; \\
i_{1v} &= [\psi_{1v} - L_{12} \cdot i_{2v}] / L_1; \\
i_{2u} &= [\psi_{2u} - L_{12} \cdot i_{1u}] / L_2; \\
i_{2v} &= [\psi_{2v} - L_{12} \cdot i_{1v}] / L_2; \\
M &= p_n \cdot L_{12} \cdot (i_{1v} \cdot i_{2v} - i_{1u} \cdot i_{1v}); \\
i_1 &= \sqrt{(i_{1u}^2 + i_{1v}^2)}; \\
i_2 &= \sqrt{(i_{2u}^2 + i_{2v}^2)};
\end{aligned}$$

6.2.1 Модель АД на основе обобщенной электрической машины

Наиболее удобной формой макро модели является приведение системы вращающихся координат к вращающемуся магнитному полю статора в осях X-Y. Система обыкновенных и дифференциальных уравнений обобщенной электрической машины в системе координат X-Y при одномассовой расчетной схеме примет вид:

$$\begin{aligned}
d\psi_{1x} / dt &= U_{1x} - R_1 \cdot i_{1x} + \omega_{0эл} \cdot \psi_{1y}; & (6.25) \\
d\psi_{1y} / dt &= U_{1y} - R_1 \cdot i_{1y} - \omega_{0эл} \cdot \psi_{1x}; \\
d\psi_{2x} / dt &= U_{2x} - R_2 \cdot i_{2x} + (\omega_k - \omega_{эл}) \psi_{2y}; \\
d\psi_{2y} / dt &= U_{2y} - R_2 \cdot i_{2y} - (\omega_k - \omega_{эл}) \psi_{2x}; \\
d\omega / dt &= (M - M_c) / J; \\
\omega_{эл} &= \omega \cdot p_n; \\
i_{1x} &= [\psi_{1x} - L_{12} \cdot i_{2x}] / L_1; \\
i_{1y} &= [\psi_{1y} - L_{12} \cdot i_{2y}] / L_1; \\
i_{2x} &= [\psi_{2x} - L_{12} \cdot i_{1x}] / L_2; \\
i_{2y} &= [\psi_{2y} - L_{12} \cdot i_{1y}] / L_2; \\
M &= p_n \cdot L_{12} \cdot (\psi_{1y} \cdot i_{2x} - \psi_{1x} \cdot i_{2y}); \\
i_1 &= \sqrt{(i_{1x}^2 + i_{1y}^2)}; \\
i_2 &= \sqrt{(i_{2x}^2 + i_{2y}^2)}; \\
U_{1x} &= U_{1м}; \quad U_{1y} = 0;
\end{aligned}$$

При рассмотрении двигателя с короткозамкнутым ротором

$$U_{2x} = 0; \quad U_{2y} = 0;$$

6.2.2 Описание АД при рассмотрении «в малом»

При анализе и синтезе систем управления используется представление математических моделей в малом. Т.е. при малых отклонениях координат от некоторых базовых значений.

Переменные величины в приращениях относительно начальных значений получаются из уравнений:

$$\begin{aligned}
\Delta i_{2\alpha} &= I_{2\alpha} + \Delta i_{2\alpha}; & \Delta i_{2\beta} &= I_{2\beta} + \Delta i_{2\beta}; \\
\Delta \underline{\omega}_1 &= \underline{\Omega}_1 + \Delta \omega_1; & \Delta \underline{\omega}_2 &= \underline{\Omega}_2 + \Delta \omega_2; \\
\Delta \underline{s} &= S + \Delta s; & \Delta \underline{M} &= M_{нач} + \Delta M.
\end{aligned}$$

Уравнения статического режима, связывающего начальные значения координат:

$$0 = I'_{2\alpha} \cdot R'_2 + L''_2 \cdot d I'_{2\alpha} / dt - S \cdot \underline{\Omega}_1 \cdot L''_2 \cdot I'_{2\beta} - k_1 \cdot \psi_{1\beta} \cdot S \cdot \underline{\Omega}_1;$$

$$0 = i'_{2\beta} \cdot R'_2 + L''_2 \cdot d I'_{2\beta} / dt + S \cdot \underline{\Omega}_1 \cdot L''_2 \cdot I'_{2\alpha};$$

$$M = 3 / 2 \cdot p_n \cdot k_1 \cdot \psi_{1\beta} \cdot I'_{2\alpha};$$

Коэффициенты электромагнитной связи статора и ротора

$$k_1 = L_m / L_1; \quad k_2 = L_m / L_2;$$

Значение приведенной индуктивности

$$L_2'' = L_2' - L_{12}^2 / L_1.$$

Индуктивности обмоток определяются по формулам

$$L_1 = (X_1 + X_{\mu n}) / \omega_{0эл};$$

$$L_2 = (X'_2 + X_{\mu n}) / \omega_{0эл};$$

Для динамического режима уравнения токов примут вид:

$$\Delta i'_{2\alpha} (T_{эл} p + 1) = S / S_{кр} \cdot \Delta i'_{2\beta} + (I'_{2\beta} / S_{кр} + k_1 \cdot \psi_{1\beta} \cdot \underline{\Omega}_1 / R'_2) \cdot \Delta s; \quad (6.26)$$

$$\Delta i'_{2\beta} (T_{эл} p + 1) = - S / S_{кр} \cdot \Delta i'_{2\alpha} - I'_{2\alpha} / S_{кр} \cdot \Delta s; \quad (6.27)$$

$$\Delta M = 3 / 2 \cdot p_n \cdot k_1 \cdot \Psi_{1\beta} \cdot \Delta i'_{2\alpha};$$

где $S_{кр}$ – критическое скольжение

$$S_{кр} = R'_{2} / (L''_{2} \cdot \Omega_1); \quad (6.28)$$

Электромагнитная постоянная времени электродвигателя:

$$T_{эл} = L''_{2} / R'_{2}; \quad (6.29)$$

Вводится обозначение критического и фиктивного пускового момента

$$M_{кр} = 3 / 4 \cdot p_n \cdot k_1^2 \cdot U_{1\alpha}^2 S_{кр} / (\Omega_1 \cdot R'_{2}); \quad (6.30)$$

$$M_{п.ф.н} = 2 \cdot M_{кр} / S_{кр} = 3 / 2 \cdot p_n \cdot k_1^2 \cdot U_{1\alpha}^2 / (\Omega_1 \cdot R'_{2}). \quad (6.31)$$

Момент электродвигателя определяется по формуле Клосса:

$$M_{нач} = 2 \cdot M_{кр} / (S/S_{кр} + S_{кр}/S). \quad (6.32)$$

На основании вышеизложенного выводится выражение передаточной функции

$$\frac{\Delta M(p)}{\Delta s(p)} = \frac{M_{п.ф.н} \cdot [(T_{эл} \cdot p + 1) - (S / S_{кр})^2 \cdot (T_{эл} \cdot p + 2) / (1 + (S/S_{кр})^2)]}{(T_{эл} \cdot p + 1)^2 + (S / S_{кр})^2} \quad (6.33)$$

Для рабочей части механической характеристики двигателя

$$(S / S_{кр})^2 \ll 1,$$

тогда (6.31) упрощается в вид

$$\Delta M(p) / \Delta s(p) = M_{п.ф.н} / (T_{эл} \cdot p + 1). \quad (6.34)$$

Уравнение движения тогда примет вид

$$\Delta M(p) - \Delta M_c(p) = J \cdot p \cdot \Delta \omega;$$

В при рассмотрении модели в относительных единицах в качестве базовых значений выбираются значения номинального режима. Тогда относительные переменные

$$\Delta \underline{\omega} = \Delta \omega / \Omega_{он}; \quad \text{где } \Omega_{он} = \Omega_o / p_n$$

$$\Delta \underline{M} = \Delta M / M_{пфн}; \quad \Delta \underline{M}_c = \Delta M_c / M_{пфн};$$

$$\Delta \underline{u}_{1\alpha} = \Delta u_{1\alpha} / U_{1\alpha};$$

Вводятся обозначения относительного напряжения статора

$$\gamma = u_{1\alpha} / U_{1\alpha н}; \quad (6.35)$$

относительной частоты статора

$$v = \Omega_1 / \Omega_{1н}; \quad (6.36)$$

По полученным выражениям строится структурная схема асинхронного двигателя при управлении напряжением и частотой статора на рисунке 6.2.

$$\frac{\Delta \underline{M}(p)}{\Delta \underline{\omega}_1(p) - \Delta \underline{\omega}(p)} = \frac{\gamma^2 (T_{эл} \cdot p + 1) - (S/S_{кр})^2 (T_{эл} \cdot p + 2) / (1 + (S / S_{кр})^2)}{v^2 (T_{эл} \cdot p + 1)^2 + (S / S_{кр})^2} \quad (6.37)$$

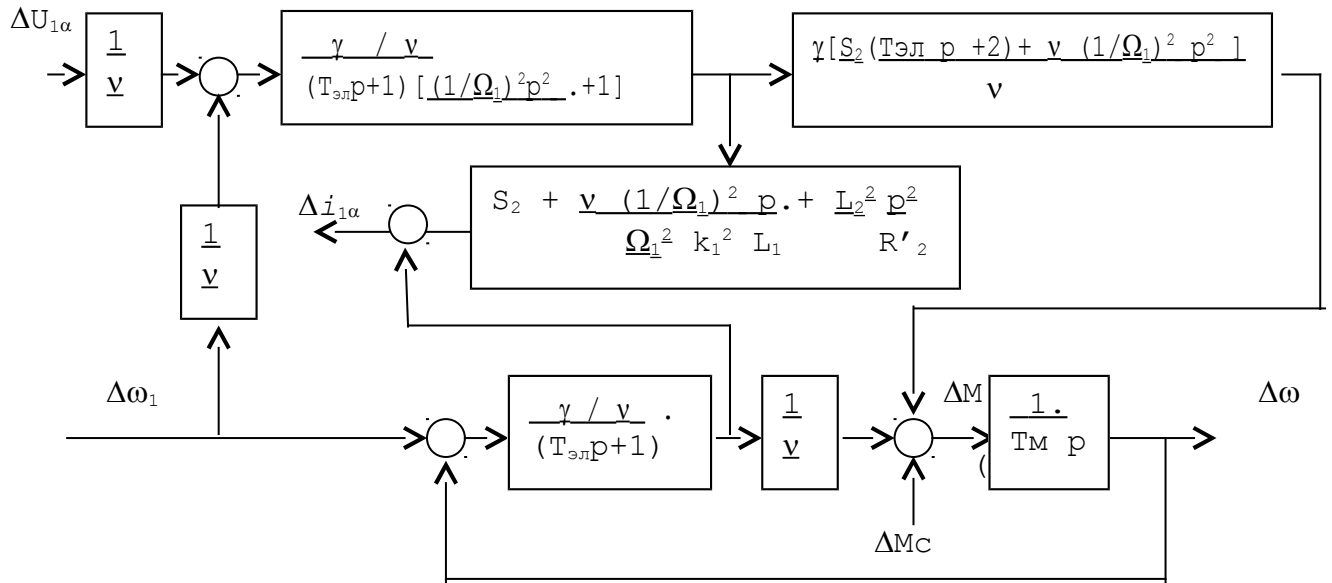


Рисунок 6.1 – Структурная схема АД при рассмотрении в малом.

