

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Омский государственный технический университет»

Е. С. Гебель, Е. И. Пастухова

**ТЕОРИЯ АВТОМАТИЗАЦИИ
ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ
ОПАСНЫХ ПРОИЗВОДСТВ**

*Учебное текстовое электронное издание
локального распространения*

Омск
Издательство ОмГТУ
2017

УДК 681.51(075)
ББК 38.721.4-051я73
Г27

Рецензенты:

В. С. Щербаков, д-р техн. наук, профессор, зав. каф. «Автоматизация производственных процессов и электротехника» ФГБОУ ВО «СибАДИ»;
Ю. П. Котелевский, канд. техн. наук, директор ООО НПФ «АВАНСТРОЙ»

Гебель, Е. С.

Г27 Теория автоматизации технологических процессов опасных производств : учеб. пособие / Е. С. Гебель, Е. И. Пастухова ; Минобрнауки России, ОмГТУ. – Омск : Изд-во ОмГТУ, 2017.

ISBN 978-5-8149-2466-7

Изложенный в учебном пособии материал позволит сформировать знания о современных методах и средствах, используемых при создании автоматизированных систем управления технологическими процессами опасных производств.

Рассмотрен алгоритм решения задач анализа и синтеза систем управления.

Предназначено для студентов, обучающихся по направлению 15.04.04 «Автоматизация технологических процессов и производств», изучающих дисциплину «Теория автоматизации технологических процессов и производств».

УДК 681.51(075)

ББК 38.721.4-051я73

*Рекомендовано редакционно-издательским советом
Омского государственного технического университета*

ISBN 978-5-8149-2466-7

© ОмГТУ, 2017

1 электронный оптический диск

Оригинал-макет издания выполнен в Microsoft Office Word 2007/2010 с использованием возможностей Adobe Acrobat Reader.

Минимальные системные требования:

- процессор Intel Pentium 1,3 ГГц и выше;
- оперативная память 256 Мб и более;
- свободное место на жестком диске 260 Мб и более;
- операционная система Microsoft Windows XP/Vista/7/10;
- разрешение экрана 1024×768 и выше;
- акустическая система не требуется;
- дополнительные программные средства Adobe Acrobat Reader 5.0 и выше.

Редактор *К. В. Муковоз*
Компьютерная верстка *О. Г. Белименко*

Сводный темплан 2017 г.
Подписано к использованию 05.07.17.
Объем 2,53 Мб.

Издательство ОмГТУ.
644050, г. Омск, пр. Мира, 11; т. 23-02-12
Эл. почта: info@omgtu.ru

ВВЕДЕНИЕ

Учебное пособие разработано в соответствии с рабочей программой дисциплины «Теория автоматизации технологических процессов и производств», являющейся одной из основных при подготовке магистров по направлению 15.04.04 «Автоматизация технологических процессов и производств».

Проектирование системы автоматического управления технологическим объектом или процессом (машины, аппарата, установки, технологической линии и т. п.) заключается в подборе необходимых средств автоматизации, составлении структурной схемы, выборе и расчете передаточных функций звеньев системы. В качестве математических моделей проектируемых систем обычно используют стандартизованные средства автоматизации с известными параметрами передаточных функций. Однако для реальной технологической установки, например ректификационной колонны, скруббера, реактора и др., передаточная функция обычно либо совсем не известна (не входит в номенклатуру технических данных технологического оборудования), либо не известны значения ее параметров. Таким образом, решение задач идентификации моделей технологических объектов управления и синтеза регулирующих устройств является актуальной проблемой.

Особую группу технологических объектов управления (ТОУ) составляют опасные производственные объекты, классификация которых в соответствии с Федеральным законом от 21.07.1997 № 116-ФЗ «О промышленной безопасности опасных производственных объектов» представлена в *первой главе*. На конкретном примере, а именно автоматизированной системе управления технологическим процессом производства фенола и ацетона, описан процесс идентификации технологического объекта управления, который включает этап проведения эксперимента, экстраполяции (сглаживания временных рядов для элиминирования случайных колебаний) численных значений входных и выходных сигналов и сравнительный анализ моделей по имеющимся экспериментальным данным. Алгоритм идентификации реализован с применением программного продукта MATLAB R2013b пакета System Identification Toolbox.

Нетривиальной задачей при проектировании САУ основных технологических параметров (расхода, давления, температуры, концентрации) яв-

ляется настройка устройства управления (регулятора), реализующего ПИД-закон регулирования в связи с чувствительностью таких систем к отклонению от оптимальных значений и отсутствием возможности отдельной настройки каналов управления. Кроме того, требования к переходным и установившимся режимам работы, как правило, носят противоречивый характер. Таким образом, синтез настроек ПИД-регулятора в системах автоматического управления является задачей многокритериальной оптимизации.

Во *второй главе* описаны методы структурного и параметрического синтеза регулятора с учетом принятых в нефтепереработке и нефтехимии значений показателей критериев качества. Апробация рассмотренных методик выполнена на примере контура регулирования давления на выходе ресивера в соответствии с полученной в первой главе расчетной моделью технологического объекта управления.

ГЛАВА 1. ИДЕНТИФИКАЦИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ УПРАВЛЕНИЯ

1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ОПАСНЫХ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

В соответствии с Федеральным законом от 21.07.1997 № 116-ФЗ (ред. от 03.07.2016) «О промышленной безопасности опасных производственных объектов» [1] к категории опасных производственных объектов относятся объекты, на которых:

1) получают, используются, перерабатываются, образуются, хранятся, транспортируются, уничтожаются опасные вещества следующих видов:

а) воспламеняющиеся вещества – газы, которые при нормальном давлении и в смеси с воздухом становятся воспламеняющимися и температура кипения которых при нормальном давлении составляет 20 °С или ниже;

б) окисляющие вещества – вещества, поддерживающие горение, вызывающие воспламенение и (или) способствующие воспламенению других веществ в результате окислительно-восстановительной экзотермической реакции;

в) горючие вещества – жидкости, газы, способные самовозгораться, а также возгораться от источника зажигания и самостоятельно гореть после его удаления;

г) взрывчатые вещества – вещества, которые при определенных видах внешнего воздействия способны на очень быстрое самораспространяющееся химическое превращение с выделением тепла и образованием газов;

д) токсичные вещества – вещества, способные при воздействии на живые организмы приводить к их гибели и имеющие следующие характеристики:

– средняя смертельная доза при введении в желудок от 15 мг на 1 кг до 200 мг на 1 кг включительно;

– средняя смертельная доза при нанесении на кожу от 50 мг на 1 кг до 400 мг на 1 кг включительно;

– средняя смертельная концентрация в воздухе от 0,5 мг на 1 л до 2 мг на 1 л включительно;

е) высокотоксичные вещества – вещества, способные при воздействии на живые организмы приводить к их гибели и имеющие следующие характеристики:

– средняя смертельная доза при введении в желудок не более 15 мг на 1 кг;

– средняя смертельная доза при нанесении на кожу не более 50 мг на 1 кг;

– средняя смертельная концентрация в воздухе не более 0,5 мг на 1 л; ж) вещества, представляющие опасность для окружающей среды;

2) используется оборудование, работающее под избыточным давлением более 0,07 МПа:

а) пара, газа (в газообразном, сжиженном состоянии);

б) воды при температуре нагрева более 115 °С;

в) иных жидкостей при температуре, превышающей температуру их кипения при избыточном давлении 0,07 МПа;

3) используются стационарно установленные грузоподъемные механизмы (за исключением лифтов, подъемных платформ для инвалидов), эскалаторы и оборудование, рассчитанное на максимальное количество расплава 500 кг и более;

5) ведутся горные работы (за исключением добычи общераспространенных полезных ископаемых и разработки россыпных месторождений полезных ископаемых, осуществляемых открытым способом без применения взрывных работ), работы по обогащению полезных ископаемых;

б) осуществляется хранение или переработка растительного сырья, в процессе которых образуются взрывоопасные пылевоздушные смеси, способные самовозгораться, возгораться от источника зажигания и самостоятельно гореть после его удаления, а также осуществляется хранение зерна, продуктов его переработки и комбикормового сырья, склонных к самосогреванию и самовозгоранию.

В качестве примера опасного производства рассмотрим процесс получения фенола, ацетона и каучука (марки СКМС-30 АРКМ-15 и СКМС-30 АРК через гидропероксид кумола) как наиболее распространенного метода производства, на долю которого приходится более 85 % выработки. Потребность в феноле и ацетоне продолжает неуклонно расти, и процесс производства этих веществ является одним из основных крупнотоннажных процессов в нефтехимии.

Фенол по степени воздействия на организм относится к высокоопасным веществам (второй класс опасности по ГОСТ 12.1.005). Ацетон в со-

ответствии с ГОСТ 12.1.007 по степени воздействия на организм относится к четвертому классу опасности – вещества малоопасные. Оба вещества высоколетучие и токсичные для человека.

Совместное получение фенола и ацетона включает следующие стадии технологического процесса: подготовка сырья (товарного бензола и пропилена), получение изопропилбензола (ИПБ) путем алкилирования бензола пропиленом в присутствии катализатора – хлористого алюминия; получение гидроперекиси изопропилбензола (ГПИПБ) окислением изопропилбензола кислородом воздуха; разложение гидроперекиси изопропилбензола серной кислотой с получением ацетона-сырца и фенола-сырца; их очистка ректификацией; переработка побочных продуктов и отходов.

Одной из многочисленных задач автоматизации, которую требуется решить при производстве фенола, является стабилизация давления в соответствии с техническим регламентом. Постоянство давления свидетельствует о соблюдении материального баланса по газовой фазе. Обычно давление (или разрежение) в технологической установке стабилизируют не в каком-либо отдельном аппарате, а по всей системе, так чтобы регулируемый параметр соответствовал гидравлическому сопротивлению линии и аппаратов. Рассмотрим упрощенную схему автоматизированной системы регулирования давления на рис. 1.

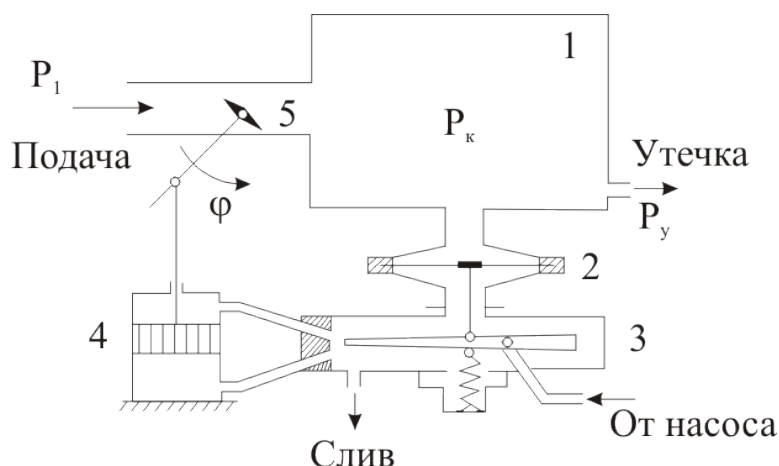


Рис. 1. Автоматизированная система регулирования давления в ресивере

Датчик давления 2 настроен на определенное давление в ресивере 1. При отклонении давления P_k от заданного значения мембрана датчика 2 прогибается и через шток смещает трубку струйного усилителя 3. В ре-

зультате возникает разность давлений в цилиндре гидравлического двигателя 4 и поршень двигается, поворачивая заслонку 5. Таким образом, изменяя подачу газа, получаем требуемое значение давления P_k в ресивере.

Технологическим объектом управления в рассматриваемой автоматизированной системе регулирования (АСР) является ресивер, который представляет собой акустический демпфер или бак с относительно большой емкостью, который применяется для уменьшения колебания параметров воздуха, подаваемого от компрессора (насоса). Управляемым параметром в системе является давление воздуха в ресивере, управляющими воздействиями (входными величинами) – производительность насоса и время его работы, возмущающими – интенсивность потребления (расхода) воздуха.

Схема замкнутой системы автоматического регулирования по отклонению является универсальной и отличается простотой реализации, но для рассматриваемого технологического объекта управления – ресивера – характерны колебания производительности выходной величины и значительная инерционность, что подтверждает актуальность проводимого исследования и обосновывает выбор типа регулятора, а также его настроечных коэффициентов.

Составим функциональную схему АСР давления, представив ее в виде соединения динамических звеньев, участвующих в преобразовании сигнала (рис. 2).

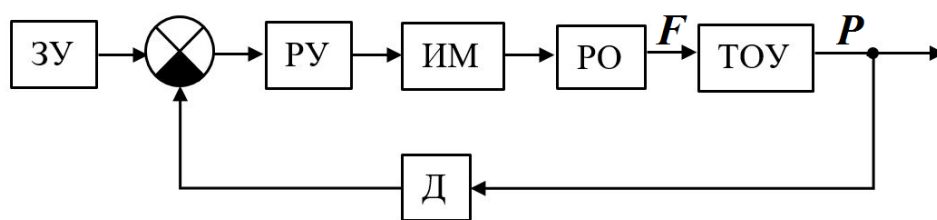


Рис. 2. Функциональная схема АСР давления в ресивере:

ЗУ – задающее устройство; РУ – регулирующее устройство (контроллер);
 ИМ – исполнительный механизм (клапан); РО – регулирующий орган (заслонка);
 ТОУ – технологический объект управления (ресивер), его выходная величина y – регулируемый параметр (давление P), а входная величина u – регулирующее воздействие (расход газа F); Д – измерительный элемент – мембранный датчик давления

Работа системы регулирования давления описывается как управление по отклонению регулируемой величины от её заданного значения. Откло-

нение, являющееся ошибкой регулирования, определяется сравнивающим элементом (сумматором). Величина ошибки регулирования преобразовывается регулятором в управляющее воздействие и подается на исполнительный механизм, который в данном случае представляет собой пневматический клапан. Пневматический клапан поворачивает заслонки (РО), изменяя количество подаваемого в ресивер газа. Таким образом, поддерживается требуемое давление. АСР работает до тех пор, пока не будет устранена ошибка регулирования.

1.2. ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ

Одним из основных этапов создания АСР является идентификация технологического объекта, т. е. определение структуры и параметров математической модели объекта (идентификация в широком смысле) или при известной структуре только ее параметров (идентификация в узком смысле), обеспечивающих наилучшее приближение выходных координат реального объекта и математической модели при одинаковых входных воздействиях.

Существуют два возможных подхода к определению математической модели объекта: теоретический и экспериментальный. В первом случае, используя априорную информацию об объекте на основе фундаментальных законов физики, термодинамики, электротехники и т. д., в зависимости от предметной области, формируются аналитические зависимости, описывающие процессы преобразования сигналов в системе. Теоретический путь является единственно возможным на этапе проектирования объекта, когда требуется предварительно определить структуру и оценить качество создаваемой АСР, оценить влияние конструктивных параметров объекта на его динамические свойства. Следует отметить, что по мере усложнения объекта трудности нахождения математической модели возрастают.

Экспериментальный путь связан с получением статических и динамических характеристик по результатам регистрации и обработки входных и выходных координат действующего объекта и последующим получением на основе численных данных математической модели в виде линейного

дифференциального уравнения с постоянными коэффициентами. Различают пассивный и активный эксперименты. В ходе пассивного эксперимента математическая модель определяется по результатам наблюдений за изменениями входных и выходных координат объекта, находящегося в режиме нормальной эксплуатации. Недостатками пассивного эксперимента являются значительные затраты времени на его реализацию, а также ограниченная информативность входных сигналов объекта в процессе его нормальной эксплуатации. При активном эксперименте для идентификации модели технологического объекта управления на вход действующего объекта подаются специальные наиболее информативные с точки зрения влияния на изменение выходных сигналов пробные сигналы. Достоинствами активного эксперимента являются значительно меньшие затраты времени на его проведение, а также возможность варьирования пробного сигнала с целью обеспечения его информативности. Ограничением применимости активного эксперимента являются допустимые пределы изменения управляющих переменных исследуемого технологического объекта.

При использовании экспериментального метода исследования принимаются следующие допущения:

- технологический объект рассматривается как звено с сосредоточенными параметрами;
- при допустимых изменениях входных величин $x(t)$ изменения выходных величин $y(t)$ подчиняются принципу суперпозиции;
- динамические свойства не меняются с течением времени.

1.2.1. Экспериментальное определение динамических свойств объектов

На предприятиях нефтехимии и нефтепереработки широко используются химические реакторы, экстракторы, абсорбционные, адсорбционные, ректификационные колонны и другие сложные технологические объекты, динамические и статические свойства которых определить аналитически не представляется возможным. С целью проведения эксперимента технологический объект оборудуется специальными средствами диагностики, а также специальными устройствами для нанесения типового входного воздействия известной формы и измерения времени отклика (рис. 3).

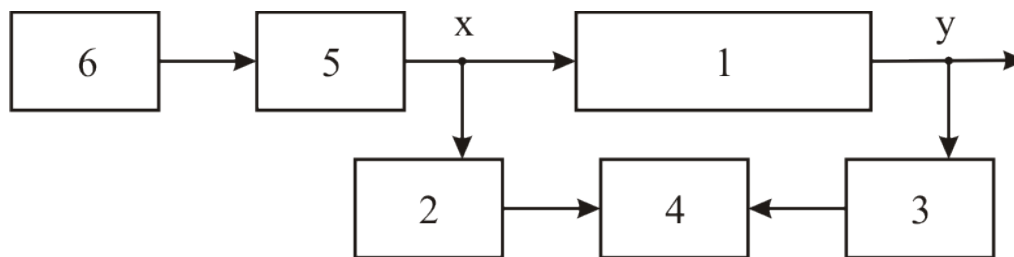


Рис. 3. Структурная схема установки для определения временных характеристик технологического объекта:

1 – объект управления; 2, 3 – измерительные преобразователи входной и выходной величин соответственно; 4 – регистрирующий измерительный прибор; 5 – исполнительное устройство; 6 – панель дистанционного управления

1.2.1.1. Снятие переходной характеристики (кривой разгона)

Идентификация технологического объекта управления начинается с определения **статической характеристики**, т. е. изменения выходного сигнала в установившемся режиме работы АСР (стабилизируют режим таким образом, чтобы в момент времени, принимаемый за начало отсчета,

выполнялись условия: $y(0) = \text{const}$; $\left. \frac{dy}{dt} \right|_{t=0} = 0$; $\left. \frac{d^2y}{dt^2} \right|_{t=0} = 0$). Подготовка

к проведению эксперимента по снятию статической характеристики состоит из следующих этапов:

- изучение конструкции и технологических режимов работы объекта,
- выбор входного (регулирующего) воздействия,
- стабилизация (если это возможно) источников помех.

Затем выявляются минимальная X_{\min} и максимальная X_{\max} границы изменения входной координаты объекта и устанавливается минимально допустимое по технологическому режиму значение $X_{\min} = X_1$. После окончания переходного процесса $t_{\text{пн}}$, вызванного сигналом X_1 , на выходе объекта устанавливается значение выходного сигнала Y_1 . Далее дается приращение ΔX по входной координате X и формируется новое значение сигнала $X_2 = X_1 + \Delta X$, который и подается на вход объекта. Спустя время $t_{\text{пн}}$, регистрируется установившееся значение выхода Y_2 и т. д. В результате проведения M опытов получается таблица соответствия между X_i и Y_i ($i = 1, 2, \dots, M$).

Для линейной статической характеристики (линии регрессии), описываемой уравнением вида $Y = a_0 + k \cdot X$, значения параметров a_0 и k нахо-

дятся в результате решения следующей системы уравнений, полученной методом наименьших квадратов:

$$\begin{cases} a_0 \cdot M + k \sum_{i=1}^M X_q = \sum_{i=1}^M Y_q; \\ a_0 \sum_{q=1}^M X_q + k \sum_{q=1}^M X_q^2 = \sum_{q=1}^M Y_q \cdot X_q. \end{cases} \quad (1)$$

После расчета значений a_0 и k и определения статической характеристики выбирается номинальный режим работы объекта X_n и Y_n , а также рабочий диапазон изменения выходной координаты $\pm \Delta Y$ в окрестности Y_n .

Если по технологическому режиму работы известно, что выходная координата объекта изменяется в незначительных пределах (например, не более чем на $\pm 15\%$ от Y_n) и статическая характеристика близка к линейной, то изучение статики в малом можно совместить с экспериментом по определению динамической (переходной) характеристики [2–4].

1.2.1.2. Снятие импульсной переходной характеристики

Большие отклонения регулируемых величин от номинальных значений и продолжительные возмущающие воздействия для большинства объектов нефтеперерабатывающего и нефтехимического производства в соответствии с технологическими требованиями недопустимы. В этом случае на вход промышленных объектов наносят кратковременные импульсные возмущающие воздействия, поскольку при снятии импульсных переходных характеристик отклонение управляемого параметра от заданного режима меньше, чем при снятии переходных характеристик.

Определение **переходной (динамической) характеристики** или кривой разгона $h(t)$ производится в окрестности номинального режима работы объекта. Общее время проведения эксперимента можно оценить по значению $t_{\text{пн}}$ и предполагаемому числу опытов N . Точность экспериментальных переходных характеристик зависит от амплитуды A пробного сигнала, значение которой рекомендуется выбирать так, чтобы при изменении входного сигнала $X(t)$ в пределах от $(X_n - 1.5A)$ до $(X_n + 1.5A)$ изменения

выходной координаты $Y(t)$ в статике происходили по линейному закону. Если известны отклонения выхода $\pm \Delta Y$ и коэффициент передачи объекта k , то значение амплитуды пробного сигнала должно удовлетворять неравенству

$$A \leq \frac{\pm \Delta Y}{1.5k}. \quad (2)$$

Проведение эксперимента происходит в следующем порядке:

- на основании анализа поведения координаты $Y(t)$ выбирается интервал времени, на котором выполняются условия

$$Y(t) = Y_H; \quad dY/dt = 0; \quad (3)$$

- подается пробный ступенчатый сигнал с амплитудой $+A$ и на выходе технологического объекта регистрируется кривая разгона $\tilde{h}_1(t)$;

- далее снова выбирается следующий интервал времени, на котором выполняются условия (3), подается ступенчатый сигнал $-A$ и фиксируется реакция объекта $\tilde{h}_2(t)$;

- аналогично регистрируются реакции объекта $\tilde{h}_3(t)$ и $\tilde{h}_4(t)$ на сигналы $+A$ и $-A$ соответственно. Указанная последовательность опытов повторяется и для пробных сигналов с амплитудами $\pm 1.5A$.

Импульсные возмущающие воздействия наносят в виде прямоугольного или волнового импульса (рис. 4, *a*, *б*), последний состоит из двух прямоугольных импульсов, равных по величине, но противоположных по направлению с интервалом по времени. Изменение выходной величины регистрируется до тех пор, пока скорость ее изменения не станет равной нулю. При экспериментальном исследовании нейтральных объектов волновые прямоугольные импульсы увеличиваются в 1.5–2 раза по сравнению с прямоугольными.