6.2.3 Линеаризованная модель АД

Упрощенная структурная схема асинхронного двигателя для рабочей зоны механической характеристики ($s < s_k$) при неизменной частоте питающего напряжения ω_0 получается на основе уравнения механической характеристики

$$M = \frac{2 \cdot M_K}{(T_\Delta p + 1) [(T_\Delta p + 1) \cdot s_K / s_a] + s_a / s_k} \quad (6.38)$$

где β – модуль жесткости линеаризованной характеристики
 T_Δ – электромагнитная постоянная времени
 s_a – абсолютное скольжение

$$s_a = (\omega_0 - \omega) / \omega_{0ном} \quad (6.39)$$

Структурная схема линеаризованной модели имеет вид

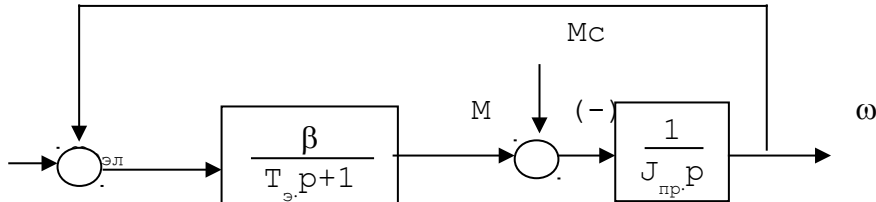


Рисунок 6.2 – Линеаризованная структурная схема АД

Модуль жесткости линеаризованной механической характеристики

$$\beta = 2 M_K / (\omega_{0ном} \cdot s_k) \quad (6.40)$$

Электромагнитная постоянная времени

$$T_\Delta = 1 / (\omega_{0ном} \cdot s_k). \quad (6.41)$$

6.2.4 Линеаризованная модель АД при питания от источника тока

Данные модели используются при исследовании статических и динамических характеристик АД при питании от источника тока и режима динамического торможения АД. При этом в обмотках статора протекают неизменные токи. В системе (6.25) отдельные уравнения примут вид:

$$\begin{aligned} i_{1x} &= 0; & i_{1y} &= I_{1max} = const; \\ d\psi_{2x} / dt &= 0 - R_2 \cdot i_{2x} + (\omega_{0эл} - \omega_{эл}) \psi_{2y}; \\ d\psi_{2y} / dt &= 0 - R_2 \cdot i_{2y} - (\omega_{0эл} - \omega_{эл}) \psi_{2x}; \\ i_{2x} &= \psi_{2x} / L_2; \\ i_{2y} &= [\psi_{2y} - L_{12} \cdot I_{1max}] / L_2; \\ M &= p_n \cdot L_{12} \cdot I_{1max} \cdot i_{2x} \end{aligned} \quad (6.42)$$

6.3 Моделирование синхронного электродвигателя (СД) и синхронных генераторов

Математическое описание динамических процессов в синхронном двигателе получается путем записи уравнений механической характеристики в осях d и q, связанных с явнополюсным ротором, на котором расположена обмотка возбуждения, и уравнения движения механической части в операторной форме:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= R_1 \cdot i_{1d} + d\psi_{1d} / dt - \omega_{эл} \cdot \psi_{1q} ; \\ u_{1q} &= R_1 \cdot i_{1q} + d\psi_{1q} / dt + \omega_{эл} \cdot \psi_{1d} ; \\ u_B &= R_B \cdot i_B + d\psi_B / dt ; \end{aligned} \quad (6.43)$$

где R_1 – активное сопротивление обмотки статора,
 R_B – активное сопротивление обмотки возбуждения,
 u_B, i_B – напряжение и ток обмотки возбуждения.

Выражение потокоцеплений в обмотках СД

$$\begin{aligned} \psi_{1d} &= L_{1d} \cdot i_{1d} + L_{12d} \cdot i_B ; \\ \psi_{1q} &= L_{1q} \cdot i_{1q} ; \\ \psi_B &= L_B \cdot i_B + L_{12d} \cdot i_{1d} ; \end{aligned} \quad (6.44)$$

где L_{1d} и L_{1q} – индуктивности обмоток статора осей d и q,
 L_B – индуктивность обмотки возбуждения,
 L_{12d} и L_{12q} – взаимная индуктивность между обмотками статора и обмоткой возбуждения.

Электромагнитный момент тогда определяется по формуле

$$M = p_n \cdot (\psi_{1d} \cdot i_{1q} - \psi_{1q} \cdot i_{1d}) . \quad (6.45)$$

Уравнение движения СД имеет вид

$$J \cdot d\omega / dt = M - M_c + M_{ac} ; \quad (6.46)$$

где M – электромагнитный момент двигателя,
 M_c – момент сил статических сопротивлений,
 ω – скорость вращения ротора двигателя,
 J – момент инерции привода приведенный к валу ротора,
 M_{ac} – асинхронный момент демферной обмотки статора,

$$M_{ac} = \beta \cdot (\omega_0 - \omega) ,$$

где ω_0 – скорость холостого хода,

β – статическая жесткость линеаризованной механической характеристики короткозамкнутой демфирующей обмотки

$$\beta = 2 \cdot M_k / (\omega_0 \cdot s_k) , \quad (6.47)$$

где M_k – критический момент пусковой характеристики СД;
 s_k – критическое скольжение пусковой характеристики СД.

Угол поворота ротора СД в динамики описывается уравнением

$$dX_{эл} / dt = p_n \cdot \omega , \quad (6.48)$$

Напряжения статора в системе координат d – q

$$u_{1d} = U_{1max} \cdot \sin(X_{эл}) ; \quad (6.49)$$

$$u_{1q} = -U_{1max} \cdot \cos(X_{эл}) ;$$

Упрощенно на линейной части синхронный момент может быть определен как

$$M(p) = C_{эм} \cdot (\omega_0(p) - \omega(p)) / p , \quad (6.50)$$

где коэффициент определяется по формуле

$$C_{эм} = M_n / \theta_{эл.н} \quad (6.51)$$

Структурная схема синхронного электропривода для области участка механической характеристики при скольжении $s \ll s_k$ изображается на рисунке 6.4.

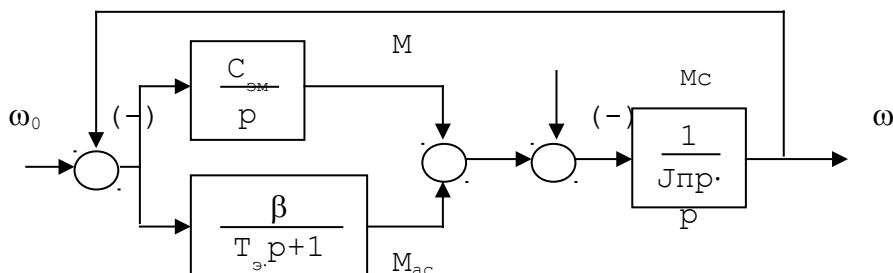


Рисунок 6.3 – Упрощенная линеаризованная модель СД

6.4 Моделирование вентильного двигателя

Функциональная схема вентильного двигателя (ВД) показана на рисунке 6.4. Датчик положения ротора (ДПР), преобразователь координат (ПК) и силовой полупроводниковый преобразователь (СПП) совместно формируют на обмотках статора машины напряжения U_A, U_B, U_C таким образом, чтобы результирующий вектор напряжения U_1 всегда был сдвинут на угол θ и неподвижен относительно оси магнитного поля ротора). В этом случае и результирующий вектор тока будет сдвинут и неподвижен относительно вектора потока ротора Φ_0 , что и создает момент на валу машины.

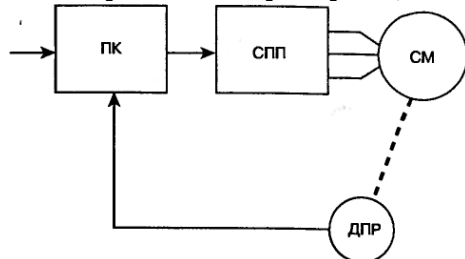
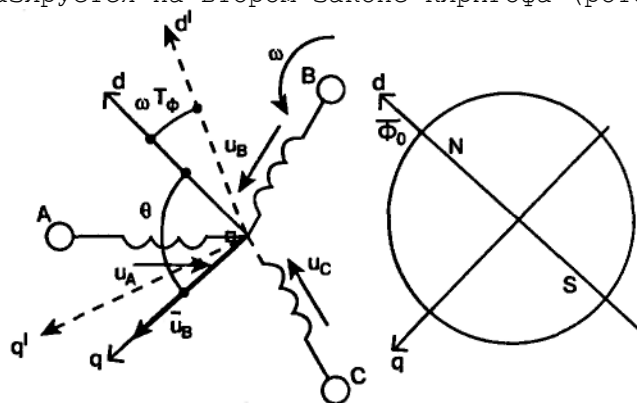


Рисунок 6.4 – Функциональная схема ВД

Математическое описание вентильной машины реализуется аналогично асинхронной машине. Уравнения равновесия эдс на обмотках статора в неподвижной системе координат базируется на втором законе Кирхгофа (ротор не имеет обмоток).



6.5 Моделирование силовых преобразователей для систем ЭП переменного тока: тиристорного регулятора напряжения (ТРН), преобразователей частоты (ПЧ)

6.6 Моделирование основных режимов работы синхронных и асинхронных электроприводов

6.7 Моделирование двигателей переменного тока в системе MATLAB

В MATLAB имеется возможность выполнить моделирование электрических машин переменного тока двумя методами:

- 1) с помощью ресурсов стандартного пакета Simulink на основе выше изложенных математических моделей;
- 2) используя библиотеки моделирования SimPower System.

6.7.1 Моделирование с использованием стандартных ресурсов библиотек пакета Simulink 5.

Моделирование электрических машин переменного тока производится в виде подсистемы (subsystem) в аналитической форме или в структурной схеме на основе ресурсов библиотек Continues, Math. Пример подмодели АД на основе теории двухфазной электрической машины в системе координат XY показана на рисунке 6.6.

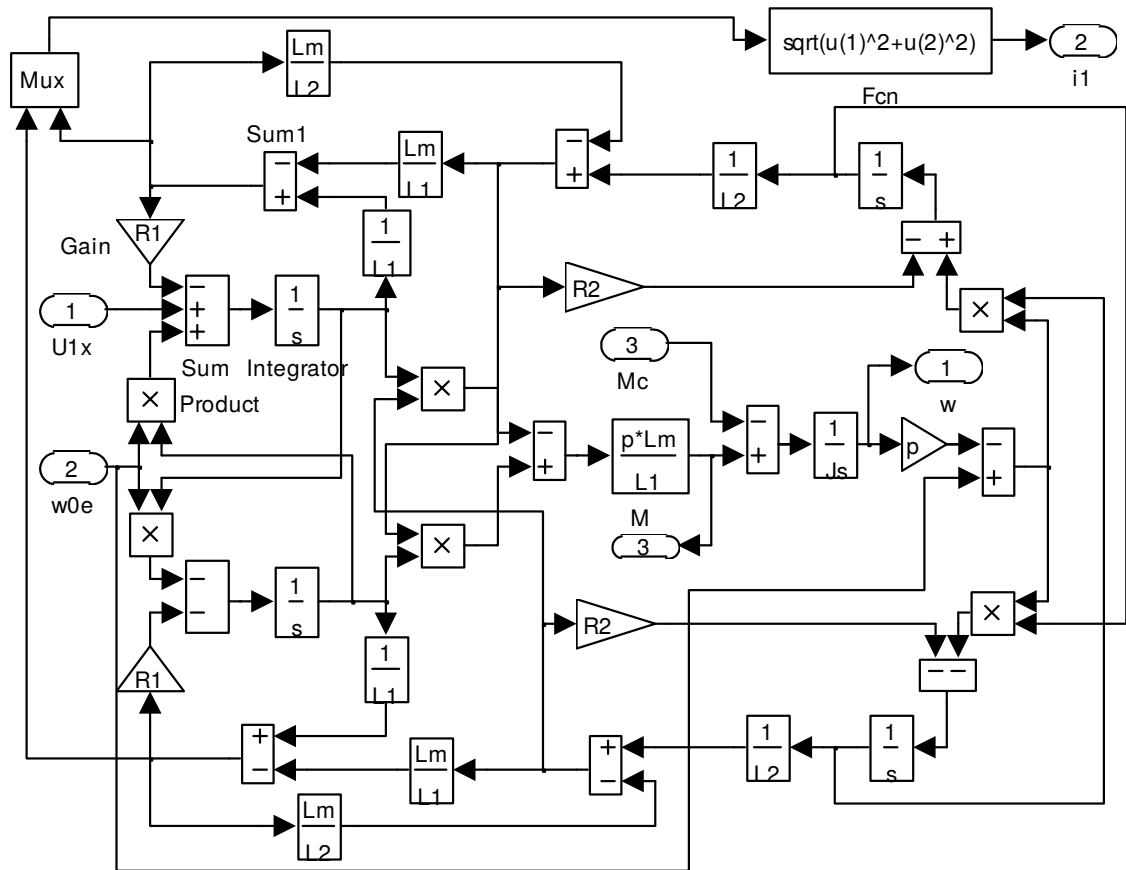


Рисунок 6.6 - Подмодель Simulink АД в системе координат XY

6.7.2 Моделирование ЭП переменного тока на основе пакета SimPower System

В MATLAB 6.5 (R13) имеются типовые модели машин переменного тока, которые находятся в составе пакета Simulink разделе SimPower System \ Machines, состав которой находится на рисунке 6.7.

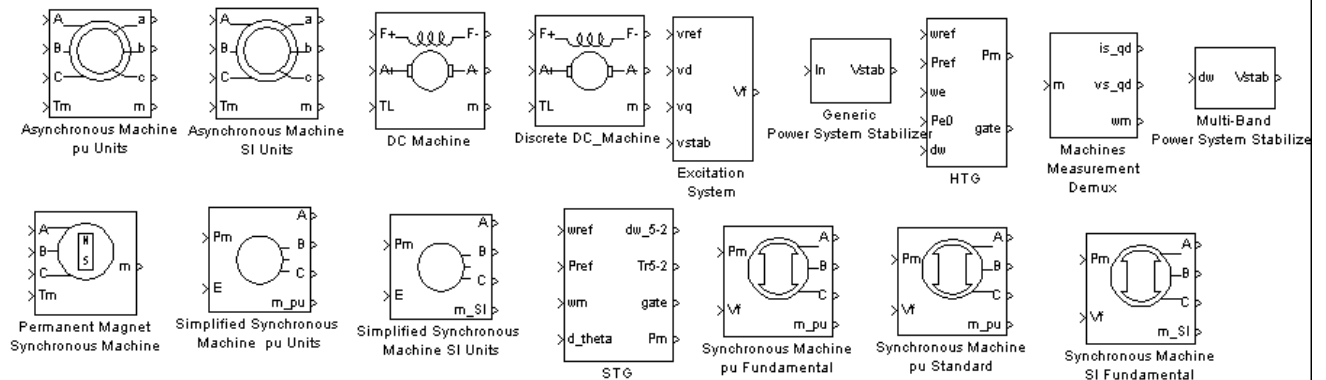


Рисунок 6.7 - Состав библиотеки электромашин Machine в SimPower System

Элементы Asynchronous Machine pu Units и Asynchronous Machine SI Units используются для моделирования асинхронного двигателя соответственно в относительных единицах и единицах СИ.

Block Parameters: Asynchronous Machine SI Units

Asynchronous Machine (mask) (link)

Implements a three-phase asynchronous machine (wound rotor or squirrel cage) modeled in the dq rotor reference frame. Stator and rotor windings are connected in wye to an internal neutral point. Press help for inputs and outputs description.

You can specify initial values for stator and rotor currents. In the Initial conditions parameter you have the possibility to specify the stator current only :

[s] th(deg) isa, isb, isc(p.u.) pha, phb, phc(deg)]:

Or you can choose to enter the stator and the rotor initial currents:

[s] th(deg) isa, isb, isc(p.u.) pha, phb, phc(deg) ira, irb, irc(pu) pha, phb, phc]:

Parameters

Rotor type:

Reference frame:

Nom. power, L-L volt. and freq. [Pn(WA), Vn(Vrms), fn(Hz)]:

[3*746, 220, 60]

Stator [Rs(ohm) Lls(H)]:

[0.435 2.0e-3]

Rotor [Rr(ohm) Llr(H)]:

[0.816 2.0e-3]

Mutual inductance Lm (H):

69.31e-3

Inertia, friction factor and pairs of poles [J(kg.m^2) F(N.m.s) p()]:

[0.089 0 2]

Initial conditions (read the details in the description above)

[1.0 0.0,0 0.0,0]

Рисунок 6.7 – Окно настройки параметров асинхронного двигателя

Block Parameters: Machines Measurement Demux

Machine measurements (mask) (link)

Split specified signals of various machine models measurement output vector into separate signals.

Set the "Machine units" parameter to the units used for the machine connected to the block input.

Parameters

Machine type:

☒ Rotor currents [ira irb irc]

☒ Rotor currents [ir_q ir_d]

☒ Rotor fluxes [phir_q phir_d]

☒ Rotor voltages [vr_q vr_d]

☒ Stator currents [ia ib ic]

☒ Stator currents [is_q is_d]

☒ Stator fluxes [phis_q phis_d]

☒ Stator voltages [vs_q vs_d]

☒ Rotor speed [wm]

☒ Electromagnetic torque [Te] pu

☒ Rotor angle [thetam] rad

Block Parameters: Machines Measurement Demux

Machine measurements (mask) (link)

Split specified signals of various machine models measurement output vector into separate signals.

Set the "Machine units" parameter to the units used for the machine connected to the block input.

Parameters

Machine type:

☐ Stator currents [isa isb isc]

☒ Stator currents [iq id]

☐ Field current [ifd]

☐ Damper winding currents [ikq1 ikq2 ikd]

☐ Mutual fluxes [phim_q phim_d]

☒ Stator voltages [vs_q vs_d]

☐ Rotor angle deviation [d_theta] rad

☒ Rotor speed [wm]

☐ Electrical power [Pe]

☐ Rotor speed deviation [dw]

☐ Rotor mechanical angle [theta] deg

☐ Electromagnetic torque [Te]

☐ Load angle [Delta] deg

☐ Output active power [Peo]

☐ Output reactive power [Qeo]

Рисунок 6.8 – Блок универсального измерителя для варианта АД и СД соответственно

6.7.2.1 Моделирование асинхронного двигателя

Пример простейшей модели АД с КЗ ротором при прямом пуске от сети.