Изменение амплитуды и знака пробного сигнала связано с необходимостью проверки принципа суперпозиции, подтверждающего гипотезу о линейности в малом исследуемого объекта. Проверка состоит в сравне-

нии значений коэффициента передачи k , полученных в результате проведения эксперимента:

$$k^* = \tilde{h}^*_{уст}(t)/|A|, \quad k^{**} = \tilde{h}^{**}_{уст}(t)/1.5|A|,$$

где $\tilde{h}^*_{уст}(t)$ и $\tilde{h}^{**}_{уст}(t)$ – установившиеся значения реакции объекта на пробные сигналы с амплитудами $\pm A$ и $\pm 1.5A$ соответственно.

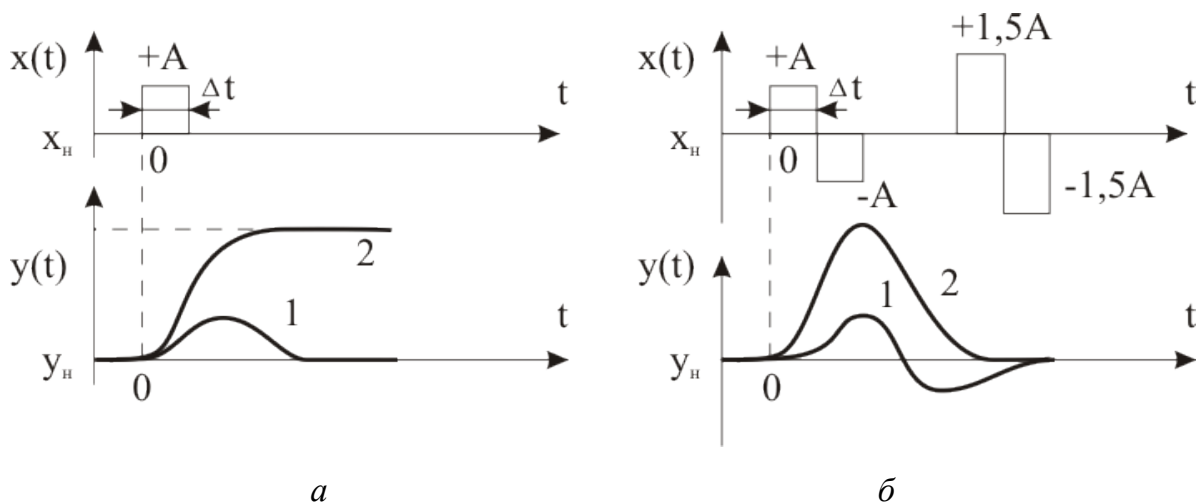


Рис. 4. Реакции устойчивых (1) и нейтральных (2) объектов на возмущающие воздействия в виде прямоугольного импульса (а) и волнового прямоугольного импульса (б)

Если имеется существенное отличие в значениях k^* и k^{**} (20 % и более), то необходимо уменьшить амплитуду пробного сигнала и повторить опыты. Для проверки стационарности динамических свойств технологического объекта эксперимент следует повторить несколько раз через большие интервалы времени.

Полученные в результате экспериментов численные значения динамической характеристики сглаживают для того, чтобы элиминировать случайные колебания и выявить главные факторы, используя статистические методы: метод наименьших квадратов, метод интервальных оценок, метод скользящего среднего, метод экспоненциального среднего.

Метод интервальных оценок связан с вычислением интервальной оценки (доверительного интервала) переходной характеристики $h(t)$ объекта управления [5]. По полученным экспериментальным кривым разгона

$\tilde{h}_i(t)$ ($i = 1, 2, \dots, N$) технологического объекта управления определяется время переходного процесса $t_{\text{пр}}$. Интервал времени от 0 до $t_{\text{пр}}$ разбивается на Z отрезков длительностью Δt каждый (обычно Z принимают в диапазоне от 15 до 20). Затем для полученных в результате такого разбиения моментов времени t_j ($j = 0 \dots Z$) находится экспериментальная переходная характеристика $\tilde{h}_i(t_j)$ i -го опыта по формуле

$$\bar{h}_i(t_j) = \tilde{h}_i(t_j) / |A|$$

и вычисляется усредненная переходная характеристика объекта

$$\bar{h}(t_j) = \frac{\sum_{i=1}^N \bar{h}_i(t_j)}{N}, \quad (4)$$

которая является оценкой истинной переходной характеристики $h(t)$ исследуемого объекта. Дисперсия $\bar{\sigma}_0^2$ оценки (4) для t_j -го момента времени определяется выражением

$$\bar{\sigma}_j^2 = \frac{\sum_{i=1}^N [\bar{h}_i(t_j) - \bar{h}(t_j)]^2}{N - 1},$$

а доверительный интервал $\Delta \bar{h}(t_j)$ рассчитывается по формуле

$$\Delta \bar{h}(t_j) = \pm t_T \sqrt{\frac{\bar{\sigma}_j^2}{N}}, \quad (5)$$

где t_T – табличное значение критерия Стьюдента, выбираемое исходя из заданной доверительной вероятности $P_{\text{ДОВ}}$ (или уровня значимости $\alpha = 1 - P_{\text{ДОВ}}$) и числа степеней свободы $f = N - 1$.

Знание $\bar{\Delta h}(t_j)$ для различных моментов времени t_j позволяет построить верхнюю границу $\bar{h}_+(t)$ (мажоранту) и нижнюю границу $\bar{h}_-(t)$ (миноранту) доверительной области (рис. 5), в которой с вероятностью $P_{\text{ДОВ}}$ расположена переходная характеристика $h(t)$ объекта следующим образом:

$$\bar{h}_-(t) = \left[\bar{h}(t) - t_T \sqrt{\frac{\bar{\sigma}^2}{N}} \right] < h(t) < \left[\bar{h}(t) + t_T \sqrt{\frac{\bar{\sigma}^2}{N}} \right] = \bar{h}_+(t),$$

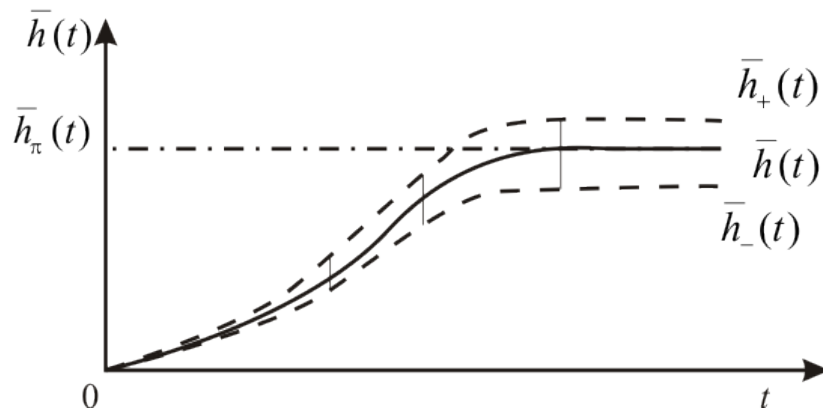


Рис. 5. Доверительная область

Наиболее часто на практике используется доверительная вероятность $P_{\text{ДОВ}} = 0.95$ (или уровень значимости $\alpha = 0.05$). Значение критерия Стьюдента t_T для принятого уровня вероятности выбирается из табл. 1.

Таблица 1

Значение критерия Стьюдента в зависимости от числа степеней свободы f

f	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
t_T	12.7	4.3	3.18	2.78	2.57	2.45	2.37	2.3	2.26	2.23
f	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
t_T	2.2	2.18	2.16	2.15	2.13	2.12	2.11	2.1	2.09	2.08

Метод скользящего среднего ориентирован на обработку единственной кривой разгона $\tilde{h}(t)$ и заключается в последовательном усреднении ординат кривой разгона $\tilde{h}(t_j)$ на заданном интервале времени $(l \cdot \Delta t)$ для любого целого (четного) числа $l < Z$.

Операция усреднения проводится по формуле

$$\bar{h}(t_{j+l/2}) = \frac{1}{A(\ell+1)} \sum_{b=0}^{\ell} \tilde{h}(t_{j+b}), \quad j = 0, 1, \dots, Z-1. \quad (6)$$

Величина интервала $(\ell \cdot \Delta t)$ (память фильтра скользящего среднего) оказывает существенное влияние на гармонические составляющие переходной функции $\tilde{h}(t)$ для частот $\omega > \frac{2\pi}{l\Delta t}$, поэтому для обеспечения качественного отделения случайного возмущения (помехи) $v(t)$ от $h(t)$ необходимо «правильно» назначить значение параметра ℓ . Занижение памяти $(\ell \cdot \Delta t)$ ведет к недостаточному выравниванию экспериментальных данных, а завышение – к искажению существенных особенностей $\bar{h}(t)$.

Для сглаживания скользящим средним следует начинать регистрацию переходной характеристики $\tilde{h}(t)$ заблаговременно, т. е. несколько раньше момента нанесения пробного ступенчатого воздействия $X(t)$, и завершать в момент времени, соответствующий $t > t_{\text{III}}$. На начальном этапе для сглаживания $\tilde{h}(t)$ принимают $\ell = 2 \div 4$. После визуальной оценки усредненной переходной характеристики $\bar{h}(t)$ увеличивают параметр l на единицу. Ручной подбор памяти фильтра обусловлен тем, что на этапе проведения эксперимента по получению динамических характеристик технологического объекта управления обычно не известен частотный спектр помехи $v(t)$.

Для практического использования полученная модель должна быть возможно более простой, но достаточно точно отражать динамические свойства реального объекта. Естественно, что модель не может в полной мере отражать все динамические свойства реального химико-технологического объекта, но она должна быть работоспособной (т. е. верно выбраны ее структура и параметры), и, кроме того, необходимо обосновать выбор критерия приближения модели к рассматриваемому реальному объекту.

Наиболее распространенные модели устойчивых объектов:

- аperiodических:

$$W(p) = \frac{K}{Tp+1} e^{-\tau_{\text{зап}} p};$$

$$W(p) = \frac{K}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} e^{-\tau_{\text{зап}} p};$$

$$W(p) = \frac{K}{(Tp+1)^n} e^{-\tau_{\text{зап}} p};$$

- колебательных:

$$W(p) = \frac{K}{T^2 p^2 + 2\xi Tp + 1} e^{-\tau_{\text{зап}} p};$$

- нейтральных:

$$W(p) = \frac{K}{T_a p} e^{-\tau_{\text{зап}} p};$$

$$W(p) = \frac{K}{p(Tp+1)} e^{-\tau_{\text{зап}} p}.$$

Результаты эксперимента по определению характеристик АСР давления в ресивере представлены в табл. 2, диаграммы изменения входного и выходного сигналов показаны на рис. 6, а, и б, соответственно.

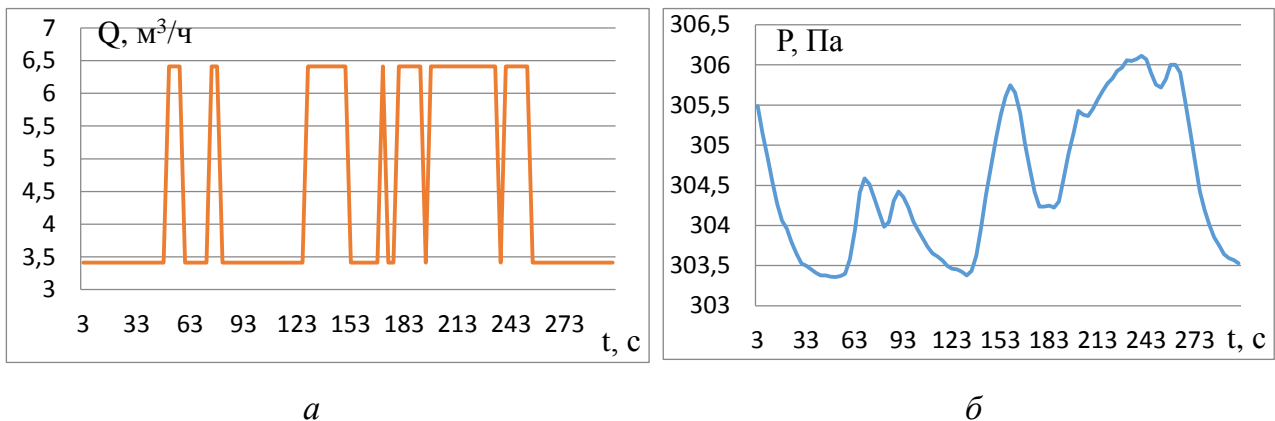


Рис. 6. Экспериментальные кривые до сглаживания

Таблица 2

Численные значения давления и расхода в ресивере

№	Время t, с	Давление P, Па	Расход Q, м ³ /ч	№	Время t, с	Давление P, Па	Расход Q, м ³ /ч	№	Время t, с	Давление P, Па	Расход Q, м ³ /ч	№	Время t, с	Давление P, Па	Расход Q, м ³ /ч
1	3	305.4865	3.41	26	78	304.1556	6.41	51	153	305.3693	3.41	76	228	305.9651	6.41
2	6	305.1495	3.41	27	81	303.9847	3.41	52	156	305.6037	3.41	77	231	306.0579	6.41
3	9	304.8442	3.41	28	84	304.0433	3.41	53	159	305.7453	3.41	78	234	306.0506	6.41
4	12	304.5414	3.41	29	87	304.307	3.41	54	162	305.6525	3.41	79	237	306.0726	3.41
5	15	304.2679	3.41	30	90	304.4218	3.41	55	165	305.401	3.41	80	240	306.1116	6.41
6	18	304.0604	3.41	31	93	304.3534	3.41	56	168	305.0152	3.41	81	243	306.0701	6.41
7	21	303.9602	3.41	32	96	304.224	3.41	57	171	304.7099	6.41	82	246	305.8967	6.41
8	24	303.7893	3.41	33	99	304.053	3.41	58	174	304.4169	3.41	83	249	305.7551	6.41
9	27	303.6428	3.41	34	102	303.9407	3.41	59	177	304.2362	3.41	84	252	305.7185	6.41
10	30	303.5256	3.41	35	105	303.8381	3.41	60	180	304.2362	6.41	85	255	305.821	3.41
11	33	303.4987	3.41	36	108	303.7307	3.41	61	183	304.2484	6.41	86	258	306.0018	3.41
12	36	303.4547	3.41	37	111	303.6525	3.41	62	186	304.2215	6.41	87	261	306.0018	3.41
13	39	303.4083	3.41	38	114	303.611	3.41	63	189	304.2972	6.41	88	264	305.9016	3.41
14	42	303.379	3.41	39	117	303.5646	3.41	64	192	304.5903	6.41	89	267	305.5573	3.41
15	45	303.3766	3.41	40	120	303.4963	3.41	65	195	304.8931	3.41	90	270	305.1739	3.41
16	48	303.3619	3.41	41	123	303.4621	3.41	66	198	305.1348	6.41	91	273	304.8003	3.41
17	51	303.3595	6.41	42	126	303.4547	3.41	67	201	305.4279	6.41	92	276	304.4315	3.41
18	54	303.3693	6.41	43	129	303.4254	6.41	68	204	305.379	6.41	93	279	304.1947	3.41
19	57	303.3986	6.41	44	132	303.379	6.41	69	207	305.3644	6.41	94	282	304.0066	3.41
20	60	303.5793	3.41	45	135	303.4328	6.41	70	210	305.4523	6.41	95	285	303.8503	3.41
21	63	303.948	3.41	46	138	303.6232	6.41	71	213	305.5671	6.41	96	288	303.7478	3.41
22	66	304.412	3.41	47	141	303.9749	6.41	72	216	305.6721	6.41	97	291	303.6428	3.41
23	69	304.5854	3.41	48	144	304.3803	6.41	73	219	305.7698	6.41	98	294	303.5915	3.41
24	72	304.5146	3.41	49	147	304.7148	6.41	74	222	305.8308	6.41	99	297	303.5695	3.41
25	75	304.3436	6.41	50	150	305.0738	6.41	75	225	305.9236	6.41	100	300	303.528	3.41

1.2.2. Идентификация технологического объекта средствами пакета Simulink

Идентификация технологического объекта управления средствами пакета System Identification Toolbox является многоэтапной процедурой, которая включает следующие операции:

- 1) структурная идентификация – определение структуры математической модели на основании теоретических соображений;
- 2) параметрическая идентификация – проведение идентифицирующего эксперимента и определение оценок параметров модели по экспериментальным данным;
- 3) проверка адекватности – проверка качества модели путем оценки близости выходов модели и объекта.

Для проведения идентификации технологического объекта управления воспользуемся пакетом System Identification Toolbox системы MATLAB, который содержит средства для создания математических моделей линейных динамических объектов (систем) на основе наблюдаемых входных и выходных данных.

Обработка массива данных с помощью пакета System Identification Toolbox предполагает следующие этапы [2, 5, 6, 10]:

- обработку и преобразование данных с целью создания файла данных;
- непараметрическое оценивание данных с целью предварительного определения основных характеристик ТОУ;
- параметрическое оценивание данных с целью создания различных видов моделей в тета-формате;
- задание структуры модели;
- изменение и уточнение структуры модели (если это необходимо);
- проверку адекватности и сравнение различных видов моделей с целью выбора наилучшей;
- преобразование модели тета-формата в вид, удобный для дальнейшего использования при анализе и синтезе системы управления.

1.2.2.1. Создание файла данных и их предварительная обработка

В результате проведенного экспериментального исследования на технологическом оборудовании получен массив данных, состоящий из 2000 значений входного параметра (расход газа, м³/ч) и 2000 значений выходного параметра (давление газа, Па). Интервал дискретизации ts (промежутки времени, через которые производились измерения входных и выходных величин), равен 3 с.

Для идентификации технологического объекта управления достаточно использовать лишь часть исходных данных в объеме 100 измерений. Не нарушая общности рассуждений, выберем из массива данных значения входных и соответствующих им выходных параметров с номерами от 1501 до 1600.

Процедуру идентификации будем выполнять в командном режиме. Загрузку в рабочую область MATLAB массива данных `massiv` осуществим с помощью команды

```
>> load massiv
```

В результате в рабочей области появятся массив значений входной переменной u и массив выходного параметра y (рис. 7).



Рис. 7. Интерфейс программы выгрузки массива данных в рабочую область MATLAB

Затем необходимо указать интервал дискретизации:

```
>> ts = 3
```

```
ts = 3
```

Для объединения исходных данных в единый файл и просмотра результата выполним следующие команды:

```
>> dan = iddata(y(1501:1600), u(1501:1600), ts)
```

```
dan =
```

```
Time domain data set with 100 samples.
```

```
Sample time : 3 seconds
```

Outputs **Unit (if specified)**

y1

Inputs **Unit (if specified)**

u1

Автоматически сформированный отчет (рис. 8) указывает, что файл содержит результаты 100 измерений с интервалом дискретизации 3 с. Входными переменными является массив значений *u1*, а выходными параметрами – массив значений *y1*.

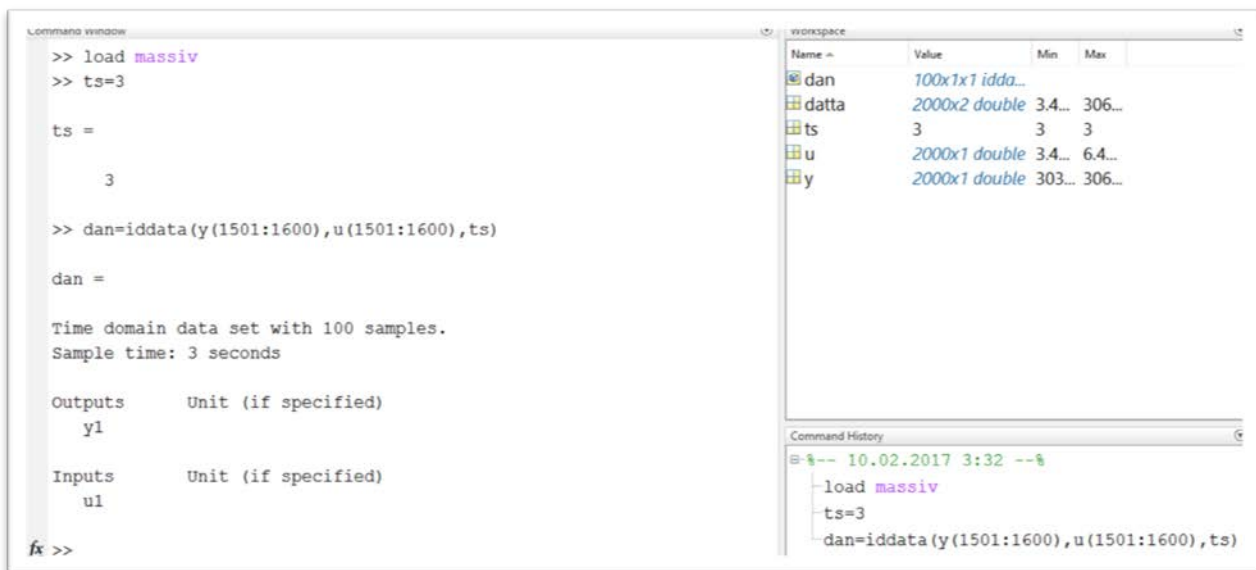


Рис. 8. Объединение исходных данных в единый файл

Если запись команд осуществляется в командном режиме Command Window, то после перезагрузки программы команды сохранены не будут. История команд сохраняется в Command History, которая видна и после перезагрузки.

В рабочей области Workspace на начальном этапе будут отображены папки с массивами значений входных и выходных параметров и шаг дискретизации, затем появится наиболее адекватная модель ТОУ.

Указав курсором область Workspace и нажав на левую клавишу мыши, на экран выводятся значения параметров *u*, *y*, *t* или весь массив данных *data* (рис. 9).

Для создания или добавления текстовых надписей, в частности обозначений входных и выходных величин исследуемого ТОО, используется следующая команда:

```
>> set(dan,'inputname','Расход','outputname','Давление')
```

Размерности входного и выходного сигналов введем с помощью команды

```
>> set(dan,'InputUnit','м3/ч','OutputUnit','Па')
```

Полная информация о файле исходных данных *dan* формируется при вызове команды

```
>> get(dan)
```

```
ans =
```

```
    Domain: 'Time'
```

```
    Name: ''
```

```
    OutputData: [100x1 double]
```

```
        y: 'Same as OutputData'
```

```
    OutputName: {'Давление'}
```

```
    OutputUnit: {'Па'}
```

```
    InputData: [100x1 double]
```

```
        u: 'Same as InputData'
```

```
    InputName: {'Расход'}
```

```
    InputUnit: {'м3/ч'}
```

```
    Period: Inf
```

```
    InterSample: 'zoh'
```

```
        Ts: 3
```

```
        Tstart: []
```

```
    SamplingInstants: [100x0 double]
```

```
        TimeUnit: 'seconds'
```

```
    ExperimentName: 'Exp1'
```

```
        Notes: {}
```

```
        UserData: []
```

Для графического представления исходных данных используется команда

```
>> plot(dan)
```

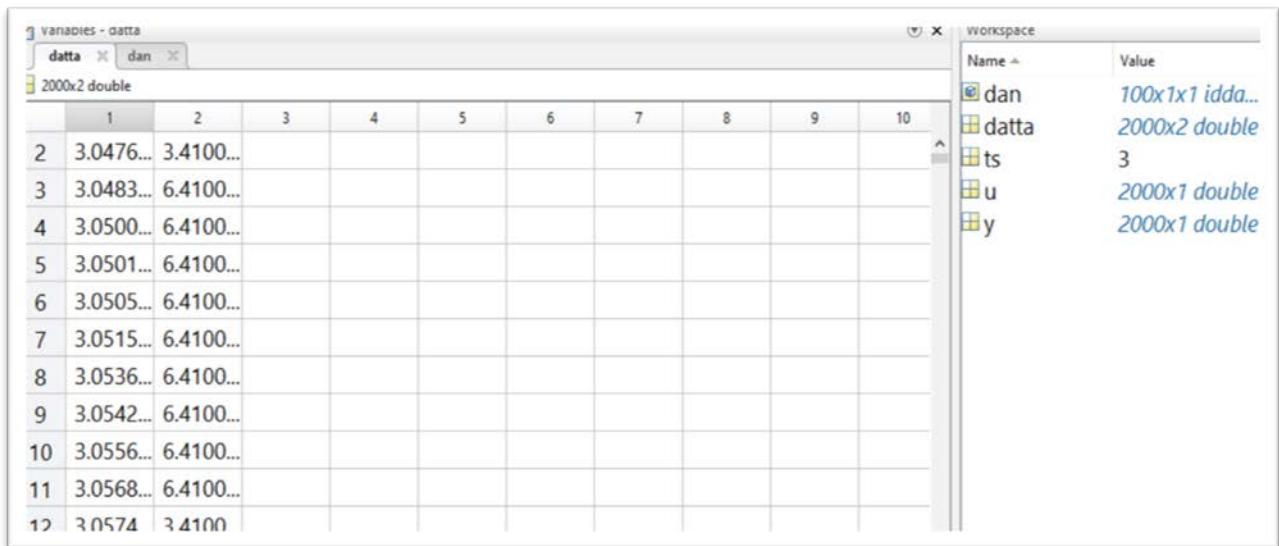



Рис. 9. Значения элементов массива данных из области Workspase

Временные диаграммы изменения входного и выходного сигналов (расхода и давления соответственно) показаны на рис. 10. Интервал наблюдения составляет 300 с, приведены результаты 100 экспериментов с шагом дискретизации 3 с.

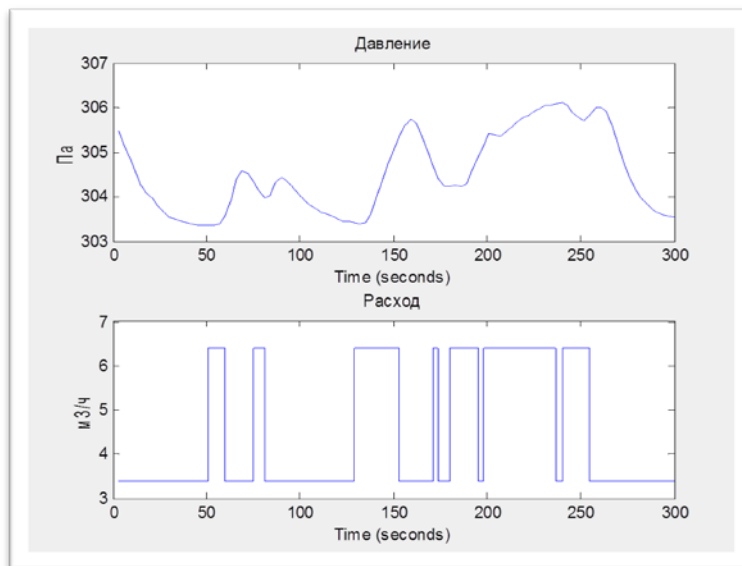


Рис. 10. Временные диаграммы входного и выходного сигналов, построенные в пакете Simulink

Для добавления графиков в текстовый документ (отчет, пояснительная записка и т. д.) необходимо выполнить в окне Figure1 команду **Edit/ Copy Figure** (рис. 11).

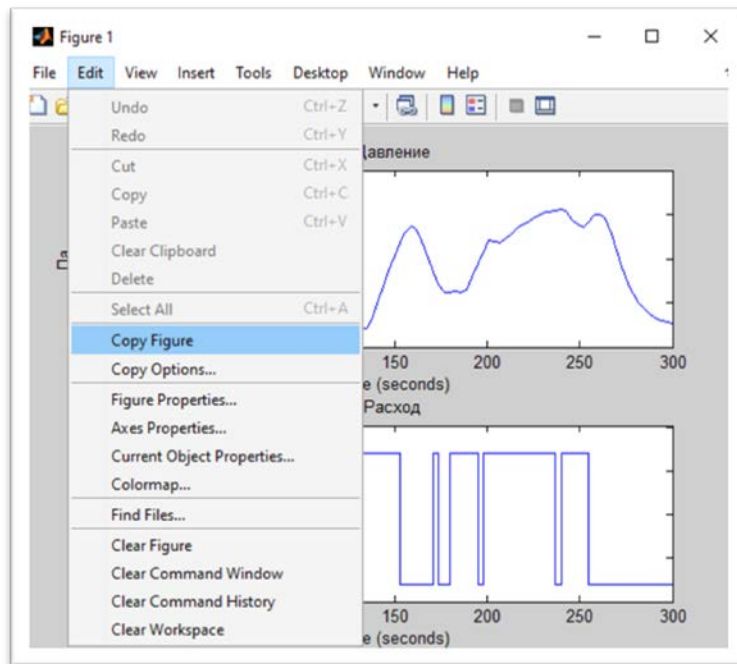


Рис. 11. Копирование временных диаграмм сигналов

Для вызова рабочего окна пакета System Identification Toolbox MATLAB (рис. 12) необходимо выполнить команду
>> ident

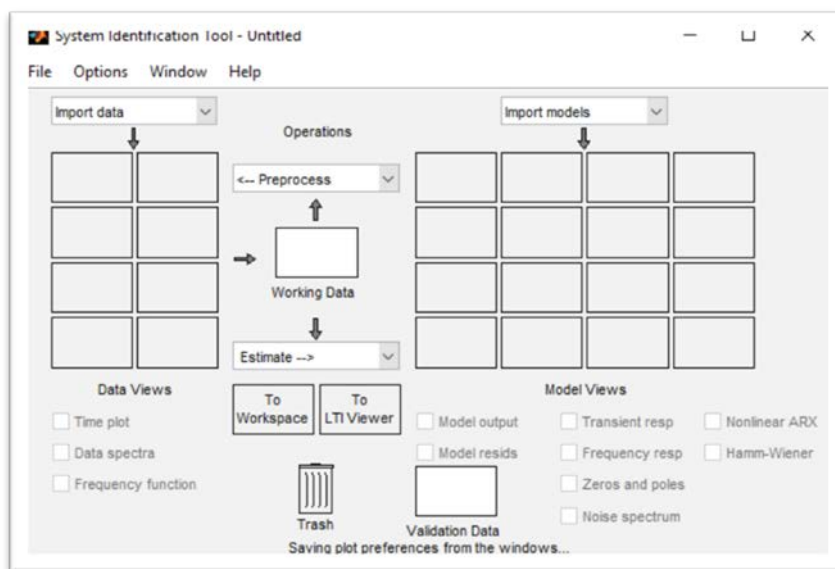


Рис. 12. Диалоговое окно пакета System Identification Toolbox

Для загрузки исходных данных для процесса идентификации модели в диалоговом окне System Identification Toolbox необходимо выбрать в раскрывающемся списке Import data значение Data object. В результате выполнения команды Views откроется окно Import Data, показанное на рис. 13.

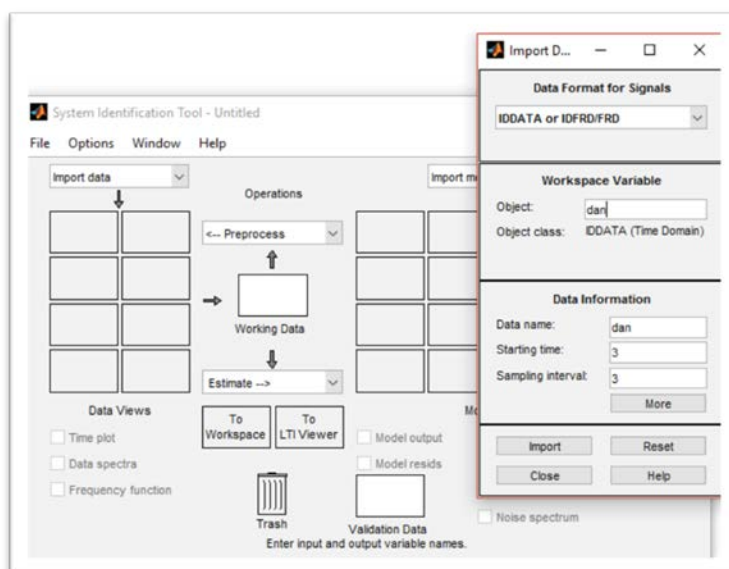


Рис. 13. Окно Import Data

В открывшемся окне в разделе Data Format for Signals из контекстного меню выбирается значение IDDATA or IDFRD/FRD. В разделе Workspace Variable в поле Object вводится имя файла данных dan. В результате нажатия клавиши Import в разделе Data Information автоматически установятся следующие параметры: Data name, Starting time, Sampling interval.

Для получения расширенного списка сведений об импортируемых данных необходимо нажать на кнопку More в поле окна Data Information, после чего появятся дополнительные разделы Input Properties, Channel Names, Physical Units of Variables (рис. 14).

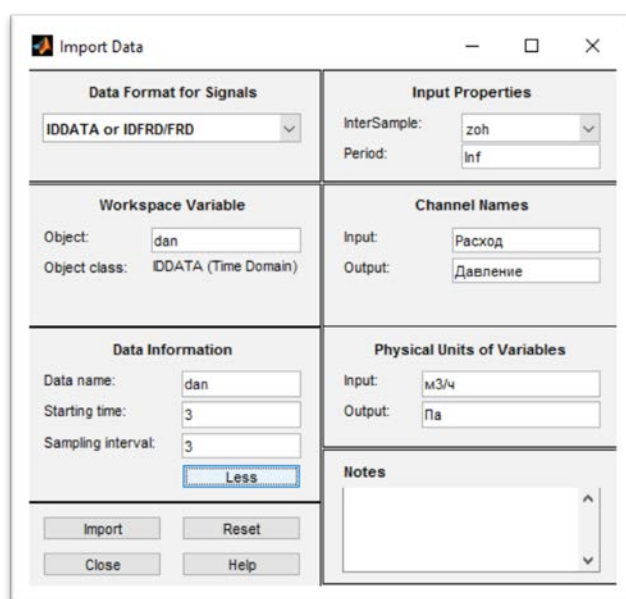


Рис. 14. Информация об импортируемых данных

Для предварительной обработки данных в контекстном меню Preprocess необходимо выбрать режим быстрого старта Quick start (рис. 15). В результате будут дополнительно сформированы следующие файлы исходных данных:

- файл dand содержит данные с удаленным трендом;
- файл dande содержит усеченные данные;
- файл dandv содержит часть данных из начального диапазона, которые будут использованы для проверки модели.

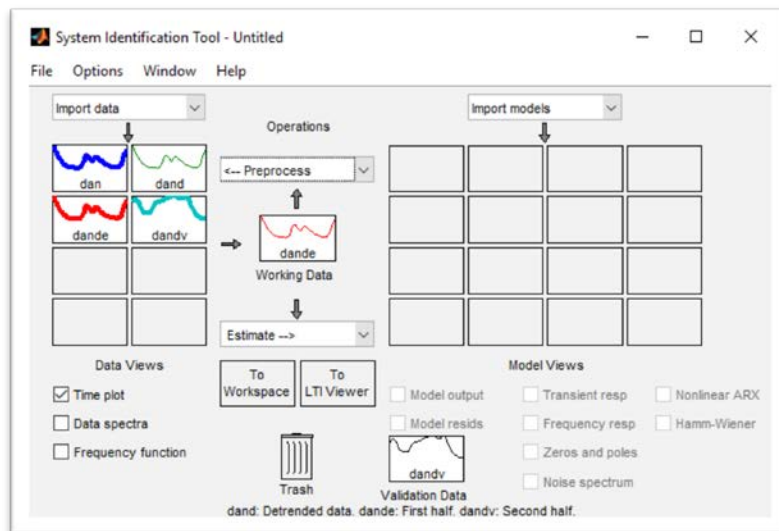


Рис. 15. Предварительная обработка данных

1.2.2.2. Оценка адекватности модели объекта управления

Следующим этапом автоматической идентификации ТОУ с помощью пакета System Identification Toolbox является проверка качества модели или ее адекватности по выбранному критерию близости выходных сигналов модели и объекта.

В пакете System Identification Toolbox используются следующие модели дискретных объектов для временной области, учитывающие действие шума наблюдения [7, 8]:

1. Модель авторегрессии AR (AutoRegressive) считается наиболее простым описанием:

$$A(z) y(t) = u(t), \text{ где } A(z) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{na} z^{-na}.$$

2. ARX-модель (Autoregressive with eXternal input) учитывает два параметра: управляющий сигнал $u(t)$ и дискретный белый шум $e(t)$:

$$A(z) y(t) = B(z) u(t) + e(t) ,$$

где $B(z) = b_1 + b_2 z^{-1} + \dots + b_{bn} z^{-nb+1}$.

Или в развернутом виде:

$$y(t) + a_1 y(t-1) + \dots + a_{na} y(t-n) = b_1 u(t) + b_2 u(t-1) + \dots + b_{nb} u(t-m) + e(t).$$

3. ARMAX-модель (AutoRegressive-Moving Average wiht eXternal input), или модель авторегрессии скользящего среднего:

$$A(z) y(t) = B(z) u(t-nk) + C(z) e(t) ,$$

где nk – величина задержки (запаздывания),

$$C(z) = 1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + \dots + c_{nc} z^{-nc} .$$

4. Модель «вход-выход» (в иностранной литературе Output-Error):

$$y(t) = \frac{B(z)}{F(z)} u(t-nk) + e(t) ,$$

где $F(z) = 1 + f_1 z^{-1} + f_2 z^{-2} + \dots + f_{nf} z^{-nf}$.

5. Модель Бокса – Дженкинса (BJ) описывается выражением вида

$$y(t) = \frac{B(z)}{F(z)} u(t-nk) + \frac{C(z)}{D(z)} e(t) ,$$

зависимости $B(z)$, $F(z)$, $C(z)$ рассчитывают аналогичным образом, а полином $D(z)$ определяется по формуле

$$D(z) = 1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2} + \dots + d_{nd} z^{-nd} .$$

6. Модель для переменных состояния (State-space) представляет собой систему уравнений:

$$\begin{aligned}x(t+1) &= Ax(t) + Bu(t), \\y(t) &= Cx(t) + Du(t) + v(t),\end{aligned}$$

где A , B , C , D – матрицы соответствующих размеров; $v(t)$ – коррелированный белый шум наблюдений.

Для построения модели технологического объекта и проверки ее качества необходимо выполнить команду Polynomial Models. В результате появится рабочее окно со списком в контекстном меню Structure названий встроенных моделей (рис. 16). Установив требуемое значение, например ARX, и нажав кнопку Estimate, в разделе Import models добавляется новая модель (рис. 17).

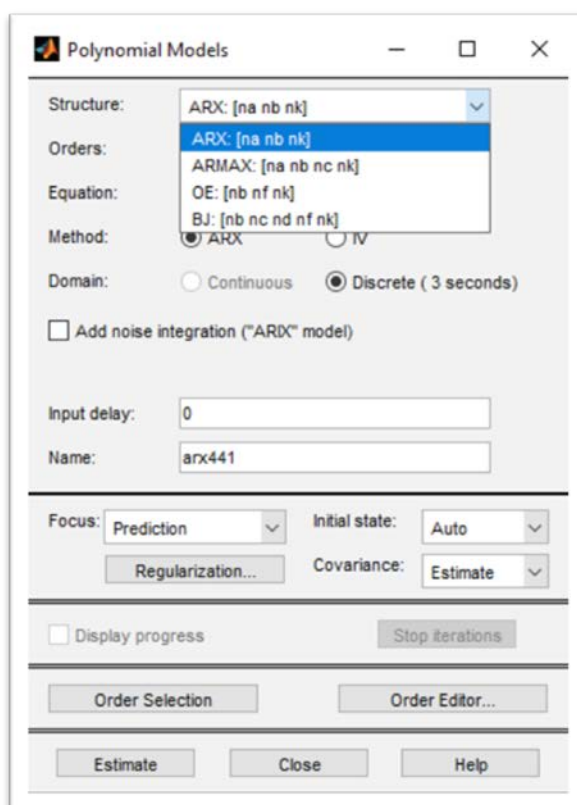


Рис. 16. Диалоговое окно Polynomial Models

Для сравнительного анализа результатов моделирования необходимо воспользоваться всеми имеющимися методами, т. е. поочередно выбрать из предложенного перечня моделей, представленного выше (ARX,

ARMAX, OE или VJ). Каждый раз нажимая кнопку Estimate, в правой части диалогового окна открываются поля для ввода параметров (рис. 17).

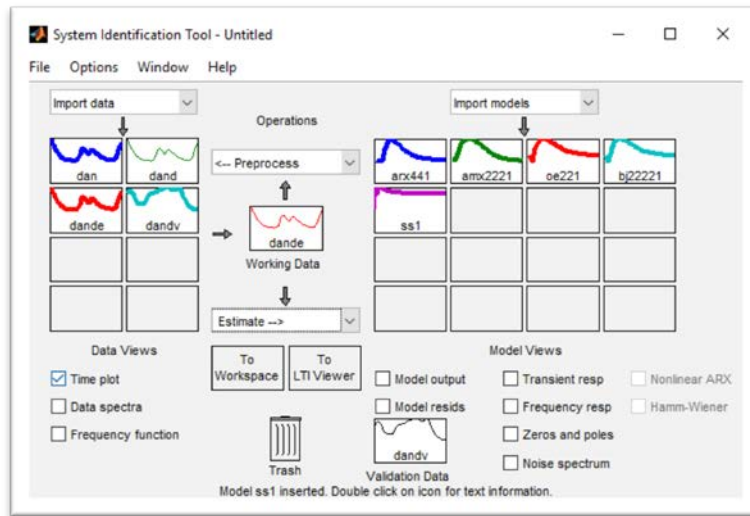


Рис. 17. Модели технологического объекта управления

Для выбора наиболее адекватной модели технологического объекта управления, которая впоследствии будет использоваться при решении задач анализа и синтеза регулятора системы управления, в диалоговом окне Estimate выбирается быстрый старт Quick Start. Программа автоматически выполнит сравнение моделей, полученных на основе измеренных выходных параметров Measured and simulated model output, сформировав процент адекватности (рис. 18).

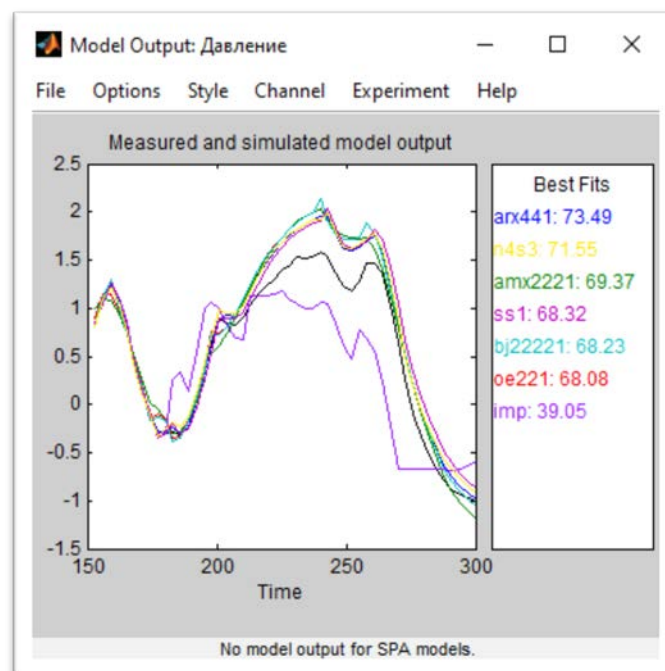


Рис. 18. Оценка адекватности моделей ТОУ

Таким образом, для рассматриваемого примера наиболее адекватной, т. е. максимально соответствующей экспериментальным данным, полученным в результате исследования кривой разгона технологического объекта управления, является модель arx441 с процентом адекватности 73.49 %.

1.2.2.3. Определение передаточных функций непрерывной и дискретной моделей ТОУ

Указав курсором на требуемую модель, для рассматриваемого примера наиболее адекватной с точки зрения максимального совпадения значений выходного сигнала модели и технологического объекта является arx441, и нажав левую клавишу мыши, происходит перетаскивание «значка» в поле To Workspace. В результате система будет использовать выбранную модель в качестве расчетной.

Для вывода коэффициентов числителя и знаменателя передаточной функции модели исследуемого технологического объекта необходимо воспользоваться командой th2tf():

```
>> [num,den]=th2tf(arx441)
num = (0 -0.0006 0.0052 0.0622 0.0470)
den = (1.0000 -1.2752 0.3902 -0.0305 0.0192)
```

Передаточная функция дискретной модели Wz с учетом полученных коэффициентов модели формируется по команде:

```
>> Wz = tf (num, den, ts)
Wz = 
$$\frac{-0.0006027z^3 + 0.005168z^2 + 0.06222z + 0.04696}{z^4 - 1.275z^3 + 0.3902z^2 - 0.03048z + 0.01924}$$

Sample time : 3 sekonds
Discrete-time transfer function.
```

Передаточная функция непрерывной модели Ws рассчитывается по известной дискретной передаточной функции Wz с помощью команды d2c(Wz) следующим образом:

```
>> Ws=d2c(Wz)
Ws = 
$$\frac{-0.1118s^3 + 0.0537s^2 - 0.03834s + 0.01022}{s^4 + 1.317s^3 + 0.9062s^2 + 0.1832s + 0.009317}$$

Continues-time transfer function.
```


Полученные формы записи передаточных функций для дискретной Wz и непрерывной Ws моделей описывают процесс преобразования входного сигнала в выходной в исследуемом технологическом объекте управления, но в разных форматах и формах.

1.2.2.4. Анализ технологического объекта управления

Задачи анализа технологического объекта управления решаются с использованием временных и частотных характеристик, которые средствами MATLAB автоматически рассчитываются с помощью следующих команд:

- переходная характеристика дискретной модели **>> step(Wz);**
- переходная характеристика непрерывной модели **>> step(Ws);**
- импульсная характеристика дискретной модели **>> impulse(Wz);**
- импульсная характеристика непрерывной модели **>> impulse(Ws);**
- частотные характеристики ЛАХ и ЛФХ дискретной модели **>> bode(Wz);**
- частотные характеристики ЛАХ и ЛФХ непрерывной модели **>> bode(Ws);**
- амплитудно-фазовые частотные характеристики дискретной (АФЧХ) модели **>> nyquist(Wz);**
- амплитудно-фазовые частотные характеристики непрерывной (АФЧХ) модели **>> nyquist(Ws).**

Результаты построения временных и частотных характеристик исследуемой непрерывной модели показаны на рис. 19, 20 и 21.