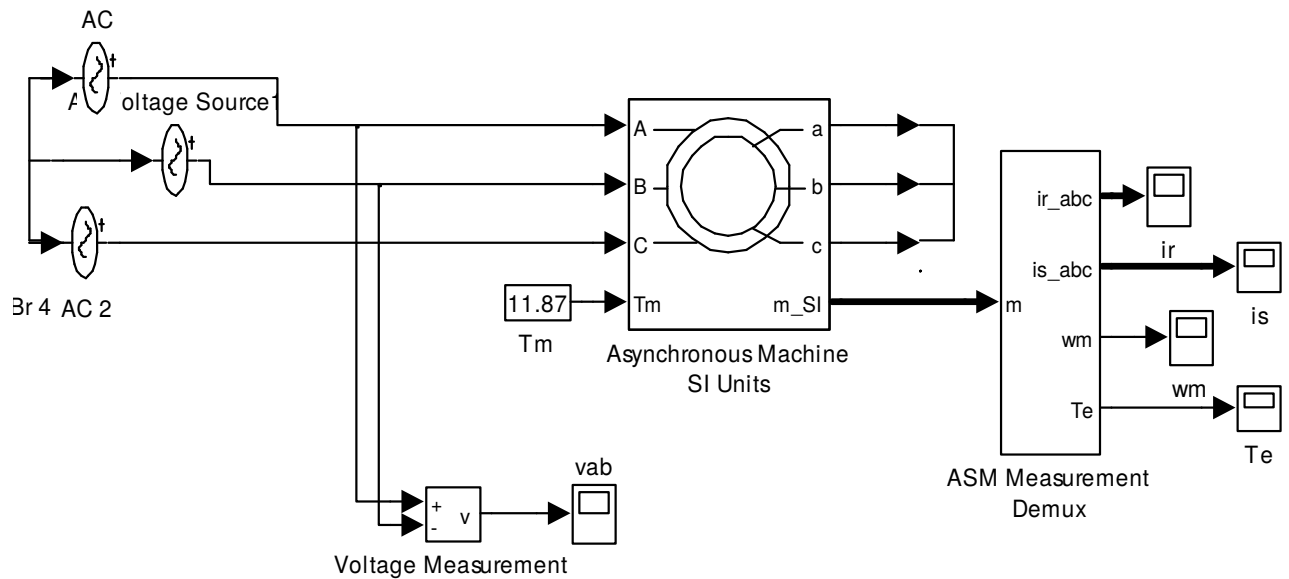


Рисунок 6.9 – модель прямого пуска АД с КЗ ротором

6.7.2 Моделирование СД

В библиотеке SimPower System в разделе Machines имеется три группы моделей синхронных машин:

- модели синхронных генераторов;
- модель синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов;
- модели синхронных генераторов

6.7.2.1 Моделирование синхронных двигателей с возбуждением от постоянных магнитов

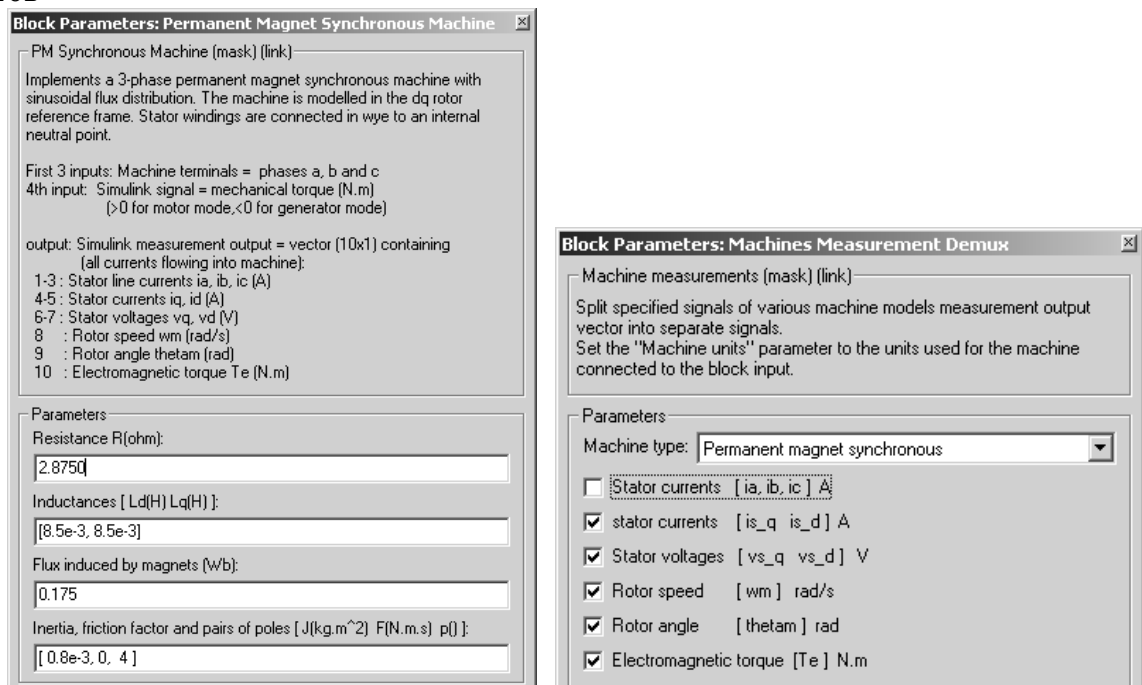


Рисунок 6.10 – Настройка параметров Permanent Synchronous Machine и измерителя

2.7.2.2 Моделирование синхронных машин

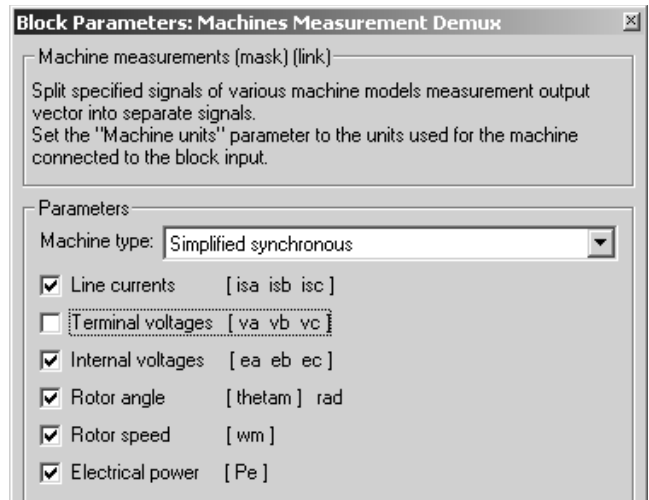
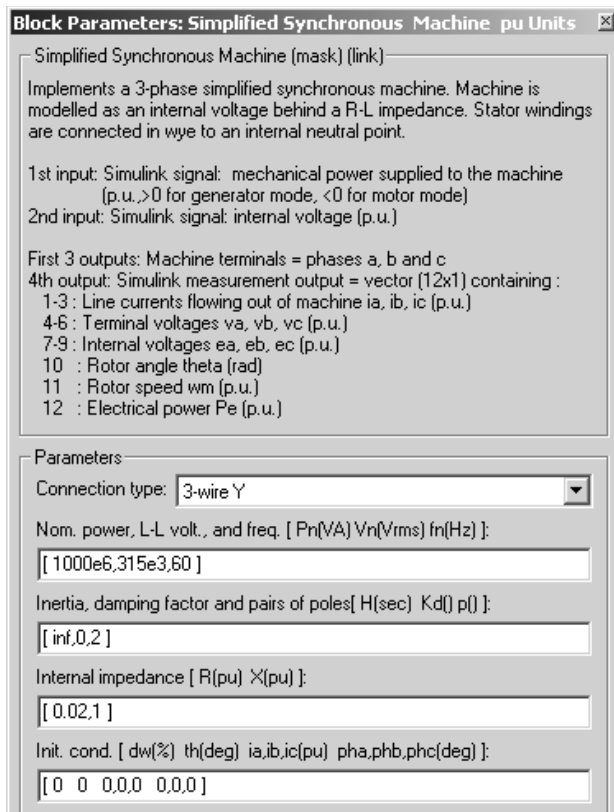


Рисунок 6.11 – Параметры и измеритель Simplified synchronous Machine

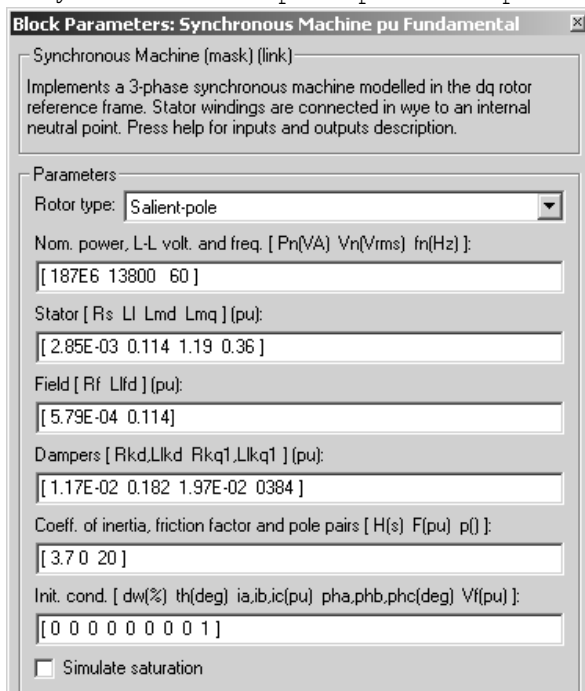


Рисунок 6.12 – Окно параметров блока Synchronous Machine pu Fundamental

6.8 Моделирование преобразователей в системе SIMULINK

6.8.1 Модель мета уровня инвертора напряжения для Power System Blockset

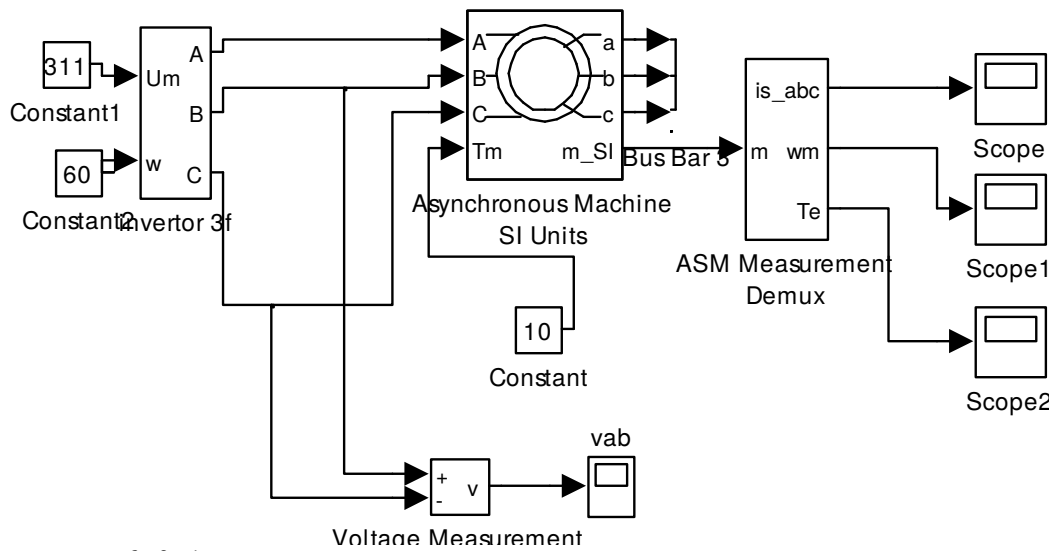


Рисунок 6.8.1 - Модель системы «Инвертор напряжения - АД с КЗ»

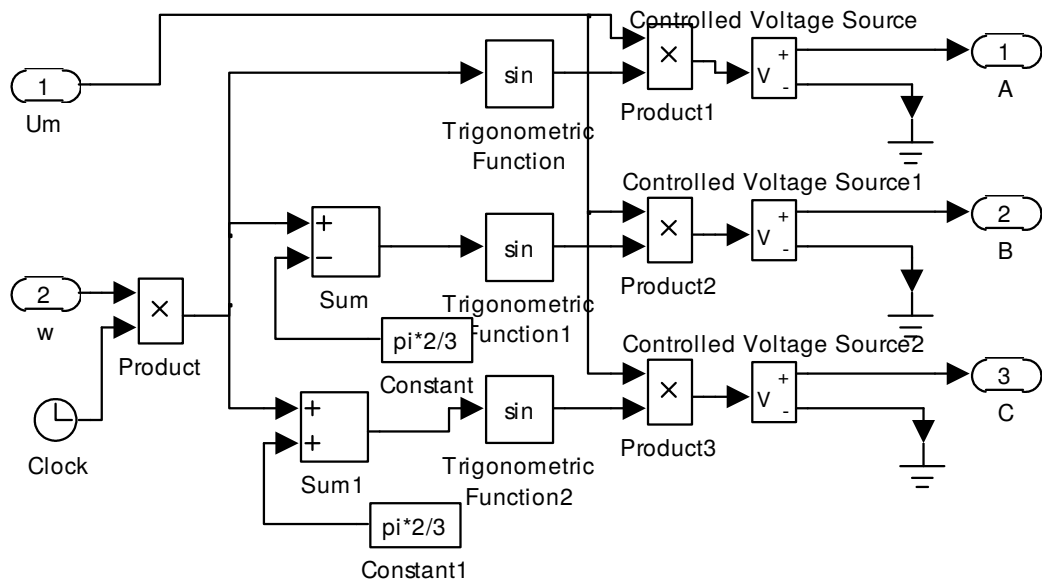
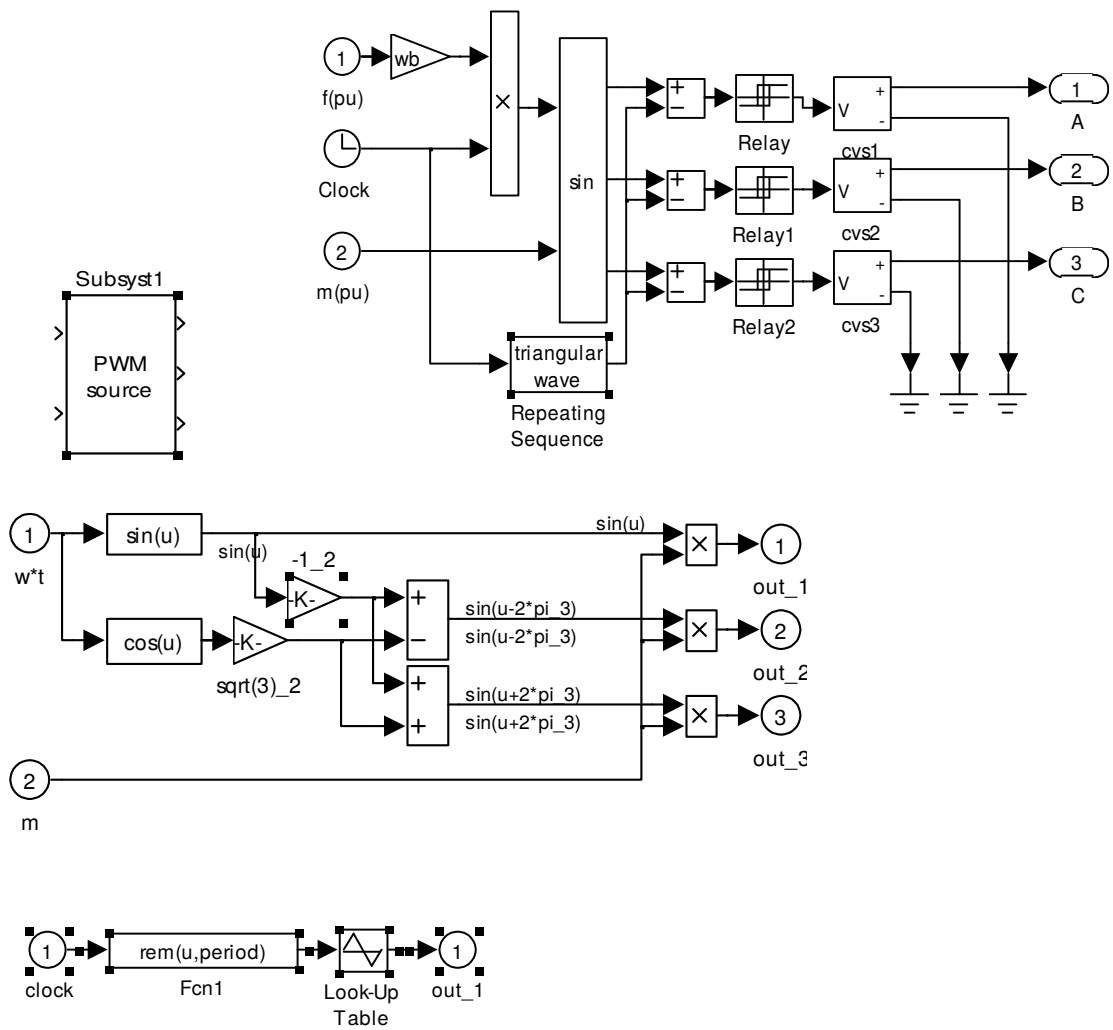


Рисунок 6.8.2 - Схема подмодели инвертора напряжения



6.8.2 Моделирование ЭП с системой векторного управления

Векторная система управления, реализованная в микропроцессорных электроприводах, имеет функциональную схему рисунка 4.4. Она позволяет реализовать раздельное управление скоростью и потокоцеплением асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.