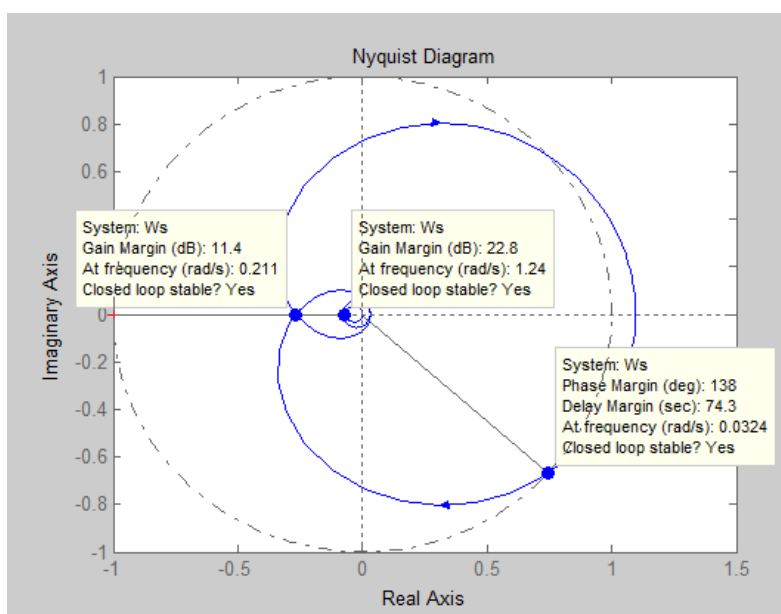


Рис. 19. АФЧХ непрерывной модели

Для оценки работоспособности системы автоматического управления используется критерий Найквиста, согласно которому АФЧХ разомкнутой АСР не должна на комплексной плоскости охватывать точку с координатами $(-1, j0)$ при изменении частоты в пределах $-\infty < \omega < +\infty$ [9].

В соответствии с полученной диаграммой (рис. 19) для исследуемого технологического объекта можно сделать вывод об ее устойчивости по критерию Найквиста.

Для того чтобы построить график переходного процесса, необходимо использовать функцию `>> step(Ws)`, результаты работы которой показаны на рис. 20.

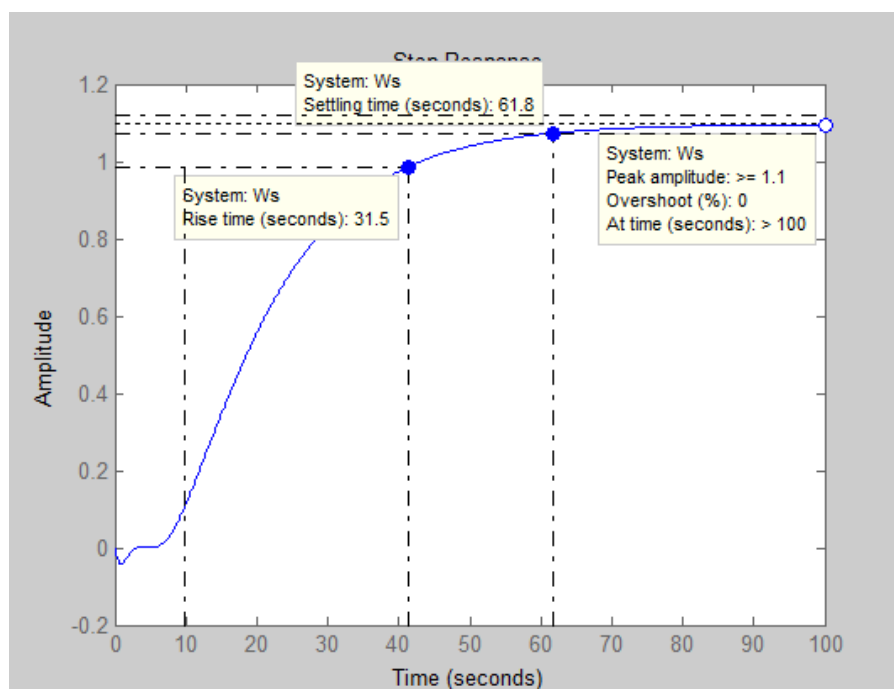


Рис. 20. Переходная характеристика непрерывной модели

В соответствии с полученным графиком переходного процесса (рис. 20) оцениваются значения основных показателей качества системы автоматического управления технологическим объектом:

- время нарастания (Rise time) – 31.5 с;
- время переходного процесса (Setting time) – 61.8 с;
- установившееся значение выходной величины (Final value) – 1.1 с;
- пиковая амплитуда (Peak amplitude) – 1.1;
- перерегулирование (Overshoot) – 0 %;
- статическая ошибка – 10 %.

Частотные характеристики (рис. 21) исследуемой непрерывной АСР получаются при использовании встроенной функции `>> bode(Ws)`. Дополнительными показателями качества работы системы в установившемся режиме являются запасы устойчивости.

Запасом устойчивости по амплитуде называют величину $\Delta L(\omega_\pi)$, на которую нужно изменить коэффициент преобразования системы для того, чтобы привести её к границе устойчивости, т. е. $\Delta L = 20 \lg(W(\omega_\pi))$, где ω_π – частота, при которой фазовая характеристика равна $-\pi$.

Запасом устойчивости по фазе называют угол $\Delta\varphi(\omega_c)$, на который фазовая характеристика разомкнутой системы на частоте среза ω_c (когда $L(\omega_c) = 0$) отличается от угла $\pm 180^\circ$, т. е. $\Delta\varphi(\omega_c) = \pi - \varphi(\omega_c)$.

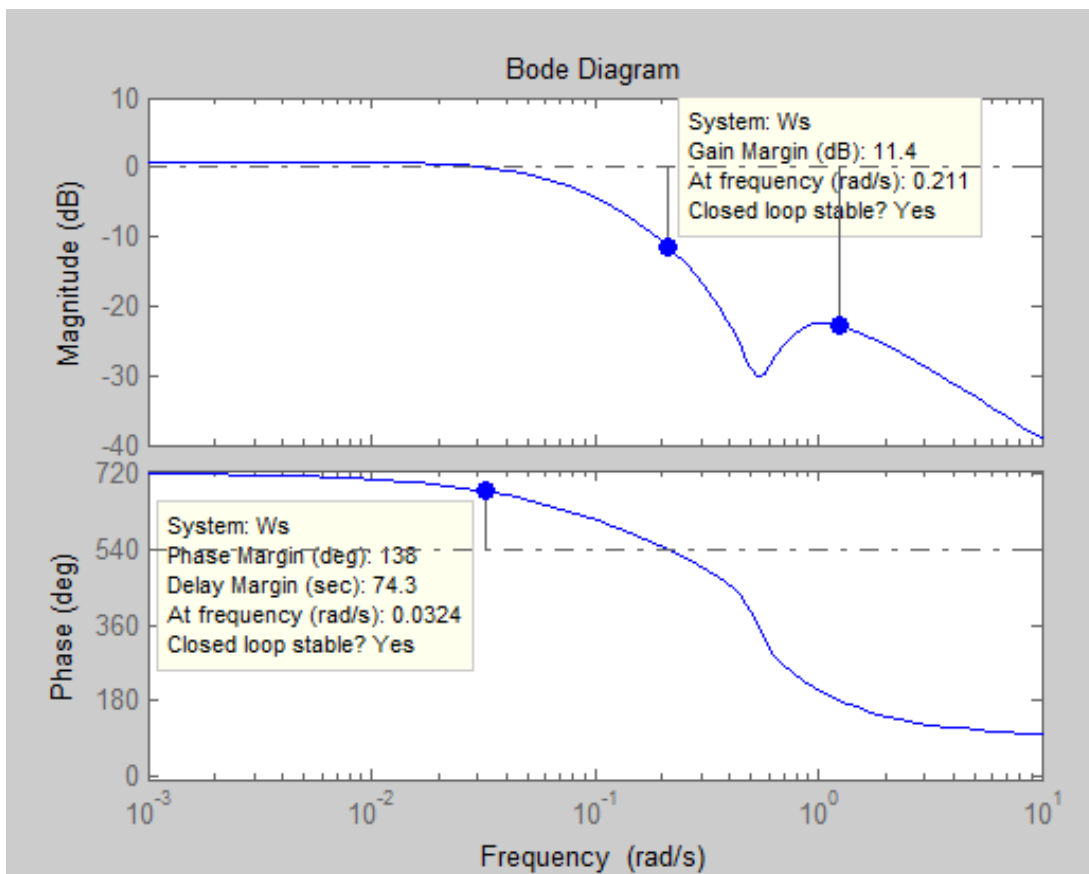


Рис. 21. Частотные характеристики (ЛАХ и ЛФХ) непрерывной модели

По графикам частотных характеристик ЛАХ и ЛФХ (рис. 21) разомкнутой АСР оцениваются значения запасов устойчивости:

- по амплитуде (**Gain Margin**) для непрерывной модели – 11.4 дБ ;
- по фазе (**Phase Margin**) для непрерывной модели – 138° .

Значения запасов устойчивости можно определить также и в режиме командной строки MATLAB с помощью команд:

>> [Gm,Pm,Wcg,Wcp]=margin(Wz) – для дискретной модели;

>> [Gm,Pm,Wcg,Wcp]=margin(Ws) – для непрерывной модели.

где Gm – запас устойчивости по амплитуде в натуральных величинах на частоте Wcg; Pm – запас устойчивости по фазе на частоте Wcp.

Для определения запасов устойчивости в логарифмическом масштабе применяются команды:

>> Gmlog=20*log10(Gm) – для дискретной модели;

>> Gmlog=20*log10(Gm) – для непрерывной модели.

При решении задач управления методами теории пространства состояний предварительно рассматриваются фундаментальные свойства динамических систем, которые не встречаются в классической теории управления, оперирующей только входными и выходными сигналами элементов рассматриваемой системы. Такими свойствами являются *управляемость* и *наблюдаемость*.

Рассмотрим n -мерное пространство состояний $X(t) = (X_1 \ X_2 \ \dots \ X_{n-1} \ X_n)^T$, в котором каждому состоянию соответствует некоторое положение изображающей точки, определяемое значениями переменных состояния $X^i(t) = (X^{i_1} \ X^{i_2} \ \dots \ X^{i_{n-1}} \ X^{i_n})^T$ ($i = 1, \dots, n$) [10–13].

Пусть в пространстве состояний \bar{v} заданы два множества $G_1 \subset X(t)$ и $G_2 \subset X(t)$. Рассматриваемая система будет управляемой, если существует такое управление $U(t) = (U_1, U_2, \dots, U_n)^T$, определенное на конечном интервале времени $0 \leq t \leq T$, которое переводит изображающую точку в пространстве $X(t) = (X_1 \ X_2 \ \dots \ X_{n-1} \ X_n)^T$ из подобласти G_1 в подобласть G_2 .

Следует отметить, что признак управляемости применим не только к динамическим объектам, но и к системам, содержащим множество замкнутых контуров управления. Управляемость зависит от структуры системы, состава органов управления и значений параметров.

Проведем анализ специфических свойств объектов управления, представленных векторно-матричными моделями в непрерывном времени:

$$\begin{aligned} X(t) &= A \cdot X(t) + B \cdot U(t); \\ Y(t) &= C \cdot X(t) + D \cdot U(t). \end{aligned} \quad (7)$$

где $X(t) = (X_1 \ X_2 \ \dots \ X_{n-1} \ X_n)^T$ – вектор фазовых координат или состояний исследуемого объекта; $Y(t) = (Y_1 \ Y_2 \ \dots \ Y_{m-1} \ Y_m)^T$ – вектор управляемых (выходных) величин системы; $U(t) = (U_1 \ U_2 \ \dots \ U_{p-1} \ U_p)^T$ – вектор управляющих (входных) воздействий; A – матрица коэффициентов размерности $n \times n$; B – матрица коэффициентов размерности $n \times p$; C – матрица управления размерности $m \times n$; D – сквозная матрица размерности $m \times p$.

Венгерский математик Р. Калман показал, что линейная стационарная система будет полностью управляемой, если ранг матрицы управляемости и порядок системы совпадают:

$$\text{rang}(Mu) = n,$$

где $Mu = (B \ A \cdot B \ A^2 \cdot B \ \dots \ A^{n-1} \cdot B)^T$.

Система считается наблюдаемой, если в формировании вектора выходных координат $Y(t) = (Y_1 \ Y_2 \ \dots \ Y_{m-1} \ Y_m)^T$ участвуют все составляющие вектора переменных состояния $X(t) = (X_1 \ X_2 \ \dots \ X_{n-1} \ X_n)^T$. Таким образом, если на конечном интервале времени по выходу системы в конце этого интервала можно определить все начальные компоненты вектора состояния при известном управляющем воздействии, то система будет наблюдаемой.

Р. Калман доказал, что линейная стационарная система является полностью наблюдаемой, если ранг матрицы наблюдаемости равен порядку исследуемой системы:

$$\text{rang}(My) = n,$$

где $My = (C \ C \cdot A \ C \cdot A^2 \ \dots \ C \cdot A^{n-1})^T$.

Воспользуемся встроенной в пакет Control System Toolbox функцией `ctrb(A,B)`, чтобы сформировать матрицу управляемости в пространстве состояний. Для этого необходимо вычислить матрицы A , B , C , D с помощью команд:

```
>> [A,B,C,D]=ssdata(Ws)
```

$$A = \begin{pmatrix} -1.3169 & -0.9062 & -0.3664 & -0.1491 \\ 1.0000 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1250 & 0 \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} 0.5000 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$C = (-0.2237 \quad 0.1074 \quad -0.1534 \quad 0.3269)$$

$$D = (0)$$

```
>> Mu=ctrb(A,B)
```

$$Mu = \begin{pmatrix} 0.5000 & -0.6585 & 0.4140 & -0.0401 \\ 0 & 0.5000 & -0.6585 & 0.4140 \\ 0 & 0 & 0.2500 & -0.3292 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0313 \end{pmatrix}$$

```
>> n1=rank(Mu)
```

```
n1=4
```

Таким образом, для исследуемой модели объекта размерность вектора состояний, определяемая размером матриц A и B , равна четырем и ранг матрицы управляемости Mu также равен четырем, следовательно, рассматриваемый технологический объект управления является полностью управляемым.

Рассчитаем матрицу наблюдаемости, используя встроенные команды MATLAB:

```
>> My=obsv(A, C)
```

$$\mathbf{My} = \begin{pmatrix} -0.2237 & 0.1074 & -0.1534 & 0.3269 \\ 0.4019 & 0.1260 & 0.1228 & 0.0333 \\ -0.4033 & -0.3028 & -0.1431 & -0.0599 \\ 0.2283 & 0.2940 & 0.1403 & 0.0601 \end{pmatrix}$$

>> n2=rank(My)

n2=4

Для исследуемой модели ранг матриц наблюдаемости и ранг матриц A и C для рассматриваемого технологического объекта управления также совпадают, следовательно, объект автоматизации является полностью наблюдаемым, т. е. для всех значений выходной величины $Y(t)$ может быть определен вектор переменных состояния $X(t)$, необходимый для синтеза системы управления.

1.2.3. Аппроксимация модели по переходной характеристике

Аппроксимация экспериментальной переходной характеристики $\bar{h}(t)$ заключается в выборе аналитического выражения и вычислении коэффициентов математической модели объекта. Существуют несколько способов аппроксимации, отличающихся выбранной математической моделью и критерием приближения переходной характеристики реального объекта $\bar{h}(t)$ и модели $h_a(t)$ [14].

Реальные переходные процессы в АСР достаточно точно могут быть описаны как линейными дифференциальными уравнениями высокого порядка, так и линейными уравнениями второго порядка с запаздыванием (принцип акад. А. Ю. Ишлинского). Если кривая переходной характеристики $h(t)$, начиная с момента времени $t = \tau$, незначительно отличается от экспоненты, а до момента времени $t = \tau$ ординаты графика достаточно малы (рис. 22), то соответствующее приближенное значение передаточной функции объекта можно записать в виде

$$W(p) = \frac{k}{Tp + 1} e^{-p\tau}. \quad (8)$$

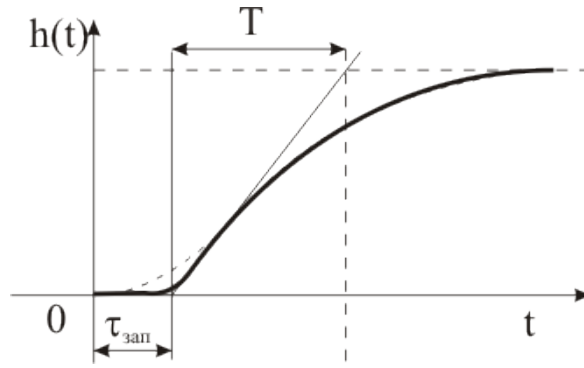


Рис. 22. Экспериментальная и аппроксимированная переходные характеристики

В выражении (8) параметры T и τ определяются по кривой разгона с применением того или иного метода обработки экспериментальных данных.

При наличии большого числа последовательно включенных апериодических звеньев первого порядка с единичным коэффициентом усиления и малым значением постоянной времени T_{μ} их можно заменить на звено с запаздыванием:

$$\tau_{\text{зап}} = \sum_{i=1}^n T_{\mu i}.$$

Рассмотрим доказательство сформулированного утверждения. Пусть система содержит n последовательно включенных одинаковых инерционных звеньев первого порядка, значения параметров которых удовлетворяют условиям, записанным выше, т. е. $k = 1$, $T_{\mu} = \tau/n$. Эквивалентная передаточная функция будет равна

$$W_{\text{э}}(p) = \frac{1}{(T_{\mu} p + 1)^n} = \left(1 + \frac{\tau p}{n}\right)^{-n}. \quad (9)$$

Возьмем предел левой части выражения (3) при $n \rightarrow \infty$:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \left(1 + \frac{\tau p}{n}\right)^{-n} = \lim_{n \rightarrow \infty} \left[\left(1 + \frac{\tau p}{n}\right)^{\frac{n}{\tau p}} \right]^{-\tau p} = e^{-p\tau}.$$

Таким образом, передаточную функцию с n последовательно включенными апериодическими звеньями при большом значении n ($n > 5 \div 10$), можно аппроксимировать звеном запаздывания с параметром

$$\tau_{\text{зап}} = nT_{\mu}.$$

Наличие в структурной схеме АСР звена с запаздыванием затрудняет решение и анализ трансцендентного уравнения характеристического полинома. В связи с этим передаточную функцию запаздывающего звена иногда представляют в виде ряда Пада, учитывая только первые два его члена:

$$W_{\tau}(p) = e^{-pt} \approx \frac{a_0 p^2 - a_1 p + 1}{a_0 p^2 + a_1 p + 1}, \quad (10)$$

где $a_0 = \frac{\tau^2}{12}$; $a_1 = \frac{\tau}{2}$.

Полученная передаточная функция (10) имеет «правые» корни числителя, следовательно, данное звено, как и типовое звено с запаздыванием, не является минимально-фазовым.

1.2.3.1. Аппроксимация модели объекта в виде n последовательных звеньев

Полученная в результате процедуры идентификации в пакете MATLAB передаточная функция статической непрерывной модели исследуемого ТООУ представляет собой неоднородное линейное дифференциальное уравнение четвертого порядка:

$$W(s) = \frac{-0.1118s^3 + 0.0537s^2 - 0.03834s + 0.01022}{s^4 + 1.317s^3 + 0.9062s^2 + 0.1832s + 0.009317},$$

которое не соответствует ни одному из существующих типовых динамических звеньев и не позволяет выполнить синтез регулятора или корректирующего звена для обеспечения заданных значений параметров качества регулирования. Таким образом, необходимо выполнить аппроксима-

цию модели объекта, представив ее в виде соединения типовых динамических звеньев.

Экспериментальные переходные характеристики (кривые разгона) устойчивых объектов второго и более высоких порядков с запаздываем (или без) имеют характерный S-образный вид (рис. 23).

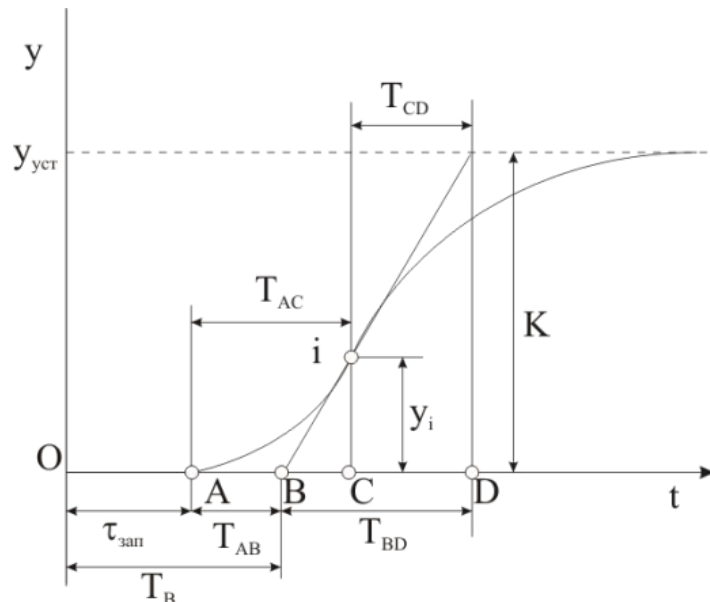


Рис. 23. Определение параметров модели объекта по экспериментальной характеристике

По графику экспериментальной характеристики переходного процесса (кривой разгона) определяются установившиеся значения выходной величины и коэффициент усиления соответственно:

$$K = y_{уст} = \lim_{t \rightarrow \infty} y(t), \quad (11)$$

Характерной точкой на кривой разгона динамического звена является точка перегиба i , геометрический смысл которой заключается в том, что график переходной характеристики переходит в ней с одной стороны касательной на другую.

Через точку перегиба i проводится касательная до пересечения с осью Ot (точка B на рис. 23) и прямой $y = y_{уст}$. Соотношение длин отрезков CD и BD позволит установить порядок исследуемого динамического звена:

$$n = \begin{cases} 2, & \text{если } \frac{T_{CD}}{T_{BD}} > 0.74; \\ 3 \text{ и более,} & \text{если } \frac{T_{CD}}{T_{BD}} < 0.74. \end{cases}$$

На следующем этапе определяются коэффициент демпфирования ξ по номограмме, представленной на рис. 24, для рассчитанного на предыдущем шаге соотношения T_{CD}/T_{BD} и постоянная времени T типового колебательного звена из соотношения

$$T_{CD} = 2\xi T.$$

Принятое значение коэффициента демпфирования позволит уточнить положение точки А на графике переходной характеристики (рис. 22) по соотношению T_{AB}/T_{BD} на номограмме (рис. 24) и вычислить время транспортного запаздывания:

$$\tau_{\text{зап}} = T_B - T_{AB}. \quad (12)$$

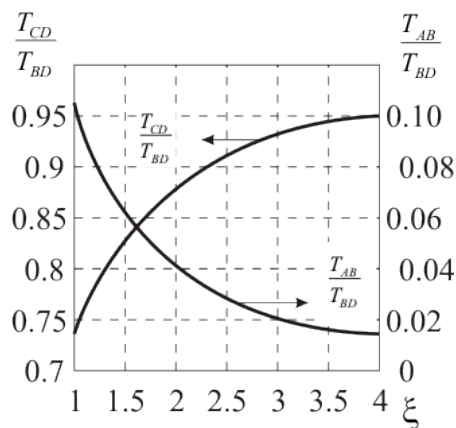


Рис. 24. Номограмма для определения параметров модели объекта

В случае, если соотношение T_{CD}/T_{BD} меньше 0.74, то в общем виде передаточную функцию технологического объекта управления запишем следующим образом:

$$W(s) = \frac{K}{(Ts + 1)^n} e^{-\tau_{\text{зап}} s}.$$

Коэффициент усиления рассчитывается аналогично, как было сделано выше, по формуле (11). Число n статических звеньев первого порядка с одинаковыми значениями постоянных времени определим с помощью номограммы, показанной на рис. 25.

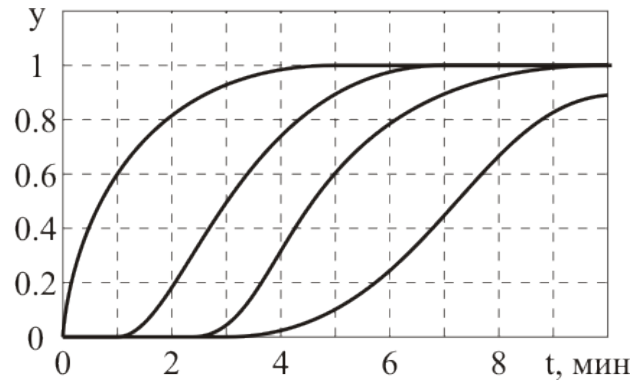


Рис. 25. Переходные характеристики устойчивых объектов разного порядка

На графике (рис. 26) проводится касательная через точку перегиба i и определяется отношение $y_i / y_{уст}$ (как это проделано на рис. 23), значение округляется до ближайшего меньшего табличного значения (табл. 3) и принимается за n .

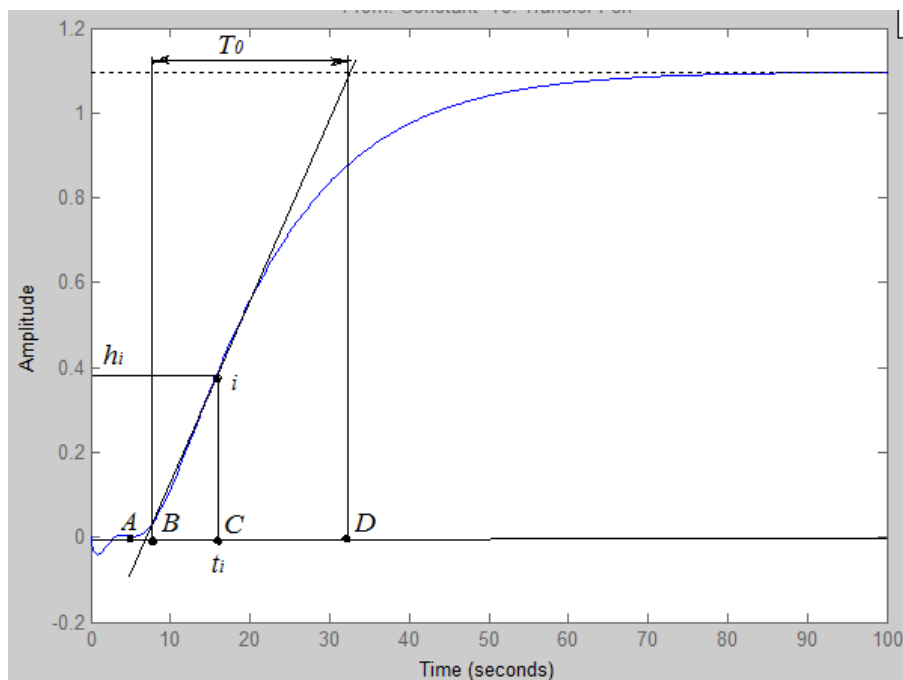


Рис. 26. Определение параметров ТОУ по переходной характеристике

**Данные для определения параметров передаточной функции системы
по переходной характеристике**

n	$y_i/y_{уст}$	T_{AB}/T_{BD}	T_{BD}/T	T_{AB}/T	T_{AC}/T
1	0	0	1	0	0
2	0.264	0.104	2.718	0.282	1
3	0.323	0.218	3.695	0.805	2
4	0.353	0.319	4.463	1.425	3
5	0.371	0.410	5.119	2.100	4

Затем по графику (рис. 26) определяют длину отрезка $BD - T_{BD}$ и, используя для найденного порядка n табличное значение T_{BD}/T (табл. 3), рассчитывают постоянную времени T . Далее из табл. 3 с учетом вычисленных значений параметров (T_{BD} и n) находят T_{AB} и время транспортно-го запаздывания по формуле (12).

Для рассматриваемого технологического объекта управления характерно как транспортное, так и переходное запаздывание. Первое обусловлено транспортировкой вещества (воздуха) через трубопроводы, а второе – высоким порядком исследуемого ТОУ и близкими значениями постоянных времени типовых динамических элементов, из которых он составлен. Наличие запаздывания в АСР осложняет задачу регулирования технологического параметра на объекте. Поэтому запаздывание стремятся уменьшить: устанавливают чувствительный элемент первичного измерительного преобразователя и исполнительное устройство как можно ближе к объекту управления.

Идентификация модели ТОУ по вышеописанной методике выполняется по переходной характеристике объекта (рис. 26). Рассчитываются значения характерных временных интервалов и выходного сигнала в точке перегиба:

$$T_{AB} = 5.7, \quad T_B = 8, \quad T_{CD} = 16, \quad T_{BD} = 26, \quad y_i = 0.36.$$

Поскольку соотношение (T_{CD}/T_{BD}) равно 0.61, порядок исследуемого технологического объекта будет выше второго. Для уточнения значе-

ния определяется соотношение $(y_i/y_{уст}) = 0.327$. Из табл. 3, округлив до ближайшего меньшего, получим $n = 3$.

Наличие на графике переходного процесса (рис. 26) участка, на котором при изменении входного сигнала выходной остается неизменным, свидетельствует о наличии запаздывания. Таким образом, ТОУ можно представить в виде последовательного соединения трех апериодических звеньев первого порядка и типового звена запаздывания, передаточная функция ресивера в результате опишется выражением вида

$$W_{ТОУ}(p) = \frac{K \cdot e^{-\tau_{зап}}}{(Tp + 1)^3}.$$

Статический коэффициент усиления K модели ТОУ можно вычислить как по формуле (8), так и с помощью встроенной команды MATLAB:

```
>> k=dcgain(Ws)
k = 1.0964
```

Время запаздывания τ определяют по диаграмме переходной характеристики непрерывной модели (рис. 26), полученной в процессе идентификации. На графике находят точку, соответствующую максимальной скорости изменения входной величины, т. е. точку перегиба (смена знака кривизны) кривой, и проводят касательную к диаграмме. Отрезок времени от 0 до точки B (рис. 24) является временем запаздывания τ , состоящим из транспортного запаздывания $\tau_{тр}$ и емкостного запаздывания τ_e :

$$\tau_{зап} = T_B - T_{AB} = 8 - 5.7 = 2.3 \text{ с.}$$

Для расчета постоянной времени T объекта управления используют измеренную длину интервала BD и табличные значения (табл. 3) соотношения $T_{BD}/T = 3.695$ для системы третьего порядка:

$$T = \frac{T_{BD}}{3.695} = 7.04.$$

Таким образом, модель исследуемого статического объекта, представленную в виде типовых динамических звеньев, запишут следующим образом:

$$W_{TOY}(p) = \frac{1.0964 \cdot e^{-2.3p}}{(7.04p + 1)^3}.$$

Для проверки адекватности полученной передаточной функции строят график переходного процесса в приложении Simulink (рис. 27).

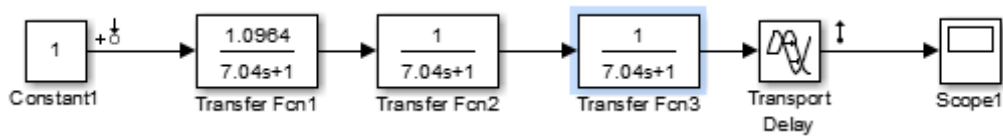


Рис. 27. Структурно-математическая схема ТОУ в обозначениях Simulink

Значения критериев качества в соответствии с полученной кривой разгона (рис. 28) для аппроксимированной модели технологического объекта управления в виде n последовательных звеньев составят:

- время нарастания (Rise time) – 29.7 с;
- время переходного процесса (Setting time) – 52.9 с;
- установившееся значение выходной величины (Final value) – 1.1 с;
- пиковая амплитуда (Peak amplitude) – 1.1;
- перерегулирование (Overshoot) – 0 %;
- статическая ошибка – 10 %.

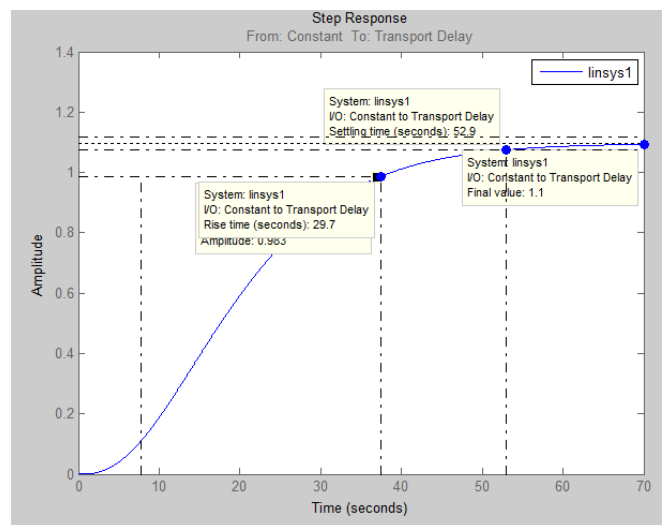


Рис. 28. Переходная характеристика модели ТОУ, аппроксимированная в виде n последовательных апериодических звеньев

1.2.3.2. Аппроксимация модели методом В. Я. Ротача

Рассмотрим аппроксимацию модели объекта в виде последовательного соединения апериодических звеньев и звена запаздывания с обобщенной передаточной функцией вида [12]

$$W(p) = \frac{K}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)^n} e^{-\tau_{\text{зап}} p}, \quad (13)$$

где K – коэффициент передачи объекта; T_1 и T_2 – постоянные времени; $\tau_{\text{зап}}$ – время запаздывания; n – порядок системы.

Модель и реальный объект будут приближены друг к другу при совпадении переходных характеристик модели $h_M(t)$ и реального объекта $h(t)$ в точках $t = 0$, $t \rightarrow \infty$, а также в точке перегиба t_i , которая определяется из условия

$$\left. \frac{d^2 h_M(t)}{dt^2} \right|_{t_i} = \left. \frac{d^2 h(t)}{dt^2} \right|_{t_i} = 0.$$

Причем в точке перегиба t_i указанные характеристики должны иметь и одинаковый наклон. Сформулированные требования представляют в виде системы уравнений:

$$\begin{cases} h_M(0) = h(0); \\ h_{M \text{ уст}} = h_{\text{уст}}; \\ h_M(t_i) = h(t_i); \\ \left. \frac{dh_M(t)}{dt} \right|_{t_i} = \left. \frac{dh(t)}{dt} \right|_{t_i}. \end{cases} \quad (14)$$

Для определения производной $\frac{dh(t)}{dt}$ переходной характеристики $h(t)$ в точке, где эта характеристика имеет максимальный наклон, проводят касательную и находят длину отрезка T_0 (рис. 27).

Учитывая введенные на рис. 29 обозначения, критерии приближения модели к рассматриваемому объекту (14) записывают следующим образом:

$$\begin{cases} h_M(0) = h(0); \\ h_{M \text{ уст}} = h_{\text{уст}}; \\ \frac{h_M(t_i)}{h(t_i)} = b; \\ \left(\frac{dh_M(t)}{dt} \Big|_{t_i} \right) / h_{M \text{ уст}} = \frac{1}{T_0}, \end{cases} \quad (15)$$

где $b = h(t_i)/h_{\infty}$.

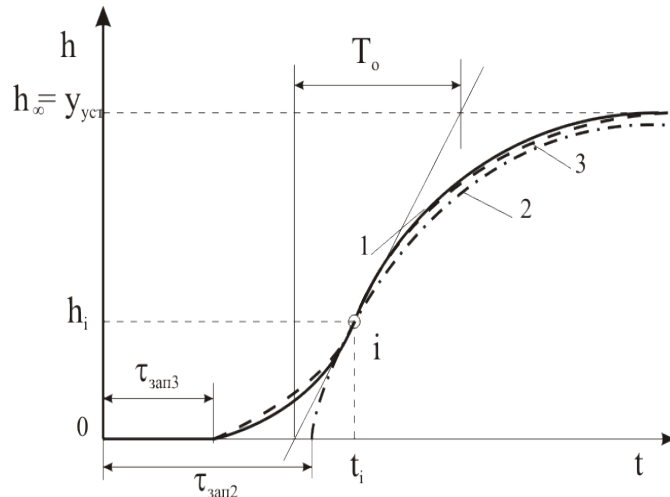


Рис. 29. Аппроксимация промышленного объекта упрощенными моделями с использованием метода В. Я. Ротача:

- 1 – экспериментальная переходная характеристика объекта;
- 2 – переходная характеристика модели (первого порядка) объекта;
- 3 – переходная характеристика модели (второго порядка) объекта

Рассмотрим аппроксимацию технологического объекта математическими моделями первого и второго порядка.

1. Аппроксимация объекта моделью, состоящей из статического апериодического звена первого порядка и звена запаздывания:

$$W(p) = \frac{K}{(T_1 p + 1)} e^{-\tau_{\text{зап}} p}.$$

Значение коэффициента передачи звена равно установившемуся значению переходной функции: $K = h_{\infty}$. Два последних требования из системы уравнений (15) запишем как

$$\begin{cases} 1 - e^{-\frac{t}{T_1}} = b; \\ \frac{1}{T_1} e^{-\frac{t}{T_1}} = \frac{1}{T_0}. \end{cases} \quad (16)$$

Из выражения (16) рассчитывают постоянную времени T_1 модели объекта $T_1 = (1-b)T_0$ и момент времени, при котором выполняется условие аппроксимации:

$$t = T_1 \ln\left(\frac{T_0}{T_1}\right).$$

Затем по известному значению t_i определяется время запаздывания:

$$\tau_{\text{зап}} = t_i - T_1 \ln\left(\frac{T_0}{T_1}\right).$$

Переходная характеристика $h_M(t)$ модели изображена на рис. 29 пунктирной кривой (2).

На практике в качестве постоянной времени T_1 принимают величину T_0 , а время запаздывания $\tau_{\text{зап}}$ принимают равным $\tau_{\text{зап3}}$. Подобное упрощение допускается лишь при малых значениях b ($b < 0.05$).

2. Аппроксимация объекта моделью, состоящей из последовательно соединенных двух апериодических звеньев и звена запаздывания:

$$W(p) = \frac{K}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} e^{-\tau_{\text{зап}} p}.$$

Переходная характеристика без учета звена запаздывания может быть определена из таблицы преобразования Лапласа следующим образом:

$$\frac{h_M(t)}{K} = 1 - \frac{1}{(T_1 - T_2)} \left[T_1 e^{-\frac{t}{T_1}} - T_2 e^{-\frac{t}{T_2}} \right], \quad (17)$$

Выражение для первой и второй производных переходной функции по времени получим как

$$\frac{1}{K} \left(\frac{dh_M(t)}{dt} \right) = \frac{1}{(T_1 - T_2)} \left[e^{-\frac{t}{T_1}} - e^{-\frac{t}{T_2}} \right]; \quad (18)$$

$$\frac{1}{K} \left(\frac{d^2 h_M(t)}{dt^2} \right) = \frac{1}{(T_1 - T_2)} \left[-\frac{1}{T_1} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{1}{T_2} e^{-\frac{t}{T_2}} \right]. \quad (19)$$

Для того чтобы определить координаты точки перегиба i , приравняют к нулю выражение (19) для второй производной переходной функции:

$$\frac{1}{T_1} e^{-\frac{t_i}{T_1}} = \frac{1}{T_2} e^{-\frac{t_i}{T_2}}. \quad (20)$$

Выразив из уравнения (20) $e^{-\frac{t_i}{T_2}}$ и подставив в формулы (17) и (18), получают систему уравнений вида

$$\begin{cases} \frac{h_M(t_i)}{K} = 1 - \left(\frac{T_1 + T_2}{T_1} \right) e^{-\frac{t_i}{T_1}}; \\ \frac{1}{K} \left(\frac{dh_M(t_i)}{dt} \right) = \frac{1}{T_1} e^{-\frac{t_i}{T_1}}. \end{cases} \quad (21)$$

Вводят безразмерные переменные $x = T_1/T_2$ и $y = t_i/T_1$ и переписывают формулы (20) и (21) как

$$\begin{cases} x \cdot e^{-y} = e^{y/x}; \\ (1+x)e^{-y} = 1-b; \\ T_1/T_0 = e^{-y}. \end{cases} \quad (22)$$

Решая систему трансцендентных уравнений (22) при известных значениях T_0 и b , определяют параметры модели T_1 , T_2 и t_i . Если при этом окажется, что найденная координата аппроксимирующей модели t_i меньше значения t_i , рассчитанного по графику переходной характеристики, то следует ввести время запаздывания:

$$\tau_{\text{зап}} = t_i - t_i^{\text{рас}}.$$

Аппроксимация объекта моделью второго порядка допустима лишь при $b < 0.265$. Это предельное значение b для апериодического звена второго порядка, которое наступает при $T_1 = T_2$.

Вычисления параметров моделей для любого порядка n производятся аналогично. На практике оказывается достаточным выбирать $n < 4$, что соответствует $b < 0.371$. Вышеприведенные расчеты параметров модели удобно проводить с помощью номограммы (рис. 30).

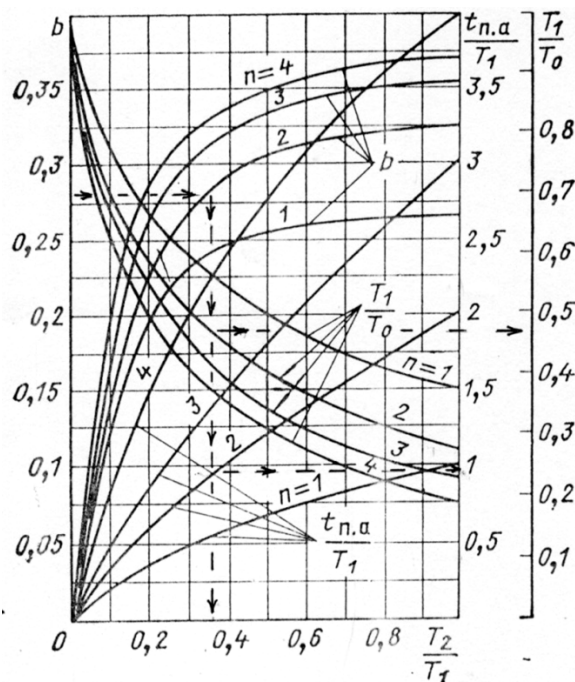


Рис. 30. Номограмма для определения параметров объектов [14]

Порядок нахождения параметров модели с использованием номограммы состоит в следующем:

- 1) по экспериментальной переходной характеристике $h(t)$ определяются значения $K = h_{уст} = h_{\infty}$, h_i, t_i и T_0 ;
- 2) в зависимости от значения $b = h(t_i)/K$ выбирается порядок модели n ;
- 3) по номограмме для полученных b и n определяются отношения $T_1/T_0, T_2/T_1, t_i/T_1$, знание которых позволяет вычислить параметры модели: T_1, T_2 и t_i , а также $\tau_{зап}$.

Определяют параметры модели исследуемого технологического объекта – ресивера. Исходные данные для выбранной точки перегиба по переходной характеристике (рис. 26) с координатами $(t_i, h_i) = (18; 0.36)$ следующие:

$$K = 1.1, b = h(t_i)/K = 0.327 \text{ (соответствует ВД) .}$$

По номограмме (рис. 30) для уровня $b = 0.327$ выбирают кривую, соответствующую минимальному порядку системы $n = 3$, и соотношение параметров модели объекта:

$$T_1 = 0.34 \cdot T_0 = 8.84, T_2 = 0.48 \cdot T_1 = 4.24, t_{iM} = 1.75 \cdot T_1 = 12.8.$$

Таким образом, передаточную функцию модели технологического объекта запишут в виде

$$W(p) = \frac{1.1}{(8.84p + 1)(4.24p + 1)^3} e^{-5.2p}.$$

Структурная схема технологического объекта управления с учетом принятой структуры и рассчитанных значений параметров показана на рис. 31.



Рис. 31. Структурная схема модели объекта, аппроксимированная по методу В. Я. Ротача

По переходной характеристике (рис. 32), полученной для аппроксимированной модели объекта методом В. Я. Ротача, определены значения:

- время нарастания (Rise time) – 27.7 с;
- время переходного процесса (Setting time) – 51.7 с;
- установившееся значение выходной величины (Final value) – 1.1 с;
- пиковая амплитуда (Peak amplitude) – 1.1;
- перерегулирование (Overshoot) – 0 %;
- статическая ошибка – 10 %.