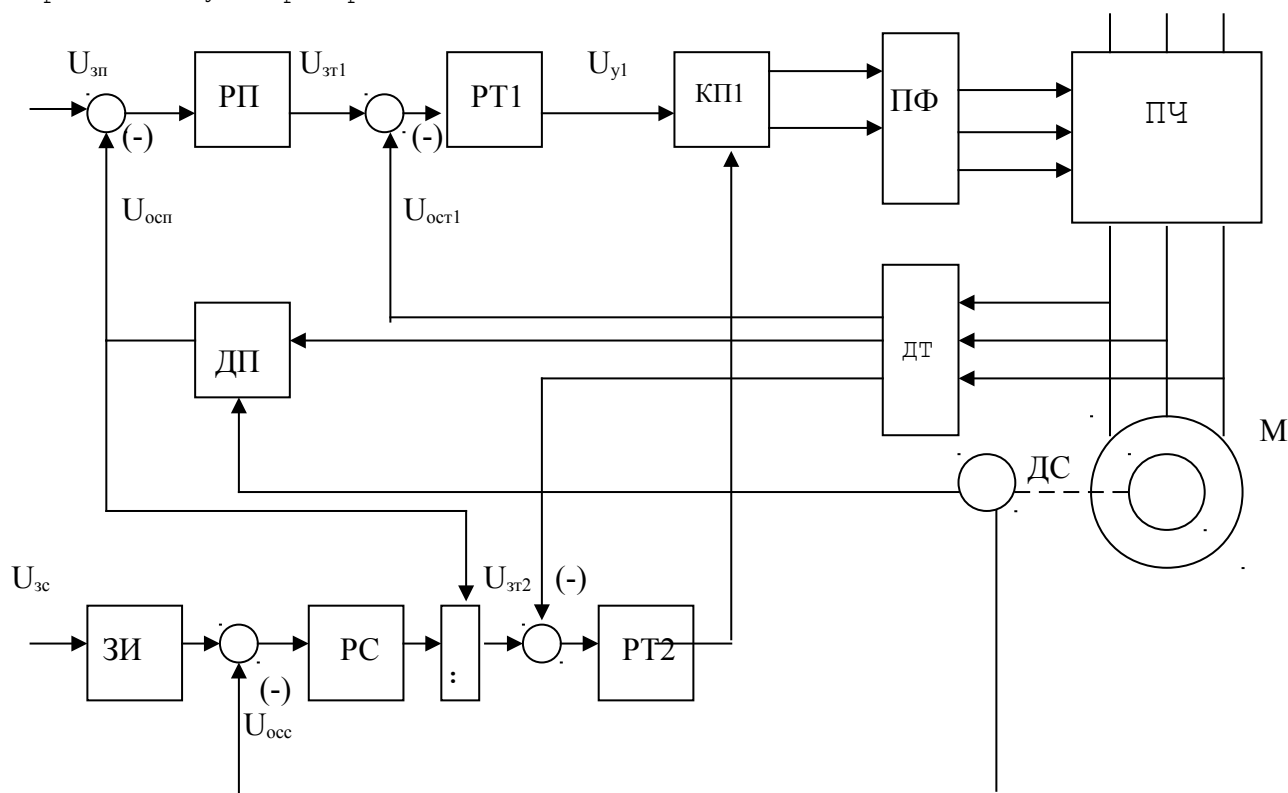


Рисунок 6.14 – Функциональная схема системы управления ЭП

На функциональной схеме введены обозначения:

- РП – регулятор потокоцепления,
- РС – регулятор скорости,
- РТ1 – первый регулятор тока статора,
- РТ2 – второй регулятор тока статора,
- ЗИ – задатчик интенсивности изменения скорости,
- М – асинхронный двигатель,
- ПЧ – преобразователь частоты,
- ПФ – фазный преобразователь,
- ДС – датчик скорости,
- ДТ – датчик мгновенных токов статора,
- ДП – датчик потокоцепления.

Система векторного управления позволяет реализовать два канала управления:

- потокоцеплением ротора для регулирования момента,
- скоростью вращения ротора.

Согласно [7, 13] микропроцессорная система управления реализуется как два контура подчиненного регулирования потокоцеплением ротора и скоростью статора. В системе используются датчики мгновенных значений фазных токов статорных обмоток и скорости вращения, на основании которых рассчитывается текущее значение потокоцепления ротора. Выходные сигналы обеих систем регулирования преобразуются фазным преобразователем в соответствующие значения напряжения и частоты на выходе ПЧ.

При построении структурной схемы системы векторного управления согласно [13] делаются следующие допущения:

- не учитывается дискретный характер функционирования микропроцессорной системы управления;
- намагничивающие силы обмоток двигателя распределены синусоидально вдоль окружности воздушного зазора;

- потери статора и ротора отсутствуют;
- обмотки статора и ротора симметричны со сдвигом осей обмоток на 120 градусов;
- механическая связь двигателя с редуктором является абсолютно жесткой и не содержит зазоров
- насыщение магнитной цепи отсутствует;
- измерения токов, напряжений и скорости, а также расчет значения потокосцепления считается мгновенными.

Тогда согласно [13] система векторного управления описывается структурной схемой рисунка 4.2.

На структурной схеме обозначены следующие переменные:

- $U_{эп}$ – напряжение задания потокосцепления,
- $U_{эс}$ – напряжение задания скорости вращения двигателя,
- $U_{эт1}$ – напряжение задания составляющей тока статора $i_{1\alpha}$,
- $U_{эт2}$ – напряжение задания составляющей тока статора $i_{1\beta}$,
- $i_{1\alpha}$ – проекция тока статора на ось α ,
- $i_{1\beta}$ – проекция тока статора на ось β ,
- Ψ_2 – потокосцепление обмотки ротора,
- ω – скорость вращения ротора,
- M_c – момент сил статических сопротивлений,
- M – электромагнитный момент двигателя,
- $U_{осс}$ – сигнал обратной связи по скорости,
- $U_{осп}$ – сигнал обратной связи по потокосцеплению ротора,
- $U_{ост1}$ – сигнал обратной связи по составляющей тока статора $i_{1\alpha}$,
- $U_{ост2}$ – сигнал обратной связи по составляющей тока статора $i_{1\beta}$.

Параметры передаточных функций на рисунке 4.2 :

- $K_{рп}$ – коэффициент передачи регулятора потокосцепления,
- $T_{рп}$ – постоянная времени интегрирования РП,
- $K_{рс}$ – коэффициент передачи регулятора скорости,
- $T_{рс}$ – постоянная времени интегрирования РС,
- $K_{рт1}$ – коэффициент передачи регулятора РТ1,
- $T_{рт1}$ – постоянная времени интегрирования РТ1,
- $K_{рт2}$ – коэффициент передачи регулятора РТ2,
- $T_{рт2}$ – постоянная времени интегрирования РТ2,
- $K_{дп}$ – коэффициент передачи ДП,
- $K_{дс}$ – коэффициент передачи ДС,
- $K_{дт1}$ – коэффициент передачи обратной связи по $i_{1\alpha}$,
- $K_{дт2}$ – коэффициент передачи обратной связи по $i_{1\beta}$,
- $K_{пч}$ – коэффициент передачи ПЧ,
- T_m – постоянная времени ПЧ,
- $T_{э1}$ – электрическая постоянная времени обмотки статора,
- $T_{э2}$ – электрическая постоянная времени обмотки ротора,
- R_o – эквивалентное активное сопротивление обмотки статора,
- p_n – число пар полюсов двигателя,
- K_2 – коэффициент электромагнитной связи ротора,
- L'_2 – приведенное значение индуктивности обмотки ротора,
- $J_{пр}$ – приведенный к валу двигателя момент инерции ротора.

Согласно [13] регуляторы для системы векторного управления являются пропорционально-интегрирующими звеньями.

6.8.5 Расчет параметров структурной схемы электропривода векторного управления АД

Исходные данные для расчета параметров системы определяются на основе параметров схемы замещения для двигателя 4А315М10У3 из [14]

- главное индуктивное сопротивление, $x_m = 2.2$;
- активное сопротивление рассеяния обмотки статора, $r'_1 = 0.029$;
- индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора, $x'_1 = 0.11$;

- приведенное к обмотки статора активное сопротивление рассеяния обмотки ротора, $r''_2=0.027$;
- приведенное к обмотки статора индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора, $x''_2=0.15$.

Переход к абсолютным значениям сопротивления статора

$$R_1 = r_1 \cdot U_{1\text{ном}} \phi / I_{1\text{ном}} \phi; \quad (4.1)$$

$$X_1 = x_1 \cdot U_{1\text{ном}} \phi / I_{1\text{ном}} \phi; \quad (4.2)$$

Аналогично для цепи ротора и магнитной цепи

$$R'_2 = r''_2 \cdot U_{1\text{ном}} \phi / I_{1\text{ном}} \phi; \quad (4.3)$$

$$X'_2 = x''_2 \cdot U_{1\text{ном}} \phi / I_{1\text{ном}} \phi; \quad (4.4)$$

$$X_m = x_m \cdot U_{1\text{ном}} \phi / I_{1\text{ном}} \phi; \quad (4.5)$$

Величины индуктивностей рассчитываются на основе выражения

$$L = (X + X_m) / (2 \cdot \pi \cdot f_c), \quad (4.6)$$

где f_c – номинальная частота питающей сети, $f_c=50$ Гц.

Индуктивность магнитной цепи

$$L_m = X_m / (2 \cdot \pi \cdot f_c), \quad (4.7)$$

$$L_m = 3.117 / (2 \cdot 3.14 \cdot 50) = 0.01 \text{ Гн.}$$

Коэффициент электромагнитной связи статора

$$k_1 = L_m / L_1; \quad (4.8)$$

Коэффициент электромагнитной связи ротора

$$k_2 = L_m / L'_2; \quad (4.9)$$

Эквивалентное активное сопротивление обмотки статора

$$R_\Sigma = R_1 + k_2^2 \cdot R'_2, \quad (4.10)$$

Согласно [13] постоянная времени преобразователя частоты принимается $T_m = 0.01$ с.

Амплитудное значение фазного напряжения статора

$$U_{1m} = \sqrt{2} \cdot U_{1\phi}, \quad (4.11)$$

Коэффициент передачи ПЧ определяется по формуле

$$K_{пч} = U_{1m} / 10.$$

Коэффициенты передач цепей обратных связей определяются по формуле

$$K_{ос} = 10 / X_{\max}, \quad (4.12)$$

где $X_{\max}$ – максимальное значение измеряемой величины.