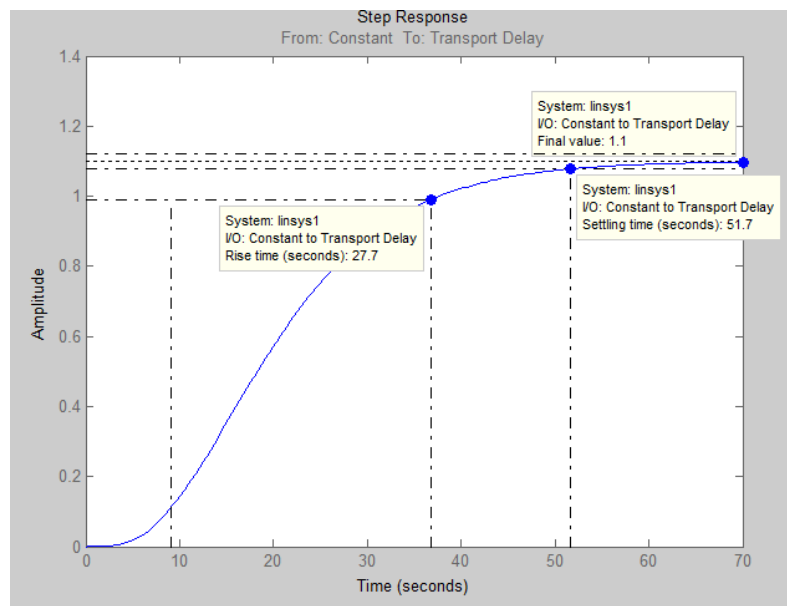


Рис. 32. Переходная характеристика модели ТОУ, аппроксимированная по методу В. Я. Ротача

Для проведения сравнительного анализа адекватности расчетных моделей графики кривых разгона для моделей технологического объекта управления, полученные в результате идентификации, а также аппроксимации представлены на рис. 33, где

$$\text{linsys1} - W(p) = \frac{1.1}{(8.84p + 1)(4.24p + 1)^3} e^{-5.2p} ;$$

$$\text{linsys2} - W_{TOY}(p) = \frac{1.0964 \cdot e^{-2.3p}}{(7.04p + 1)^3} ;$$

$$\text{linsys3} - W(s) = \frac{-0.1118s^3 + 0.0537s^2 - 0.03834s + 0.01022}{s^4 + 1.317s^3 + 0.9062s^2 + 0.1832s + 0.009317} .$$

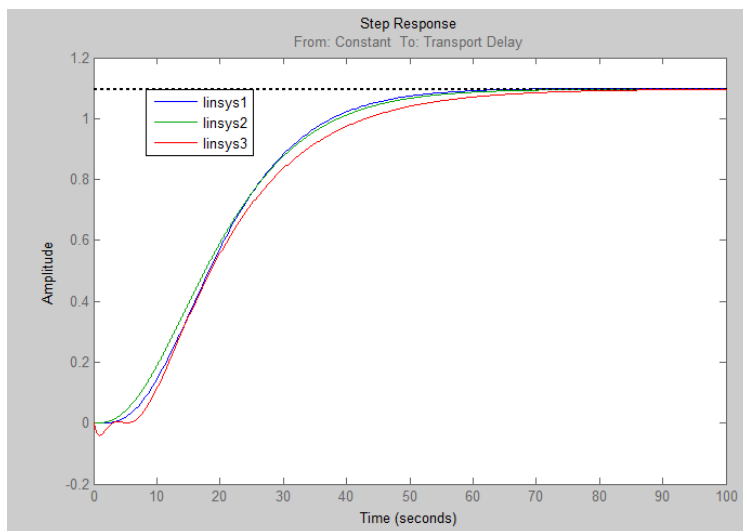


Рис. 33. Сравнительный анализ аппроксимированных моделей и модели, полученной в результате идентификации

Критерий приближения (по контрольным точкам) модели к рассматриваемому объекту выполняется как для диаграммы `linsys1`, так и для диаграммы `linsys2`. Поскольку порядок модели `linsys2`, полученной по переходной характеристике, ниже, чем в других моделях, что упростит дальнейшую настройку регулятора, то целесообразно в качестве расчетной использовать передаточную функцию вида

$$W_{TOY}(p) = \frac{1.0964 \cdot e^{-2.3p}}{(7.04p + 1)^3}.$$

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие производственные объекты относятся к категории опасных?
2. Приведите пример функциональной схемы автоматизированной системы регулирования одного из параметров технологического процесса.
3. В чем заключается суть идентификации технологического объекта управления? Какова цель идентификации?
4. Какие параметры рассматриваются при идентификации объекта?
5. В чем заключается процедура создания файла данных и их предварительная обработка?
6. Что отражает импульсная переходная характеристика?
7. Как получить частотные характеристики идентифицируемого объекта?
8. Какие математические модели оцениваются на адекватность?
9. Охарактеризуйте взаимосвязь непрерывных и дискретных моделей.
10. Опишите основные способы аппроксимации модели.

ГЛАВА 2. СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Проблема выбора структуры и синтеза настроек регуляторов является наиболее сложной в теории и технике построения сложных систем автоматического управления [15]. В работах А. М. Летова, Р. Калмана впервые была поставлена, а затем в работах А. А. Красовского, М. М. Атанса и П. Фабла получила развитие теория аналитического конструирования оптимальных регуляторов. Аналитический обзор работ, посвященных оптимальному управлению динамическими объектами, приведен в журнале «Автоматика и телемеханика» [16]. Согласно определению А. М. Летова синтез закона управления представляет собой функцию координат состояния объекта, полученную на основе математического анализа, исходя из единых требований к качеству переходного процесса в форме минимуму оптимизирующего функционала [9, 15, 17–21].

В работах [21, 22] А. А. Колесникова предлагается перейти от переменных в пространстве состояний к управлению агрегатными макропеременными в виде функций фазовых координат и параметров обратных связей. Численный метод структурно-параметрического синтеза регулятора, описанный в работах [20, 24], основан на построении множества функциональных зависимостей управления от координат пространства состояний и поиске оптимального решения с помощью генетического алгоритма. Отличительной особенностью подхода от задач вариационного оптимального управления является учет в постановке задачи всех свойств синтезированного управления.

Оптимизация, основанная на ЛП_τ-последовательности [25–27], позволяет решать задачи поиска оптимальных как параметров и режимов работы, так и синтеза систем управления. Адаптивный метод исследования пространства параметров, в основе которого лежит корректное определение допустимого множества решений использует в процессе поиска решения необходимые и достаточные условия оптимальности, что обеспечивает равномерное зондирование пространства параметров, учет множества критериев и принятие решения из множества Парета.

Под устойчивостью системы автоматического управления с ПИД-регулятором понимается способность системы возвращаться к слежению за уставкой после прекращения внешних воздействий. При этом под

внешними воздействиями следует понимать не только любые возмущения, действующие на объект, но и шумы измерений, нестабильность уставки, шумы дискретизации и квантования и т. д. В производственных условиях попытки добиться устойчивости экспериментальным путем без идентификации объекта управления невозможно, поэтому практический интерес представляет анализ запасов устойчивости:

- запас по усилению – величина, на которую необходимо умножить передаточную функцию разомкнутой системы (состоящей из контроллера $R(p)$ и объекта управления $W(p)$), чтобы ее модуль на частоте сдвига фаз 180° стал равен 1:

$$L_3 = \frac{1}{|L(\omega_\pi)|} = \frac{1}{|R(j\omega_\pi)W(j\omega_\pi)|} = 2 \div 5;$$

- запас по фазе (минимальная величина $\varphi_{\text{зап}}$, на которую необходимо увеличить фазовый сдвиг в разомкнутой системе, чтобы суммарный фазовый сдвиг достиг 180°):

$$\varphi_3 = \pi + \varphi(\omega_c) = \pi + \arg(R(j\omega_c)W(j\omega_c)) = 30^\circ \dots 60^\circ;$$

- запас устойчивости – минимальное расстояние от кривой годографа частотной передаточной функции до точки $(-1; j0)$:

$$s_3 = 0.5 \div 0.8;$$

- запас по задержке – минимальная задержка, при добавлении которой контур не теряет устойчивость. Используется в случае, если годограф АФЧХ несколько раз пересекает ось действительных чисел. Для характеристики запасов выбирают точку, наиболее близко расположенную к $(-1; j0)$.

Для приведения переходного процесса к оптимальному виду следует руководствоваться правилами:

- увеличение значения пропорционального канала регулирования приводит к увеличению быстродействия системы, но снижает запас устойчивости;

- уменьшение интегральной составляющей регулятора приводит к ускорению процесса ликвидации ошибки регулирования, а также сокращению запаса устойчивости;

- увеличение дифференциального канала регулирования увеличивает запас устойчивости и быстродействие системы.

Недостатком всех экспериментальных методик настройки регуляторов является неполнота информации о запасе устойчивости (с помощью критериев, позволяющих судить о том, как далеко находится система от состояния неустойчивости) и робастности системы, что является особенно актуальным для обеспечения надежности работы регулятора и всей системы в целом.

Высокая чувствительность АСР с ПИД-регулятором к отклонению от оптимальных значений каналов требует обоснованного выбора критерия точности регулирования и надежности ПИД-регулятора.

В нефтехимическом производстве приняты следующие критерии качества переходного процесса [8]:

- динамическая ошибка, значение которой не должно превышать заданной величины:

$$\varepsilon(t) = y_{уст} - y(t) = \Phi_x(p) \Big|_{p=0} \cdot y_3(t) + \frac{d\Phi_x(p)}{dp} \Big|_{p=0} \cdot y_3(t) + \frac{d^2\Phi_x(p)}{dp^2} \Big|_{p=0} \cdot y_3(t) + \dots,$$

где $\Phi_x(p)$ – передаточная функция по ошибке;

- колебательность не должна превышать значения для нефтехимических технологических процессов $1,1 \div 1,5$ % для обеспечения монотонных апериодических переходных процессов в системе:

$$\sigma = \left(\frac{y_{\max} - y_{уст}}{y_{уст}} \right) \cdot 100\% ;$$

- площадь под кривой разгона или вторая интегральная оценка должна быть минимальна при условии $\sigma < 5 \div 10$ % :

$$I_2 = \int_0^{\infty} \varepsilon^2(t) dt = \frac{1}{2c_0^2 \Delta} (B_m \Delta_m + B_{m-1} \Delta_{m-1} + \dots + B_1 \Delta_1 + B_0 \Delta_0 - b_m b_{m-1} \Delta),$$

где $\Delta = \begin{vmatrix} c_n & -c_{n-2} & c_{n-4} & -c_{n-6} & \dots & 0 \\ 0 & c_{n-1} & -c_{n-3} & c_{n-5} & \dots & 0 \\ 0 & -c_n & c_{n-2} & -c_{n-4} & \dots & 0 \\ 0 & 0 & -c_{n-1} & c_{n-3} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & c_1 \end{vmatrix}$ – матрица, составленная из

коэффициентов при производных от выходной величины $y(t)$:

$$(c_0 p^n + c_1 p^{n-1} + \dots + c_{n-1} p + c_n) \cdot y(t) = (b_0 p^m + b_1 p^{m-1} + \dots + b_{m-1} p + b_m) \cdot x(t).$$

Определители Δ_k получаются из исходной матрицы Δ путем замены столбца с номером $m - k + 1$ на матрицу-столбец $(c_{n-1} \ c_n \ 0 \ \dots \ 0)^T$ для $k = m, \dots, 0$.

Коэффициенты B_i при производных от входного сигнала определяются по формулам

$$\begin{aligned} B_m &= b_m^2, \quad B_{m-1} = b_{m-1}^2 - 2b_m b_{m-2}, \\ B_{m-2} &= b_{m-2}^2 - 2b_{m-1} b_{m-3} + 2b_m b_{m-4}, \dots, \\ B_k &= b_k^2 - 2b_{k+1} b_{k-1} + 2b_{k+2} b_{k-2} - \dots + (-1)^k 2b_m b_{kk-m}, \dots, \quad B_0 = b_0^2. \end{aligned}$$

Приведенные формулы применимы, если выполняется условие $n > m + 1$.

Интегральный критерий I_2 прямо пропорционален интегральной составляющей T_u регулятора и обратно пропорционален пропорциональной k_n , увеличение последней (k_n) для постоянного значения составляющей дифференциального канала T_d соответствует уменьшению T_u .

2.1. ЗАДАЧА СИНТЕЗА РЕГУЛЯТОРОВ

При исследовании системы автоматического управления обычно решают одну из следующих задач: синтеза или анализа. При анализе структура и параметры АСР известны, требуется определить поведение в заданных условиях. Во втором случае для заданного объекта управления требуется построить управляющее устройство, которое обеспечит требуемые значения показателей качества.

В задачу синтеза входит выбор структуры и параметров управляющего устройства (регулятора), при которых АСР будет устойчива, иметь необходимую точность воспроизведения задающего воздействия и качество переходного процесса.

Основными этапами решения задачи синтеза управляющих устройств являются:

1) формулировка технического задания на проектирование на основе анализа возможных режимов АСР (установившихся и переходных), воз-

мушающихся воздействий, необходимой точности, ограничений на управляющие и регулируемые параметры, времени работы и др. Разрабатывается функциональная схема АСР, выбирается тип исполнительных, усилительных, измерительных устройств, вид используемой энергии и т. д.;

2) проектирование структуры управляющего устройства на основе следующих требований к качеству:

- статическая ошибка при подаче на вход АСР единичного ступенчатого воздействия не должна превышать допустимого значения или быть равной нулю;
- максимальное перерегулирование σ_{\max} в системе не должно превышать допускаемого перерегулирования $\sigma_{\text{доп}}$;
- время переходного процесса $\tau_{\text{пт}}$ не должно превышать допускаемого значения;
- максимальное ускорение выходной переменной при заданных условиях не должно превышать допустимого значения и т. д.

Область допустимых значений прямых показателей качества регулирования для наглядности представляют в виде «коробочки Солодовникова» [14] (рис. 34);

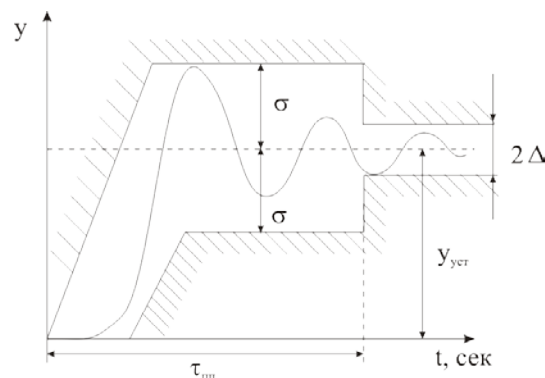


Рис. 34. Область допустимых значений показателей переходной характеристики

3) расчет параметров управляющего устройства с использованием либо методов, направленных на обеспечение требований к качеству регулирования, либо метода подбора, при котором оператор системы должен как можно точнее соответствовать желаемому оператору;

4) анализ устойчивости АСР с учетом вычисленных на третьем шаге значений параметров регулятора и проверка соответствия скорректированной системы требованиям, сформулированным в техническом задании. В случае неудовлетворительного результата возвращаемся ко второму и третьему шагам;

5) аппаратная реализация устройства управления, т. е. разработка принципиальной схемы в соответствии с выбранной структурой и рассчитанными параметрами;

б) испытания синтезированной АСР.

На рис. 35 показаны переходные характеристики некоторого технологического объекта (О) и систем регулирования, построенных на его основе и реализующих один из типовых алгоритмов регулирования (П, И, ПИ, ПД, ПИД). Диаграммы изменения выходного сигнала получены в ответ на единичное ступенчатое воздействие, настройки каналов регулирования назначались таким образом, чтобы обеспечить одинаковый запас устойчивости.

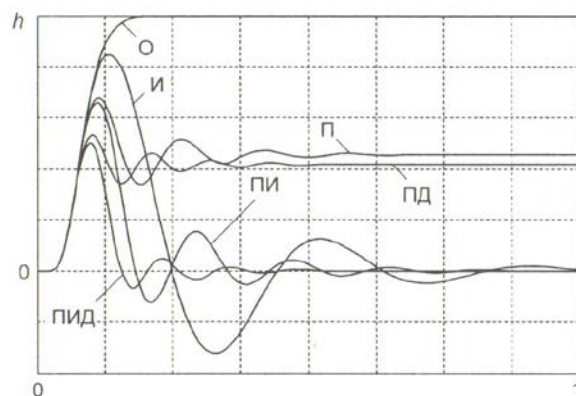


Рис. 35. Переходные процессы в объекте и в системе «объект – регулятор»

По результатам анализа графиков переходных характеристик следует отметить, что:

- наибольшее время переходного процесса и перерегулирование в системе с И-регулятором;
- наименьшее время переходного процесса в системах с П- и ПД-регулятором, но в обоих случаях присутствует статическая ошибка;
- время переходного процесса и перерегулирование в системе с ПИ-регулятором больше, чем с ПИД-регулятором, на 25–30 %.

2.2. АНАЛИЗ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ДАВЛЕНИЯ В РЕСИВЕРЕ

Для анализа АСР давления в ресивере воспользуемся приложением Simulink специализированного программного продукта для математического моделирования динамических систем MATLAB. В соответствии с функциональной схемой (см. рис. 29) составим структурную схему АСР (рис. 36).

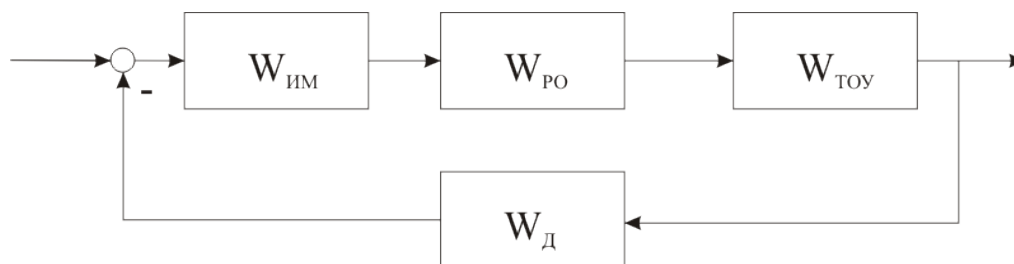



Рис. 36. Структурно-математическая АСР давления в ресивере

По исходным данным (технические характеристики средств автоматизации) для изучаемой системы автоматического регулирования давления определены передаточные функции исполнительного механизма и датчика, передаточная функция технологического объекта управления получена в результате идентификации (раздел 1.3.7):

$$W_{ИМ}(p) = \frac{6}{0.026p^2 + 0.33p + 1}; \quad W_{РО}(p) = 1,1;$$

$$W_{Д}(p) = 0.08; \quad W_{ТОУ}(p) = \frac{1.0964 \cdot e^{-2.3p}}{(7.04p + 1)^3}.$$

С помощью команды **File/New/Model** либо кнопки  на панели инструментов создаем новую модель. Далее из соответствующих разделов библиотеки Simulink Library (рис. 37) программы MATLAB R2013b добавляем необходимые блоки для составления структурно-математической схемы, указав курсором требуемый блок, зажимаем левую клавишу мыши и перемещаем его в созданное окно.

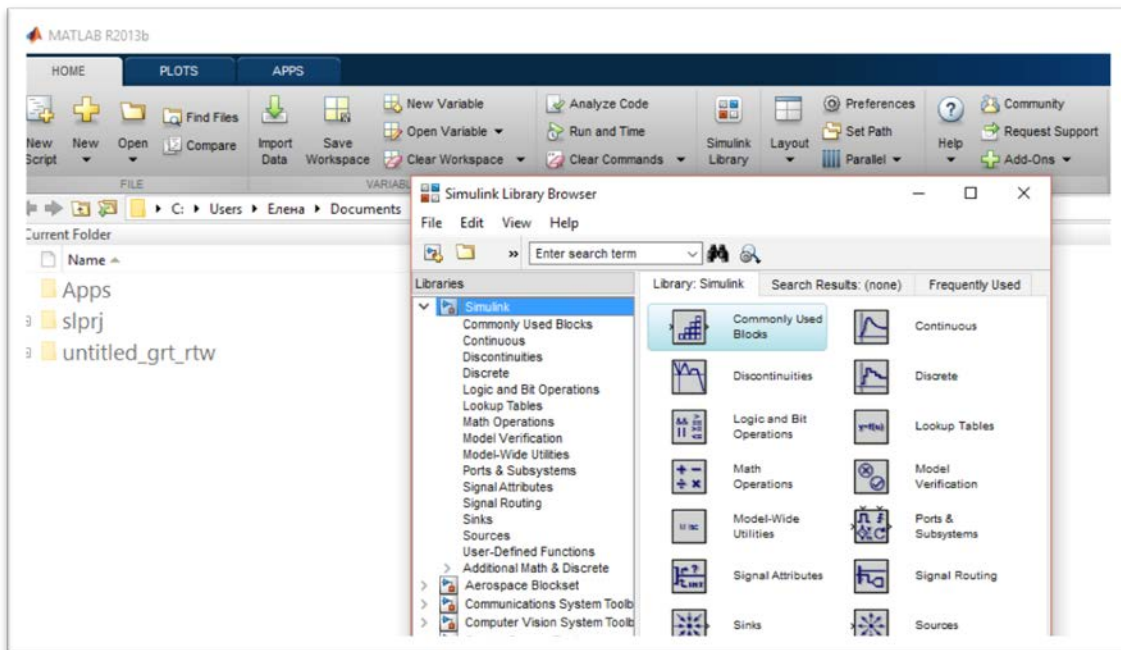


Рис. 37. Открытие библиотеки блоков Simulink Library

Соединив элементы АСР и изменив параметры динамических звеньев в соответствии со структурной схемой, показанной на рис. 36, получим структурно-математическую схему автоматизированной системы регулирования давления в ресивере в обозначениях Simulink (рис. 38).

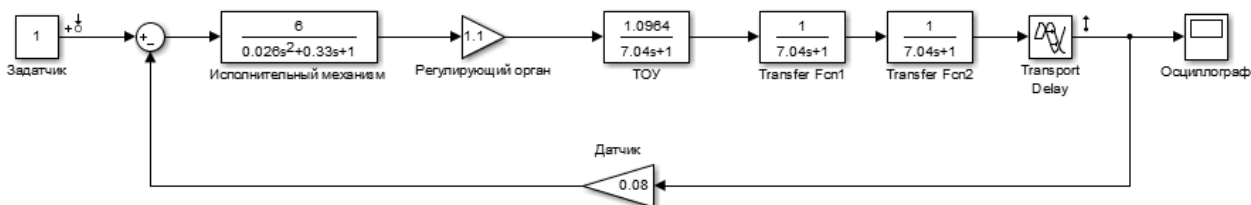


Рис. 38. Структурно-математическая схема АСР давления в ресивере

Сохранить модель в буфере обмена для размещения в отчете или другом текстовом документе возможно, выполнив следующие действия: **Edit/Copy Current View to Clipboard/Metafile**. Затем с помощью сочетания кнопок клавиатуры **Ctrl + V** вставляем модель в текстовый документ.

Построим переходную характеристику данной системы и определим показатели качества переходного процесса. Установив точки «отбора» сигнала в соответствии с рис. 38, выполняем команду **Run**, для того чтобы запустить процесс моделирования. По команде **Analysis/Control De-**

sign/Linear Analysis (рис. 39) выводится рабочее окно с перечнем частотных и временных характеристик динамического объекта.

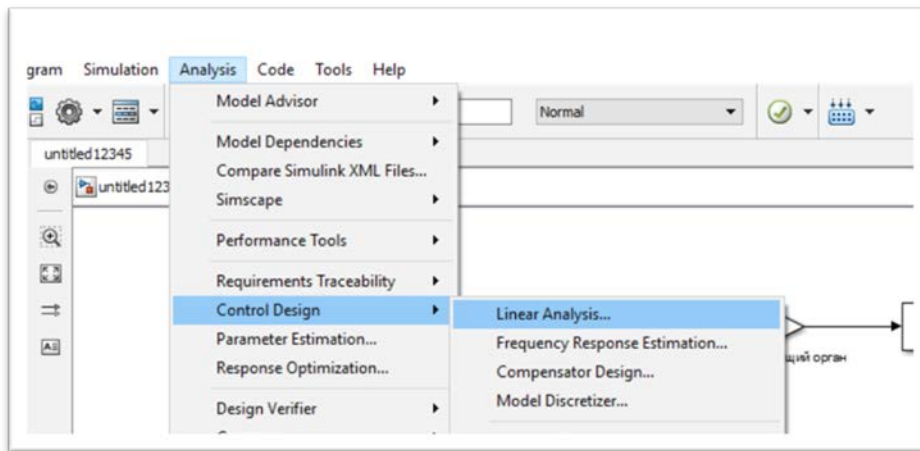


Рис. 39. Процедура построения характеристик АСР

Важно помнить, что построение переходной характеристики осуществляется для системы, охваченной отрицательной обратной связью, а частотные характеристики строятся, когда обратная связь разорвана.

Для разрыва отрицательной обратной связи в модели перед осциллографом на линии связи вместо значка «выход» Output Measurement выбираем **Linear Analysis Point / Open-loop Output** (рис. 40).

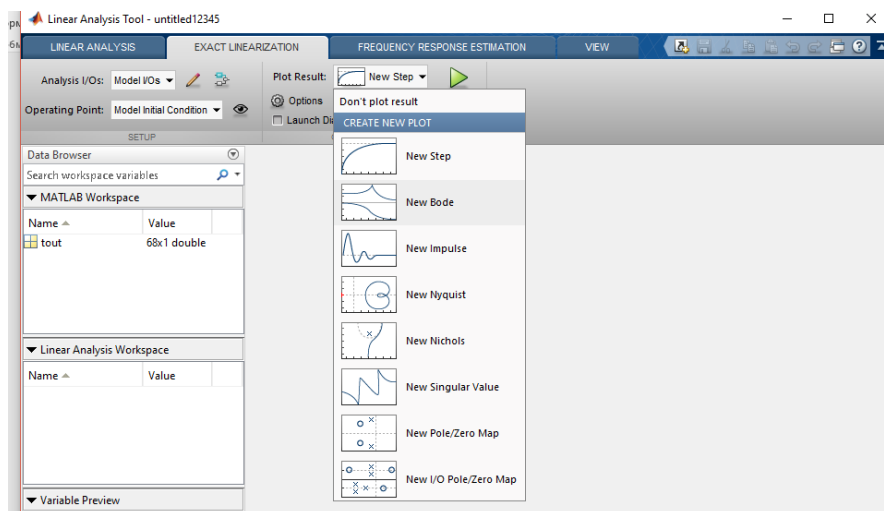


Рис. 40. Окно Linear Analysis Tool

Определим по переходной характеристике (рис. 41) значения показателей качества управления рассматриваемой модели АСР при подаче на

вход единичного ступенчатого воздействия, полученные в результате моделирования:

- характер переходного процесса – монотонный апериодический;
- время нарастания (Rise time) – 16.5 с;
- время переходного процесса (Setting time) – 50.1 с;
- установившееся значение выходной величины (Final value) – 4.58;
- пиковая амплитуда (Peak amplitude) – 4.9;
- перерегулирование (Overshoot) – 7.02 %;
- абсолютное значение статической ошибки – 3.58.

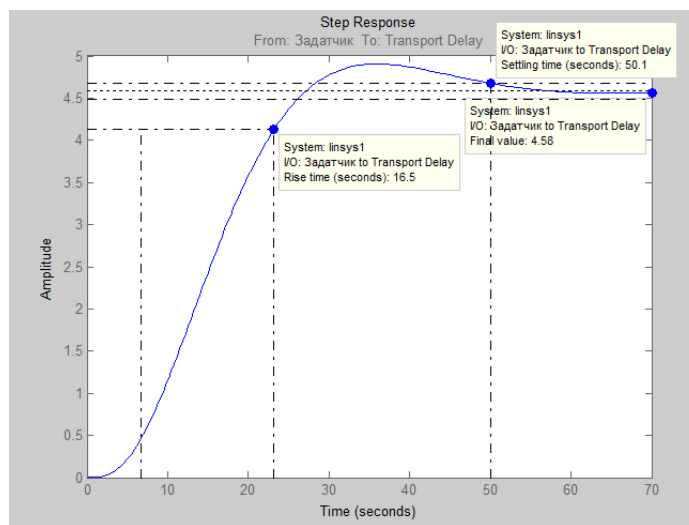


Рис. 41. Переходная характеристика АСР до оптимизации системы

Построение частотных характеристик ЛАХ, ЛФХ и АФЧХ происходит аналогично по вышеописанному алгоритму. Дополнительными показателями качества являются значения запасов устойчивости. Запасы устойчивости по фазе и амплитуде для АСР давления в ресивере оценим по логарифмическим частотным характеристикам (рис. 42, а).

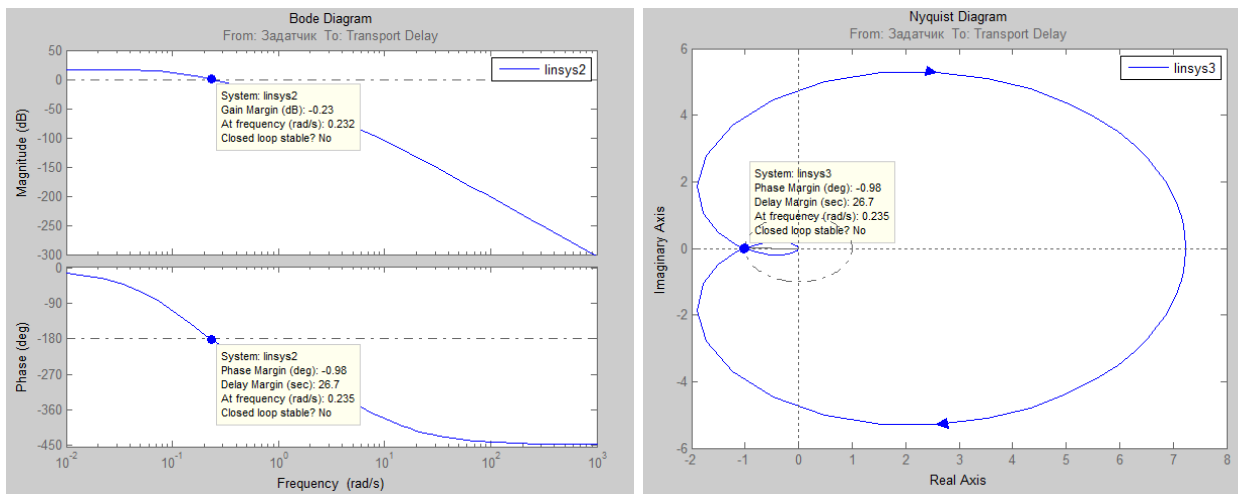
Приложение Simulink автоматически рассчитывает значения запасов устойчивости, которые для исследуемой АСР составят:

- по амплитуде (Gain Margin) – минус 0.23 дБ;
- по фазе (Phase Margin) – минус 0.98°.

Разомкнутая система не устойчива по критерию Найквиста.

Для обеспечения удовлетворительной работы АСР требуется привести систему к устойчивому состоянию, а также обеспечить запас по амплитуде не менее 10 дБ и запас по фазе от 30 ° до 80°, перерегулирование

не более 10 %, а абсолютное значение статической ошибки должно стремиться к нулю.



a

б

Рис. 42. Частотные характеристики разомкнутой АСР давления:

a – логарифмические частотные характеристики; *б* – годограф Найквиста

АФЧХ разомкнутой АСР (рис. 42, *б*) используются как для дополнительной оценки устойчивости АСР по частотному критерию Найквиста, так и для анализа запасов устойчивости, а именно чем больше значения $\Delta\varphi(\omega_c)$ и $\Delta L(\omega_\pi)$, тем дальше на комплексной плоскости АФЧХ расположена от точки $(-1, j0)$.

Выполнив анализ АСР давления в ресивере, можно убедиться, что она не соответствует требованиям для удовлетворительной работы системы. Система не устойчива, присутствуют большая статическая ошибка, перерегулирование, требуется обеспечить запас по амплитуде и уменьшить время переходного процесса.

2.3. СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА АСР

Задача синтеза регулятора АСР заключается в определении структуры и параметров управляющего устройства (регулятора) в виде математического описания для заданных объектов управления, требований к точности и качеству управления и условий работы, включая характеристики внешних воздействий, требования к надежности, весу, габаритам, потребляемой мощности и т. д.

Задача синтеза обычно является задачей нахождения оптимального значения выходного параметра, поскольку требуется создать устройство, наилучшим образом удовлетворяющее требованиям по устойчивости и качеству. Однако большое число требований и их разнообразие, как правило, не дают возможности объединить их в одном критерии оптимальности и решить задачу синтеза как математическую задачу нахождение экстремума для этого критерия.

ПИД-регулятор относится к наиболее распространенному типу регуляторов. Более 90 % устройств управления используют ПИД-закон регулирования, что объясняется его пригодностью для большинства практических задач [28]. Применительно к АСР нефтепереработки и нефтехимии ПИД-закон регулирования позволяет компенсировать колебания основных технологических параметров (расхода, концентрации, температуры, давления) более точно во всем диапазоне изменения рабочих характеристик аппаратов, установок и т. д. Недостатком ПИД-алгоритма является сложность настройки параметров, что объясняется чувствительностью АСР к отклонению оптимума и невозможностью реализации пошаговой настройки для получения заданного вида переходного процесса.

2.3.1. Выбор типа регулятора

В химической технологии широко распространены непрерывные законы регулирования: пропорциональный, пропорционально-интегральный, пропорционально-интегрально-дифференциальный. При выборе закона регулирования следует принимать во внимание следующие соображения [14, 28–32]:

1) П-регуляторы применяются для управления объектами с самовыравниванием (или устойчивый объект, если после кратковременного внешнего воздействия его состояние с течением времени возвращается в исходное состояние) или без самовыравнивания (к этой категории объектов управления относят как неустойчивые объекты, сигнал на выходе которых после окончания внешнего воздействия продолжает изменяться, удаляясь от первоначального состояния, так и нейтральные объекты, которые после окончания внешнего воздействия стабилизируются в некотором состоянии равновесия, отличном от исходного) при небольших изме-

нениях нагрузки, если технологическим регламентом допускается остаточное отклонение от заданного значения (статическая ошибка);

2) И-регуляторы нельзя использовать на объектах без самовыравнивания, так как система будет неустойчивой. Поскольку быстродействие И-регулятора невелико, самовыравнивание объекта должно быть значительным, запаздывание небольшим, а изменения нагрузок плавными;

3) ПИ-регуляторы применяют для регулирования как устойчивых, так и нейтральных объектов при больших, но плавных изменениях нагрузок, когда требуется высокая точность регулирования в статическом режиме;

4) ПД-регуляторы и ПИД-регуляторы обеспечивают относительно высокое качество регулирования объектов, обладающих большим переходным запаздыванием (например, теплообменные и массообменные аппараты), а также в тех случаях, когда нагрузка в объектах регулирования изменяется часто и быстро.

Таким образом, при выборе закона регулирования следует учитывать динамические свойства объекта управления, величину и характер возмущающих воздействий, а также заданные показатели качества управления. В соответствии с технологическими требованиями в качестве заданного переходного процесса выбирают один из трех типовых:

- апериодический с минимальным временем переходного процесса $t_{\text{пн}} \rightarrow \min$;
- с 20%-м перерегулированием и минимальным временем первого полупериода колебаний;
- с минимальным значением интеграла от квадрата ошибки $I_2 \rightarrow \min$.

Переходный процесс в системе управления зависит от свойств химико-технологического объекта, характера, величины и места приложения возмущающих воздействий, от закона регулирования и параметров регулятора.

Предварительным критерием выбора структуры управляющего устройства и закона регулирования может служить величина отношения времени запаздывания и постоянной времени объекта: $\tau_{\text{зап}} / T_0$, где T_0 – постоянная времени, характеризующая инерционность объекта управления. Для нейтральных объектов рассматривается соотношение $\tau_{\text{зап}} / T_a$, где T_a – постоянная времени интегрирования объекта.

В зависимости от значения величины $\tau_{\text{зап}}/T_0$ рекомендуется:

- если $\tau_{\text{зап}}/T_0 < 1$, то удовлетворительное качество управления можно достигнуть, используя одноконтурную систему регулирования;
- если $\tau_{\text{зап}}/T_0 < 0.2$ и в системе наблюдаются небольшие изменения нагрузок, то оптимальным будет применение регулятора релейного действия;
- если $\tau_{\text{зап}}/T_0 > 0.2$, то лучшее качество регулирования обеспечивают регуляторы непрерывного действия, причем с ростом соотношения $\tau_{\text{зап}}/T_0$ необходимо выбирать более сложные законы: $П \rightarrow ПИ \rightarrow ПИД$;
- если $\tau_{\text{зап}}/T_0 > 1$, то следует использовать многоконтурные системы регулирования.

2.3.2. Аналитическая настройка каналов регулирования

В настоящее время еще отсутствует единый метод расчета параметров регулятора для контура регулирования. Однако наиболее известными методами настройки параметров регуляторов являются: эмпирический метод Циглера – Никольса (метод незатухающих колебаний), метод затухающих колебаний, метод Куна, метод Шеделя и др. Каждый из рассмотренных методов имеет достоинства и недостатки и применяется при определенных требованиях к системе регулирования [14, 33].

Для ориентировочной оценки параметров настройки регуляторов можно воспользоваться приближенными формулами, если динамические свойства объекта (или системы) заданы его переходной характеристикой по каналу регулирующего воздействия.

По переходной характеристике (рис. 43, а, б) статического объекта определяют следующие параметры: время запаздывания $\tau_{\text{зап}}$, постоянную времени T_0 и коэффициент усиления технологического объекта K или всей системы в целом.

По переходной характеристике (рис. 43, в, г) астатического объекта определяют следующие значения параметров: время запаздывания $\tau_{\text{зап}}$, постоянную времени интегрирования объекта T_0 .

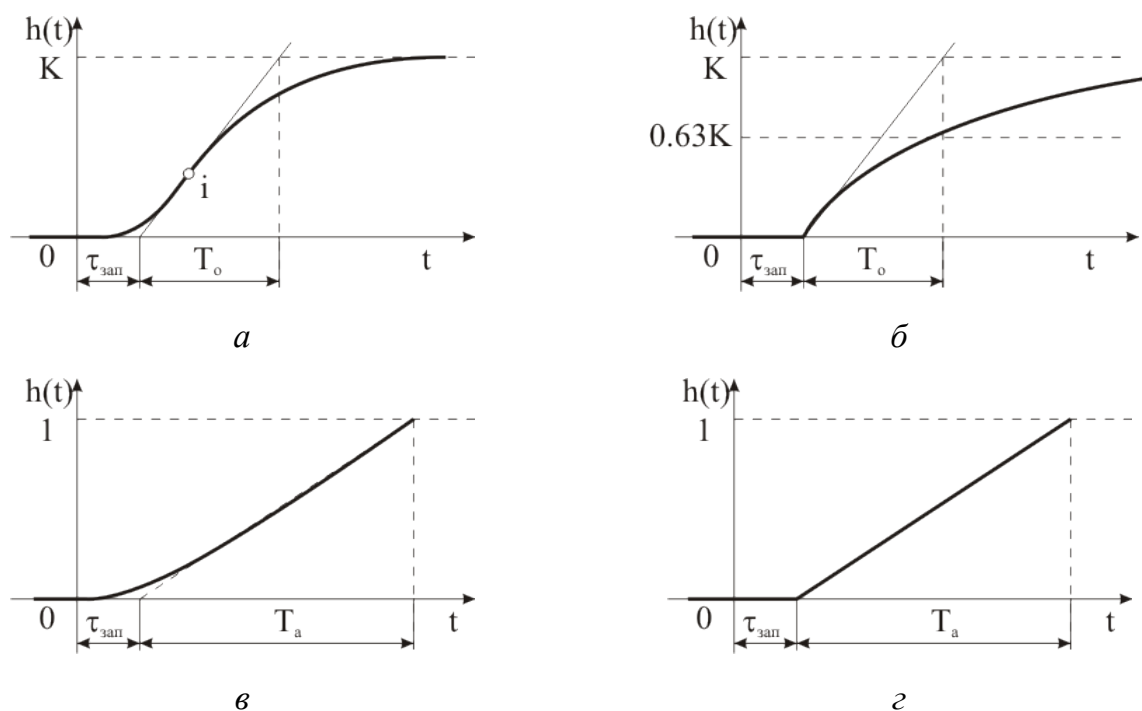


Рис. 43. Переходные характеристики:

а – устойчивого многоемкостного объекта с запаздыванием; *б* – упрощенной модели устойчивого многоемкостного объекта с запаздыванием (в виде последовательного соединения звена запаздывания и статического звена первого порядка); *в* – нейтрального многоемкостного объекта с запаздыванием; *г* – упрощенной модели нейтрального многоемкостного объекта с запаздыванием (в виде последовательного соединения звена запаздывания и идеального интегрирующего звена)

Приближенные параметры настройки непрерывных П-, ПИ- и ПИД-регуляторов для статических и астатических объектов, позволяющих получить один из трех типовых процессов регулирования, представлены в табл. 4 и 5 соответственно. Передаточная функция ПИД-регулятора определяется по формуле

$$W_p(p) = K_p + \frac{1}{T_0 p} + T_d p = K_p \left(1 + \frac{1}{T_{II} p} + T_{II} p \right),$$

где K_p – коэффициент усиления; T_0 – постоянная интегрирования; T_d – постоянная дифференцирования. Параметрами настройки ПИД-регулятора являются K_p , время изодрома T_{II} и время предварения T_{II} .

Зависимости для расчета настроек регуляторов на статических объектах [14]

Регулятор	Типовой оптимальный процесс регулирования		
	Апериодический переходный процесс $t_{\text{шт}} \rightarrow \min$	20%-е перерегулирование	Второй интегральный показатель качества $I_2 \rightarrow \min$
П	$K_0 K_p = 0.3 \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$;	$K_0 K_p = 0.7 \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$;	$K_0 K_p = 0.9 \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$;
ПИ	$K_0 K_p = 0.6 \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$; $T_I = 0.6 T_0$	$K_0 K_p = 0.7 \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$; $T_I = 0.7 T_0$	$K_0 K_p = \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$; $T_I = T_0$
ПИД	$K_0 K_p = 0.95 \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$; $T_I = 2.4 \tau_{\text{зап}}$; $T_{II} = 0.4 \tau_{\text{зап}}$	$K_0 K_p = 1.2 \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$; $T_I = 2.0 \tau_{\text{зап}}$; $T_{II} = 0.4 \tau_{\text{зап}}$	$K_0 K_p = 1.4 \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$; $T_I = 1.3 \tau_{\text{зап}}$; $T_{II} = 0.5 \tau_{\text{зап}}$

Таблица 5

Зависимости для расчета настроек регуляторов на астатических объектах [14]

Регулятор	Типовой оптимальный процесс регулирования		
	Апериодический переходный процесс $t_{\text{шт}} \rightarrow \min$	20%-е перерегулирование	Второй интегральный показатель качества $I_2 \rightarrow \min$
П	$K_p = 0.4 \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$;	$K_p = 0.7 \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$;	$K_0 K_p = 0.9 \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$;
ПИ	$K_p = 0.4 \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$; $T_I = 6 \tau_{\text{зап}}$	$K_p = 0.7 \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$; $T_I = 3 \tau_{\text{зап}}$	$K_0 K_p = \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$; $T_I = T_0$
ПИД	$K_p = 0.6 \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$; $T_I = 5 \tau_{\text{зап}}$; $T_{II} = 0.2 \tau_{\text{зап}}$	$K_p = 1.1 \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$; $T_I = 2.0 \tau_{\text{зап}}$; $T_{II} = 0.4 \tau_{\text{зап}}$	$K_p = 1.4 \frac{T_0}{\tau_{\text{зап}}}$; $T_I = 1.6 \tau_{\text{зап}}$; $T_{II} = 0.5 \tau_{\text{зап}}$

Исследуемая АСР давления в ресивере является статической. Для расчета параметров воспользуемся графиками переходных процессов, представленными на рис. 41 и 43.

В результате определяем следующие значения:

$$K_{исх} = 4.38, \tau_{зап} = 4.07, T_0 = 19.63.$$

Соотношение $\tau_{зап}/T_0$ равно 0.21. Таким образом, в соответствии с рекомендациями по выбору структуры регулятора наиболее подходящим с точки зрения качества процесса управления является ПИ-регулятор (рис. 44).

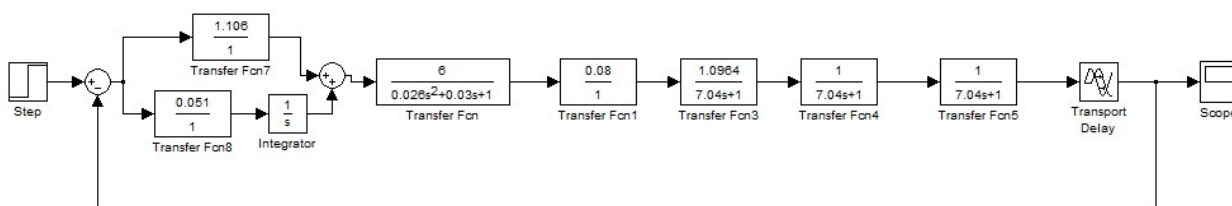


Рис. 44. АСР давления в ресивере с ПИ-регулятором

В соответствии с зависимостями из табл. 4 для каждого из критериев оптимальности рассчитаем значения настроечных коэффициентов ПИ-регулятора, численные значения представлены в табл. 6.

Таблица 6

Настроечные коэффициенты каналов регулирования ПИ-регулятора для исследуемой АСР

ПИ-регулятор	Типовой оптимальный процесс регулирования		
	Апериодический переходный процесс $t_{ПП} \rightarrow \min$	20%-е перерегулирование	Второй интегральный показатель качества $I_2 \rightarrow \min$
K_p	0.660	0.770	1.106
T_u	11.780	13.741	19.630

Переходные характеристики системы с настроенными параметрами для различных критериев качества регулирования показаны на рис. 45.

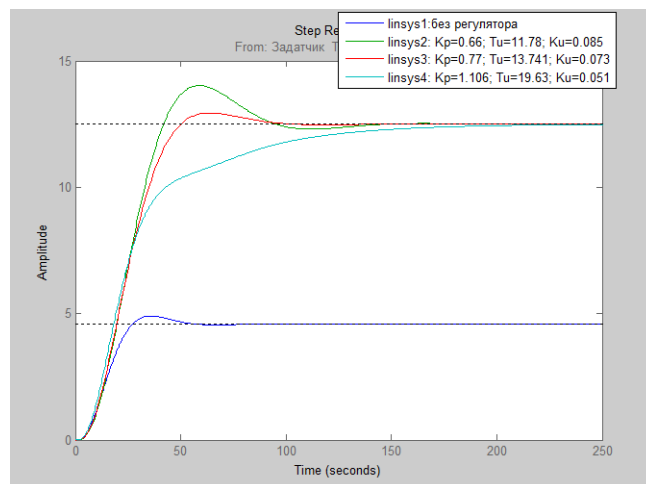


Рис. 45. Кривые разгона АСР давления с настроенными каналами ПИ-регулятора

Для проведения сравнительного анализа значения показателей качества регулирования сведены в табл. 7.

Таблица 7

Показатели качества АСР с настроенным ПИ-регулятором

ПИ-регулятор	Типовой оптимальный процесс регулирования		
	Апериодический переходный процесс $t_{\text{ПН}} \rightarrow \min$	20%-е перерегулирование	Второй интегральный показатель качества $I_2 \rightarrow \min$
Характер переходного процесса	Колебательный аperiodический	Колебательный аperiodический	Апериодический
Время нарастания, с (Rise time)	26.1	30	70.9
Время переходного процесса, с (Setting time)	87.8	79.4	147
Установившееся значение выходной величины (Final value)	12.5	12.5	12.5
Пиковая амплитуда (Peak amplitude)	14.01	12.9	12.5
Перерегулирование, % (Overshoot)	12.2	3.51	0

ПИ-регулятор	Типовой оптимальный процесс регулирования		
	Апериодический переходный процесс $t_{\text{ПП}} \rightarrow \min$	20%-е перерегулирование	Второй интегральный показатель качества $I_2 \rightarrow \min$
Абсолютное значение статической ошибки	11.5	11.5	11.5
Запас по фазе, deg	-22.9	-18	-15.5
Запас по амплитуде, dB	-7.12	-5.25	-4.12

Таким образом, в АСР давления в ресивере с ПИ-регулятором наблюдается монотонный переходный процесс, длительность которого увеличилась по сравнению с исходной системой. Значения настроечных коэффициентов, полученные для третьего критерия оптимальности (табл. 7), т. е. минимизации второго интегрального показателя качества, позволили нивелировать колебательные свойства системы, но при этом быстродействие системы ухудшилось.