Электрическая постоянная времени обмотки статора

$$T_{\Sigma 1} = L_1 / R_\Sigma, \quad (4.13)$$

Эквивалентное активное приведенное сопротивление обмотки ротора

$$R_{\Sigma 2} = R'_2 + k_1^2 \cdot R_1, \quad (4.14)$$

Электрическая постоянная времени обмотки ротора

$$T_{\Sigma 2} = L'_2 / R_{\Sigma 2}, \quad (4.15)$$

Параметры регуляторов определяются согласно рекомендациям [13]

Коэффициент передачи РТ1

$$K_{РТ1} = R_\Sigma \cdot T_1 / (2 \cdot T_m \cdot K_{пч} \cdot K_{дт1}), \quad (4.16)$$

Постоянная интегрирования РТ1

$$T_{РТ1} = 2 \cdot T_m \cdot K_{пч} \cdot K_{дт1} / R_\Sigma, \quad (4.17)$$

Коэффициент передачи РП

$$K_{РП} = T_2 \cdot K_{дт1} / (8 \cdot T_m \cdot k_2 \cdot L'_2 \cdot K_{дп}), \quad (4.18)$$

Постоянная времени РП

$$T_{РП} = 8 \cdot T_m \cdot k_2 \cdot L'_2 \cdot K_{дп} / K_{дт1}, \quad (4.19)$$

Коэффициент передачи РТ2

$$K_{РТ2} = R_\Sigma \cdot T_1 / (2 \cdot T_m \cdot K_{пч} \cdot K_{дт1}), \quad (4.20)$$

Постоянная интегрирования РТ2

$$T_{РТ2} = 2 \cdot T_m \cdot K_{пч} \cdot K_{дт2} / R_\Sigma, \quad (4.21)$$

Коэффициент передачи РС

$$K_{РС} = J_{пр} \cdot K_{дт2} / (12 \cdot T_m \cdot p_n \cdot K_{дс} \cdot k_3 \cdot k_2), \quad (4.22)$$

где k_3 – коэффициент, определяемый по формуле

$$k_3 = (T_1 + T_m) / (T_1 + 2 \cdot T_m), \quad (4.23)$$

Постоянная времени интегрирования РС:

$$T_{РС} = 16 \cdot T_m \cdot k_3 / K_{РС}, \quad (4.24)$$

Постоянная времени задатчика интенсивности

$$T_{зи} = 12 \cdot T_m \cdot k_3, \quad (4.25)$$

Список литературы

- 1 Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г.. Управления электроприводами: Учебн. пособие для вузов. – Л.: Энергоатомиздат, 1982. – 392 с.
- 2 Браславский И.Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением. – М.: Энергоатомиздат, 1988 – 224 с.
- 3 Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие. – СПб.: КОРОНА принт, 2001. – 320 с.
- 4 Гульятеев А.К. MATLAB 5.2. Имитационное моделирование в среде Windows: Практическое пособие. – СПб.: КОРОНА принт, 1999. – 288 с.
- 5 Ключев В.И. Теория электропривода: Учеб. для вузов. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 704 с.
- 6 Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: Учеб. Для вузов по специальности «Электромеханика». 2-е изд., перераб и доп. – М.: Высшая школа, 1994. – 318 с.
- 7 Кононенко и др. Электрические машины. Учебное пособие для вузов. – М.: Высш. шк., – 1975. – 279 с.
- 8 Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями/ О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. – М. Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.

7 Моделирование микропроцессорных систем управления электроприводами

7.1 Методы математического описания дискретных устройств

В составе большинства современных автоматизированных ЭП имеются дискретные элементы. Моделирование которых отличается от моделирования непрерывной части ЭП.

Отличительной характеристикой дискретных управляющих устройств является то, что они реагируют на входное воздействие и вырабатывают выходной сигнал только в равноотстоящие друг от друга моменты времени. Отсюда следует, что наиболее удобно рассматривать при математическом описании их входные и выходные сигналы как решетчатые функции времени

$$X[n] = f[nT_n], \quad (7.1)$$

где T_n - величина времени интервала дискретности;

n - номер интервала, от 0 до n_k .

Наиболее часто применяется относительная форма записи интервалов дискретности, когда $T_n = 1$, тогда независимая переменная дискретного времени $t_n = t/T_n$. При этом выражение (7.1) примет вид

$$X[n] = f[n].$$

Для смещенной решетчатой функции используется следующая форма записи

$$X[n] = f[n+\varepsilon],$$

где ε - относительное смещение $\varepsilon = \Delta t / T_n$, $0 < \varepsilon < 1$

Скорость изменения решетчатой функции (аналог производной) характеризуется первой прямой разностью, которая определяется в момент времени $t=nT$ по известному будущему значению решетчатой функции:

$$\Delta f[n] = f[n+1] - f[n],$$

и первой обратной разностью, которая определяется в момент времени $t=nT$ по прошлому значению решетчатой функции:

$$\nabla f[n] = f[n] - f[n-1],$$

Прямая разность k -го порядка

$$\Delta^k f[n] = \Delta^{k-1} f[n+1] - \Delta^{k-1} f[n] = \sum_{v=0}^k (-1)^v C_k^v f[n+k-v],$$

Обратная разность k -го порядка

$$\nabla^k f[n] = \nabla^{k-1} f[n] - \nabla^{k-1} f[n-1] = \sum_{v=0}^k (-1)^v C_k^v f[n-v],$$

где $C_k^v = k! / v! / (k-v)!$ - биномные коэффициенты

Неполная сумма решетчатой функции аналогично интегралу для непрерывных систем

$$\sigma[n] = \sum_{m=0}^{n-1} f[m] = \sum_{m=1}^n f[n-m].$$

Для записи дискретных процессов используется линейные разностные уравнения

$$b_i \cdot \Delta^i y[n] + b_{i-1} \cdot \Delta^{i-1} y[n] + \dots + b_1 \cdot \Delta^1 y[n] + b_0 \cdot y[n] = f[n].$$

С целью построения графических изображений систем разностных уравнений вводятся дискретные преобразования Лапласа двух типов:

1) D - преобразования, описываемые выражением

$$D \{f[n]\} = F(q) = \sum_{n=0}^{\infty} e^{-qn} f[n],$$

где $q = \sigma + j\omega$;

Z - преобразования, использующие оператор $z = e^q$:

$$F_z(Z) = \sum_{n=0}^{\infty} z^{-n} f[n] = Z\{f[n]\}$$

Передаточная дискретных элементов функция тогда имеет вид для случая D-преобразований

$$W(q) = Y(q) / X(q),$$

где $X(q)$ и $Y(q)$ – изображение решетчатых функций входного и выходного сигналов.

Дискретная передаточная функция для случая Z-преобразований

$$W(z) = Y(z) / X(z),$$

где $X(z)$ и $Y(z)$ – изображение решетчатых функций входного и выходного сигналов.

7.2 Моделирование цифровых элементов системы управления электроприводом

В системах промышленных автоматизированных ЭП могут использоваться следующие дискретные устройства:

- микропроцессорная система управления, реализованная на микроЭВМ,
- цифровые датчики;
- экстраполяторы (в простейшем случае ЦАП);
- устройства ввода аналоговых сигналов в цифровую часть (АЦП);
- цифровое задающее устройство или датчик координаты ЭП;
- комплектный микропроцессорный силовой преобразователь;
- электронный ключ.

Отличительной характеристикой дискретных управляющих устройств является то, что они реагируют на входное воздействие и вырабатывают выходной сигнал только в равноотстоящие друг от друга моменты времени. Отсюда следует, что наиболее удобно рассматривать при математическом описании их входные и выходные сигналы как решетчатые функции времени

7.2.1 Моделирование цифровых регуляторов

Цифровые регуляторы реализуют программно алгоритмы управления при помощи управляющей микро-ЭВМ. При их моделировании учитываются следующие особенности ЭВМ:

- разрядность собственно ЭВМ;
- разрядность каналов ввода-вывода;
- длительность одного такта расчета, начинающегося с момента поступления сигнала на входе цифровой части и завершающегося выдачей сигнала на вход ЦАП;
- формой представления переменных, описывающих сигналы управления при расчетах – целочисленные или действительные;
- необходимостью ограничения переменных.

7.2.1.1 Модель П-регулятора

Линейная модель без насыщения описывается следующим разностным уравнением

$$Z_{\text{вых}}[n] := K_{\text{пр}} * Z_{\text{вх}}[n];$$

Где $Z_{\text{вх}}[n]$ – входная переменная регулятора;

$Z_{\text{вых}}[n]$ – выходная переменная регулятора;

$K_{\text{пр}}$ – коэффициент передачи регулятора.

С учетом насыщения регулятора на уровне Z_{max} система примет вид для синтаксиса языка Паскаль

$$Z_{\text{вых}}[n] := K_{\text{пр}} * Z_{\text{вх}}[n];$$

$$\text{if } Z_{\text{вых}}[n] > Z_{\text{max}} \text{ then } Z_{\text{вых}}[n] := Z_{\text{max}};$$

$$\text{if } Z_{\text{вых}}[n] < -Z_{\text{max}} \text{ then } Z_{\text{вых}}[n] := -Z_{\text{max}};$$

Если обозначить переменные следующим образом:

$Z[1]$ – $Z_{вх}$, $Z[2]$ – $Z_{вых}$, $A[1] = K_{пр}$, $A[2] = Z_{max}$,

Для системы Runge_5 программная модель регулятора примет вид

```

Z[2,0] := A[1] * Z[1,0];
if Z[2,0] > A[2] then Z[2,0] := A[2];
if Z[2,0] < -A[2] then Z[2,0] := -A[2];

```

Величина ограничения определяется разрядностью каналов ввода-вывода и максимальным значением напряжения на выходе МПСУ.

7.2.2 Модель ПИ-регулятора

Структурная схема дискретного ПИ-регулятора с учетом насыщения примет вид

Структурная схема дискретного ПИ-регулятора с учетом насыщения примет вид

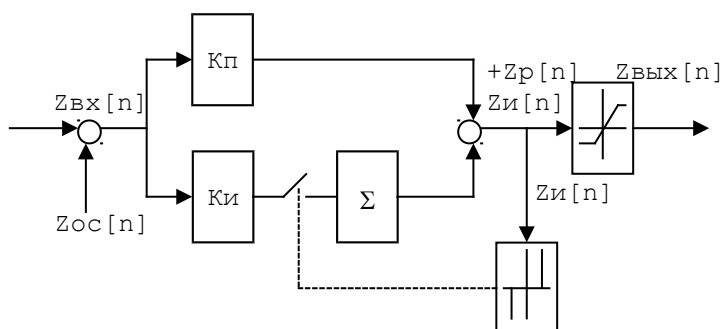


Рисунок 7.2.1 – Структурная схема цифрового ПИ-регулятора

Аналогом интегрирования является сумма, тогда сигнал на выходе интегрирующей части описывается разностным уравнением

$$Z_{и}[n] = (Z_{вх}[n] - Z_{ос}[n]) * K_{и} + Z_{и}[n-1],$$

сигнал на выходе регулятора

$$Z_{р}[n] = Z_{и}[n] + (Z_{вх}[n] - Z_{ос}[n]) * K_{п}$$

С учетом нелинейности (ограничения на уровне Z_{max}) система уравнений, записанная для синтаксиса языка Паскаль примет вид

```

Zи[n] = (Zвх[n] - Zос[n]) * Ки + Зи[n-1],
Zр[n] = Зи[n] + (Zвх[n] - Zос[n]) * Кп
if Zр[n] > Zmax then begin  Zр[n] := Zmax
                           Зи[n] := Зи[n-1]
                           end;
if Zр[n] < -Zmax then begin Zр[n] := -Zmax
                           Зи[n] := Зи[n-1]
                           end;

```

Если обозначить переменные следующим образом:

$Z[1]$ – $Z_{вх}$, $Z[2]$ – $Z_{ос}$, $Z[3]$ – $Z_{и}$, $Z[4]$ – $Z_{вых}$,

$A[1] = K_{п}$, $A[2] = K_{и}$, $A[3] = Z_{max}$,

То для системы Runge_5 программная модель регулятора примет вид

```

Z[3,0] = (Z[1,0] - Z[2,0]) * A[2] + Z[3,1];
Z[4,0] = Z[3,0] + (Z[1,0] - Z[2,0]) * A[1];
if Z[4,0] > A[3] then      begin Z[4,0] := A[3]
                           Z[3,0] := Z[3,1]
                           end;
if Z[4,0] < -A[3] then     begin Z[4,0] := -A[3]
                           Z[3,0] := Z[3,1]
                           end;

```

7.2.3 Моделирование экстраполяторов (ЦАП)

Цифроаналоговый преобразователь содержит на входе регистр для хранения дискретной информации, что позволяет рассматривать его при моделировании в качестве экстраполятора нулевого порядка. Так как разрядность современных ЦАП составляет от 8 до 12, то пренебрегая временной задержкой на преобразование сигнала он может быть представлен пропорциональным звеном:

$$W_{\text{цап}}(p) = K_{\text{цап}}.$$

Коэффициент пропорциональности ЦАП определяется по формуле

$$K_{\text{цап}} = U_{\text{мах}} / X_{\text{мах}},$$

где $U_{\text{мах}}$ – максимальное выходное аналоговое напряжение, В;

$X_{\text{мах}}$ – максимальное значение цифрового кода, определяемое разрядностью ЦАП или каналом передачи данных

$$X_{\text{мах}} = 2^N - 1,$$

где N – разрядность.

Для восьми разрядного ЦАП $X_{\text{мах}} = 255$.

7.2.4. Моделирование АЦП

Так как разрядность современных АЦП составляет от 8 до 12, то пренебрегая временной задержкой на преобразование сигнала он может быть представлен пропорциональным звеном:

$$W_{\text{ацп}}(p) = K_{\text{ацп}}.$$

Коэффициент пропорциональности АЦП определяется по формуле

$$K_{\text{ацп}} = X_{\text{мах}} / U_{\text{мах}},$$

где $U_{\text{мах}}$ – максимальное входное аналоговое напряжение, В;

$X_{\text{мах}}$ – максимальное значение цифрового кода, определяемое разрядностью ЦАП или канала передачи данных по формуле

$$X_{\text{мах}} = 2^N - 1,$$

N – разрядность выходного канала.

Для восьми разрядного АЦП $X_{\text{мах}} = 255$.

7.2.5 Моделирование цифрового датчика

Непрерывная передаточная функция кодового датчика положения имеет вид

$$W_{\text{дп}}(p) = K_{\text{дп}} = X_{\text{вых,т}} / \phi_{\text{т}},$$

Где $X_{\text{вых,т}}$ – максимальное значение цифрового сигнала (кода),

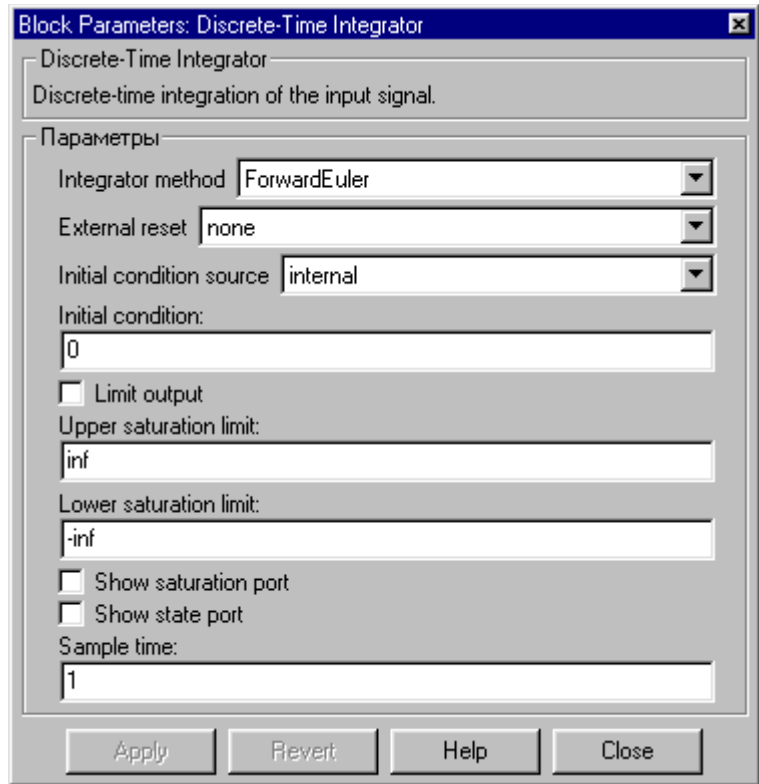
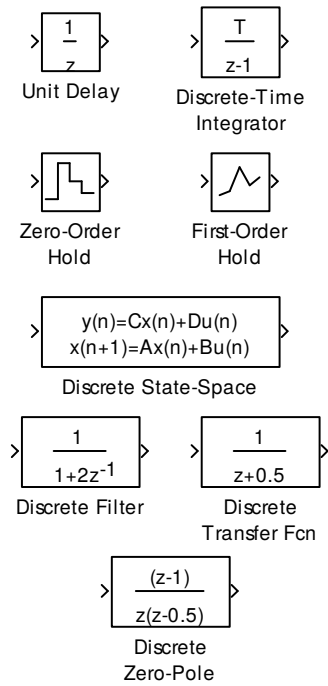
$\phi_{\text{т}}$ – максимальное значение угла поворота РО.

Подробнее см. [1, 2].

Число Z переменных модели : 4
 Число параметров модели : 19
 A[1] = 1.1430000000E+01 ; Крс
 A[2] = 0.0342 ; 7.0000000000E-02 Трс
 A[3] = 255 ; 1.0000000000E+01 ограничение
 A[4] = 8.6000000000E-02 ; Крт
 A[5] = 2.0700000000E-01 ; Трт
 A[6] = 3.4250000000E+01 ; Ктп
 A[7] = 1.0000000000E-02 ; Ттп
 A[8] = 1.9500000000E+00 ; Ря
 A[9] = 1.8000000000E-02 ; Тя
 A[10] = 1.3340000000E+00 ; См
 A[11] = 6.6000000000E-02 ; J
 A[12] = 5.8800000000E-01 ; Кдт
 A[13] = 6.4000000000E-02 ; Кдс
 A[14] = 255 ; 1.0000000000E+01 Узс
 A[15] = 1.0000000000E+01 ; Мс
 A[16] = 1.0000000000E+00 ; t1
 A[17] = 1.5000000000E+00 ; T2
 A[18] = 0.0392 ; Кцап
 A[19] = 25.5 ; Кацп
 Начальное время = 0.0000000000E+00 ;
 DX0[1] = 0.0000000000E+00 ; Uy
 DX0[2] = 0.0000000000E+00 ; Етп
 DX0[3] = 0.0000000000E+00 ; Iя
 DX0[4] = 0.0000000000E+00 ; w
 Y0 [1] = 0.0000000000E+00 ; Узт
 Y0 [2] = 0.0000000000E+00 ; Uy
 Y0 [3] = 0.0000000000E+00 ; M
 Y0 [4] = 0.0000000000E+00 ; E
 Y0 [5] = 0.0000000000E+00 ; Uост
 Y0 [6] = 0.0000000000E+00 ; Мс
 Z0 [1] = 0.0000000000E+00 ; Uосс
 Z0 [2] = 0.0000000000E+00 ; ошибка
 Z0 [3] = 0.0000000000E+00 ; выход И части РС
 Z0 [4] = 0.0000000000E+00 ; Узт
 Конечное время = 2.0000000000E+00 ;
 Шаг интегрирования = 1.0000000000E-04 ;
 Число шагов интегрирования за такт : 5
 Цифроаналоговый ЭП двухконтурный

7.4 Дискретные модели систем ЭП.

Библиотека дискретных элементов Discrete для Simulink 3 имеет вид



Подробнее см. [3]

Список литературы

1. 1. Башарин А.В., Постников Ю.В. Примеры расчета автоматизированного электропривода на ЭВМ: Учебное пособие для вузов. - 3-е изд. - Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1990. - 512 с.
2. Микропроцессорные автоматические системы регулирования. Основы теории и элементы систем: Учебн. пособие / В.В. Солодовников, В.Г. Коньков, В.А. Суханов, О.В. Шевяков; Под ред. В.В. Солодовникова - М.: Высш. шк., 1991 - 255 с.
3. Файнштейн В.Г., Файнштейн Э.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами/ Под. ред. О.В. Слежановского. - М.: Энергоатомиздат, 1986. - 240 с.