2.3.3. Настройка каналов регулирования для обеспечения заданных значений запасов устойчивости

Описанный в разделе 2.3.1 алгоритм приближенной настройки каналов ПИД-регулятора является теоретическим и не учитывает особенностей, порождаемых реальными условиями эксплуатации и технической реализации, в частности:

- конечный диапазон измерений физических переменных, например ограниченная пропускная способность клапана;
- в ряде случаев отсутствие возможности изменения знака управляющего воздействия, например реверсивный ход присутствует не во всех двигателях;
- ограниченная точность измерений вследствие применения численных методов дифференцирования и интегрирования;
- наличие в системе или ее элементах типовых нелинейностей, таких как насыщение, гистерезис, люфт или ограничение;

- технологический разброс и случайные вариации значений параметров регулятора, объекта управления и т. д.

Процесс настройки ПИД-регулятора нефтехимических объектов управления по экспериментальным правилам интуитивен, и попытки настроить регулятор без начального приближенного расчета коэффициентов (раздел 2.3.1) могут оказаться безуспешными. В результате аналитического обзора существующих методик [13, 34, 35] установлено, что методы Циглера – Никольса, Чина, Хронса и Ресвика наиболее приемлемы для промышленных условий.

Начальная приближенная настройка по формулам Циглера – Никольса обеспечивает повышенное значение настроечного коэффициента пропорционального канала регулирования, что упрощает процесс дальнейшей настройки. Зависимости для расчета каналов управления получены исходя из заданного значения декремента затухания ($\xi = 4$), что приводит к длительному переходному процессу и дает возможность подстроить значения параметров. Методы Чина, Хронса и Ресвика обеспечивают больший запас устойчивости, чем метод Цинглера – Никольса, но с меньшим значением пропорционального коэффициента, следовательно, ухудшаются показатели точности управления.

Для обеспечения надежности регулятора, т. е. заданного значения запаса устойчивости, а также робастности системы управления, используются следующие методы:

- распределение корней характеристического уравнения (критерий Е. Г. Дудникова) [11, 12];
- метод импульсной переходной характеристики замкнутого контура (частотный показатель колебательности) [12];
- H_∞ -оптимизация и μ -анализ [10, 35];
- ограничения на функцию чувствительности M_S , M_T [13, 31];
- анализ индекса робастности по передаточной функции замкнутой системы [13].

У каждого из перечисленных методов имеются достоинства и недостатки. В соответствии с поставленной задачей обеспечения надежности регулятора воспользуемся методом, основанным на анализе функций чувствительности M_S и комплементарной чувствительности M_T , рассчитываемых по амплитудно-фазовым характеристикам контура регулирования,

что позволяет наглядно оценить процесс изменения запасов устойчивости и робастности системы.

Передаточная функция реального объекта $W(p)$ изменяется в процессе функционирования на некоторую величину $\Delta W(p)$, например вследствие изменения нагрузки на валу двигателя, старения или износа материала, появления люфта и т. д. Правильно спроектированная система автоматического управления должна сохранять свои показатели качества не только в идеальных условиях, но и в процессе эксплуатации в течение заданного промежутка времени (т. е. быть робастной). Для оценки влияния относительного изменения передаточной функции объекта $\Delta W(p)/W(p)$ на передаточную функцию замкнутой системы $\Phi(p)$ запишем выражение

$$\Phi(p) = \frac{W(p)R(p)}{1 + W(p)R(p)}, \quad (23)$$

выделив передаточную функцию контроллера системы автоматического управления $R(p)$.

Вычислим производную передаточной функции замкнутой системы по передаточной функции объекта управления $W(p)$:

$$\frac{d\Phi(p)}{dW} = \frac{d}{dW} \left(\frac{W \cdot R}{1 + W \cdot R} \right) = \frac{R}{(1 + WR)^2}. \quad (24)$$

Не нарушая общности рассуждений, выразим из формулы (24) полный дифференциал передаточной функции замкнутой системы:

$$d\Phi(p) = \frac{RW}{(1 + WR)^2} \cdot \frac{dW}{W}. \quad (25)$$

Подставив выражение (23) и разделив на $\Phi(p)$ обе части равенства (25), получим зависимость

$$\frac{d\Phi}{\Phi} = \frac{1}{(1 + WR)} \cdot \frac{dW}{W} = S \cdot \frac{dW}{W},$$

где $S = \frac{1}{1+WR}$ – это функция чувствительности или коэффициент, характеризующий влияние относительного изменения передаточной функции объекта управления на передаточную функцию контура регулирования.

Комплементарной функцией чувствительности называется выражение вида

$$T = 1 - S = \frac{RW}{1+WR}. \quad (26)$$

Поскольку обе функции являются частотно зависимыми, то анализ системы автоматического управления с их помощью целесообразно проводить с помощью частотных характеристик. Функции чувствительности позволяют оценить, как изменятся свойства системы после замыкания обратной связи:

$$S = \frac{\Phi}{WR}.$$

Если рассматривать передаточную функцию от входа возмущений d , то показатель будет рассчитываться следующим образом:

$$S = \frac{1}{1+WR}.$$

По виду функции $S(j\omega)$ можно оценить, как изменяется процесс подавления внешних воздействий на систему на разных частотах после замыкания цепи обратной связи. Шумы, лежащие в диапазоне частот, соответствующем $|S(j\omega)| > 1$, будут усиливаться, а в интервале $|S(j\omega)| < 1$ – ослабляться.

Наибольшее усиление внешних воздействий будет наблюдаться на частоте максимума модуля функции чувствительности:

$$M_S = \max_{\infty} (|S(j\omega)|) = \max_{\infty} \left(\left| \frac{1}{1+W(j\omega)R(j\omega)} \right| \right).$$

Максимум чувствительности связан с запасом устойчивости:

$$s_3 = \frac{1}{M_S}.$$

Оценка запаса устойчивости по усилению через максимум функции чувствительности запишется следующим образом:

$$L_3 \geq \frac{M_S}{M_S - 1}.$$

Аналогично, но с более грубыми допущениями, определим оценку запаса по фазе через максимум функции чувствительности:

$$\varphi_3 \geq 2 \arcsin\left(\frac{1}{2M_S}\right).$$

Робастность как способность системы сохранять заданный запас устойчивости при вариации ее параметров, вызванной изменением нагрузки, технологическим разбросом параметров, погрешностью модели и т. д., равнозначна низкой чувствительности запаса устойчивости к вариации параметров объекта.

В случае небольших интервалов изменения параметров операцию дифференцирования передаточной функции с достаточной точностью можно заменить на процедуру вычисления конечной разности. В этом случае будет справедливым утверждение, что малым значениям модуля чувствительности соответствует небольшое влияние изменений параметров на передаточную функцию замкнутой системы и на запас устойчивости.

Для оценки больших изменений параметров объекта воспользуемся выражением

$$W(p) = W_0(p) + \Delta W(p), \quad (27)$$

где $W_0(p)$ – расчетное значение передаточной функции; $\Delta W(p)$ – величина отклонения, при которой система автоматического управления останется устойчивой.

Умножив обе части выражения (27) на передаточную функцию $R(p)$ и используя в качестве запаса устойчивости для невозмущенной системы (до начала процессов, связанных с изменением параметров) расстояние до точки $(-1, j0)$, условие устойчивости системы с отклонением петлевого усиления запишем следующим образом:

$$|R(p)\Delta W(p)| < |1 + R(p)W_0(p)|,$$

откуда

$$|\Delta W(p)| < \frac{|1 + R(p)W_0(p)|}{R(p)} \quad \text{или} \quad \left| \frac{\Delta W(p)}{W_0(p)} \right| < \frac{|1 + R(p)W_0(p)|}{|R(p)W_0(p)|} = \frac{1}{|T|},$$

где T – дополнительная функция чувствительности, рассчитанная по формуле (26).

Проведем расчет настроек исследуемого технологического объекта управления в соответствии с описанной методикой, при этом передаточную функцию ПИД-регулятора запишем следующим образом:

$$W_{рег}(p) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_u p} + \frac{T_d p}{T_f p + 1} \right),$$

где k_p – пропорциональная часть; T_u – постоянная интегрирования;

T_d – постоянная дифференцирования; $T_f = \frac{T_d}{10}$ – постоянная фильтра.

Частотная передаточная функция модели объекта управления, полученной в результате идентификации, запишется следующим образом:

$$W_{ТОУ}(j\omega) = \frac{1.0964 \cdot e^{-2.3j\omega}}{(7.04j\omega + 1)^3}.$$

Для определения качества переходного процесса воспользуемся интегральным показателем, который является компромиссным с точки зрения обеспечения требуемой точности управления и быстродействия системы.

Интегральный критерий пропорционален $\frac{T_i}{k_p}$. Для обеспечения перерегулирования в диапазоне 5–10 % при неизменном значении постоянной дифференцирования T_d увеличению k_p соответствует уменьшение T_i .

2.3.4. Синтез регуляторов для технологических объектов с большим запаздыванием

Для многих технологических процессов: в нефтехимической, металлургической, горной, транспортной и других отраслях промышленности, – характерным признаком является существенное время запаздывания (до нескольких десятков минут) реакции объекта (изменение выходной величины y) на изменение управляющего воздействия u . При определенной величине отношения времени запаздывания объекта $\tau_{\text{зап}}$ к его постоянной времени T , в частности при $\tau_{\text{зап}}/T > 0.5$, эффективность традиционных законов управления (П, ПИ, ПД и ПИД) резко снижается из-за большой статической (П-, ПД-законы) или динамической (И-, ПИ-, ПИД-законы) ошибки, а в некоторых случаях система может потерять устойчивость. В этой связи разработаны специальные (неклассические) законы управления [36–38]:

- пропорционально-интегрально-разностный (ПИР-закон);
- пропорционально-интегральный по предыстории (ПИП-закон).

В отличие от классических законов управления, использующих только информацию об отклонениях управляемой величины y от заданного значения y^* ($\Delta = y^* - y$), для систем управления технологическими объектами с большим запаздыванием используются также априорные сведения.

Рассмотрим особенности синтеза и настройки ПИР-регулятора, который устанавливается параллельно исследуемому объекту (рис. 46).

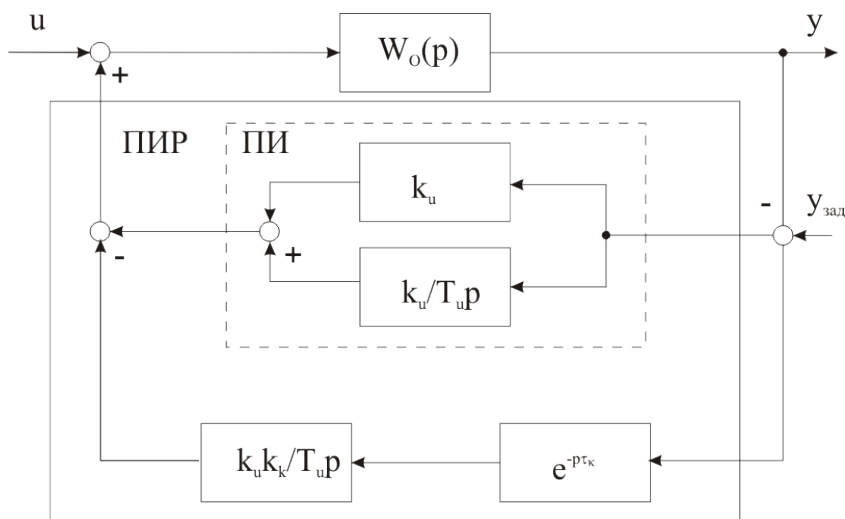


Рис. 46. Структурная схема АСР с ПИР-регулятором

В качестве базового элемента принимается ПИ-регулятор с передаточной функцией

$$W_0(p) = \frac{k_u(T_u p + 1)}{T_u p}. \quad (28)$$

Для сокращения времени переходного процесса $t_{\text{шт}}$ и снижения колебательности скорость нарастания интегральной составляющей управляющего воздействия u должна уменьшаться с течением времени. Этим требованиям отвечает корректирующее звено с передаточной функцией

$$W_k(p) = -\frac{k_u k_k}{T_u p} \cdot e^{-p\tau_k}. \quad (29)$$

Для расчета параметров классического ПИ-регулятора с передаточной функцией (28) воспользуемся зависимостями, представленными в табл. 3 и 4 для статических и астатических объектов управления. Дальнейшее улучшение качества переходного процесса производится путем введения корректирующего звена (29), параметры которого определим путем постановки вычислительного эксперимента.

Структурная схема исследуемой АСР давления, реализованная в среде Simulink MATLAB, показана на рис. 47.

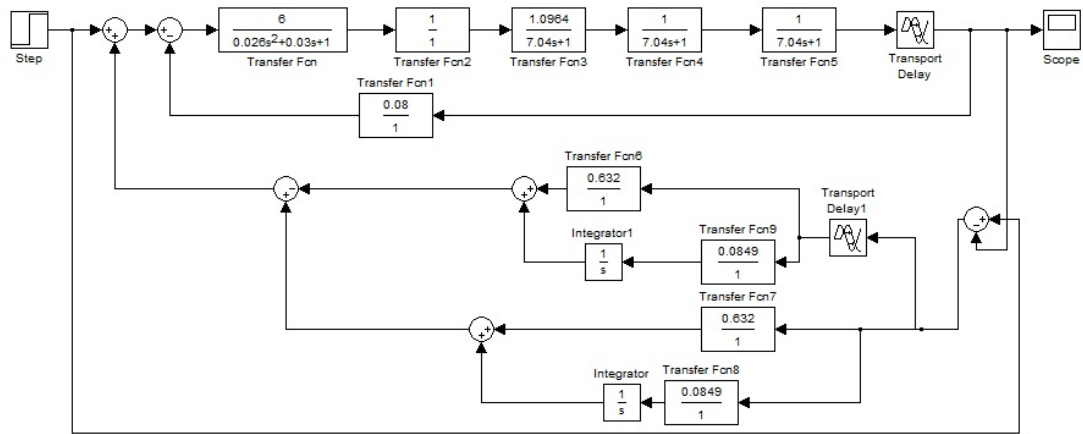


Рис. 47. АСР давления с ПИР-регулятором

В процессе моделирования использованы настройки ПИ-регулятора: $k_u = 0.0849$; $T_u = 11.78$ (табл. 5)), соответствующие худшим значениям показателей качества (табл. 6). В результате численного эксперимента установлено, что корректирующее звено с коэффициентом усиления $k_k = 0.92$ в ПИР-регуляторе позволит получить не только апериодический переходный процесс, но и на 30 % улучшить быстродействие системы.

В случае применения ПИП-регулятора, который располагается последовательно с объектом управления (рис. 48), передаточные функции базового элемента и ПИ-регулятора вычисляются аналогично, как было сделано выше по формуле (29), а корректирующее звено рассчитывается по формуле

$$W_k(p) = -k_u \left(k_1 + \frac{k_2}{T_u p} \right) \cdot W_0(p),$$

где k_1, k_2 – параметры настройки корректирующего звена.

Анализ структурной схемы (рис. 48) показывает, что управляющее воздействие u формируется как алгебраическая сумма двух составляющих: u_6 – базовая составляющая на выходе ПИ-регулятора; u_k – составляющая звеньев параллельной коррекции. Введение составляющей u_k ослабляет пропорциональную и интегральную части базовой составляющей (k_1 и k_2 меньше 1) при $t > \tau_{зап}$. Таким образом, ПИП-регулятор обеспечивает высокий уровень управляющего воздействия $u = u_6$ при $t < \tau_{зап}$ и плавное снижение уровня при $t > \tau_{зап}$ ($u = u_6 - u_k$). В результате улучшается

качество переходного процесса и увеличивается запас устойчивости по амплитуде и фазе по сравнению с классическим ПИ-регулятором. Настройка параметров корректирующего звена k_1 и k_2 осуществляется путем вычислительного эксперимента.

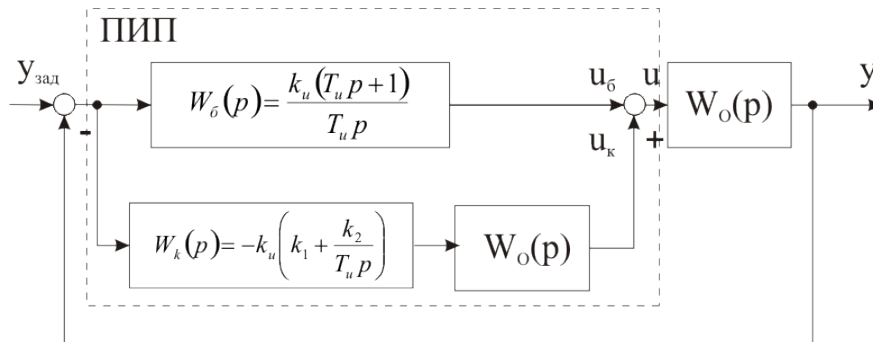


Рис. 48. Структурная схема АСР с ПИП-регулятором

2.3.5. Автоматизированный расчет настроечных коэффициентов регулятора средствами Simulink

Для оптимизации параметров регулятора давления воспользуемся пакетом прикладных программ для построения систем управления Check Step Response Characteristics, который реализует метод динамической оптимизации. Этот инструмент, представляющий собой набор блоков, разработанных для использования с Simulink, автоматически настраивает параметры моделируемых систем, основываясь на определённых пользователем ограничениях на их временные характеристики. Типовой сеанс в среде Simulink с использованием возможностей и блоков Check Step Response Characteristics состоит из ряда стадий.

Очевидно, что статическую ошибку данной системы не получится устранить введением только регулятора в связи с малым коэффициентом передачи датчика обратной связи. Необходимо ввести последовательно с датчиком обратной связи звено, которое обеспечивало бы коэффициент передачи по цепи обратной связи, равный 1, т. е. установить нормирующий преобразователь (рис. 49) с передаточной функцией:

$$K_H \approx \frac{1}{K_D} = \frac{1}{0.08} = 12.5.$$

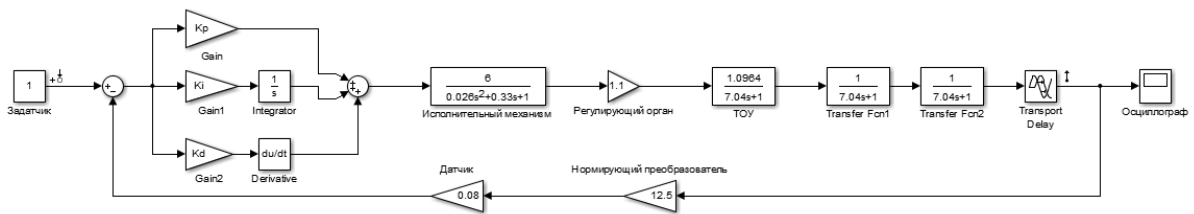


Рис. 49. Структурная схема АСР давления с нормирующим преобразователем

Начальной стадией является создание модели исследуемой системы из стандартных блоков (рис. 50).

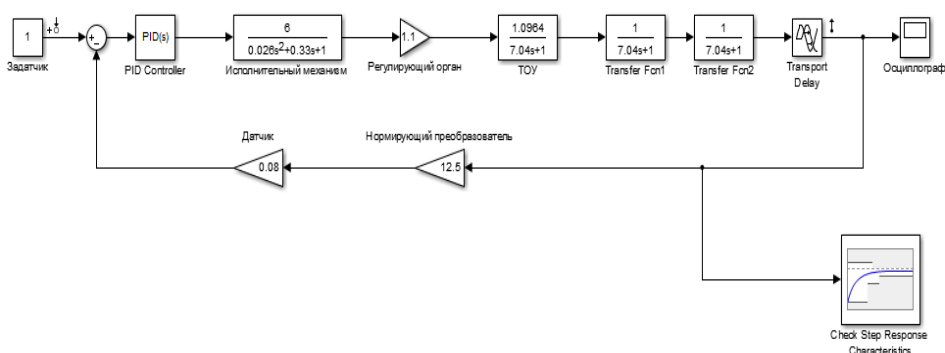


Рис. 50. Схема АСР для определения оптимальных параметров настройки ПИД-регулятора

Вызвав окно блока оптимизации Check Step Response Characteristics, задаем необходимые параметры, подлежащие автоматической настройке (рис. 51):

- перерегулирование (Overshoot) менее 10 %;
- установившееся значение выходной величины (Final value) 1.

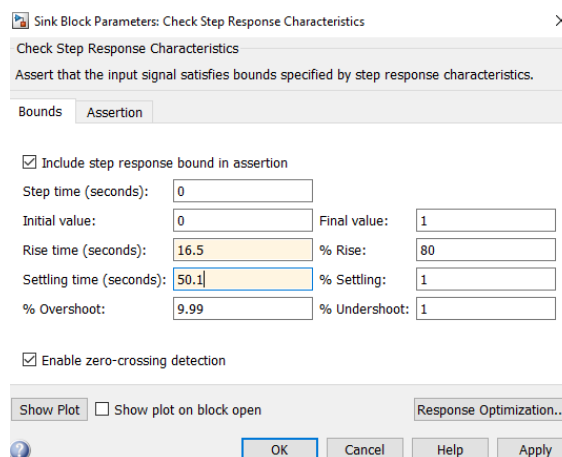


Рис. 51. Окно Check Step Response Characteristics

Кнопка **Show Plot** блока Check Step Response Characteristics вызывает допустимый коридор изменения выходного сигнала (рис. 52) в соответствии с установленными значениями показателей качества управления.

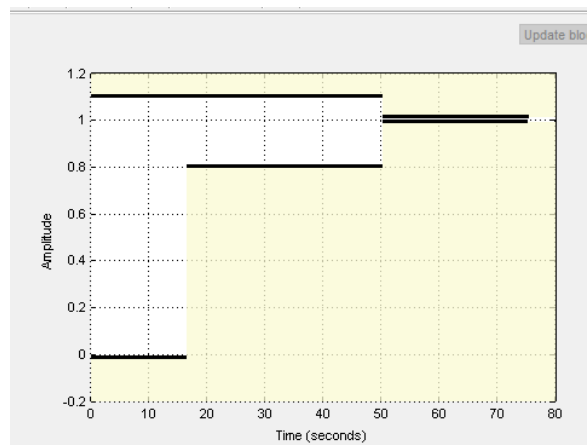


Рис. 52. Коридор параметров оптимизации

На структурной схеме АСР открывается окно настройки ПИД-регулятора, в которое вводим символьные переменные K_p , K_i и K_d (рис. 53).

В рабочем пространстве MATLAB указываем либо начальные настроечные коэффициенты, которые получили в результате предварительных расчетов (раздел 2.3.1), либо присваиваем всем коэффициентам значение 1:

```
>> kp=1
kp = 1
>> ki=1
ki = 1
>> kd=1
kd = 1
```

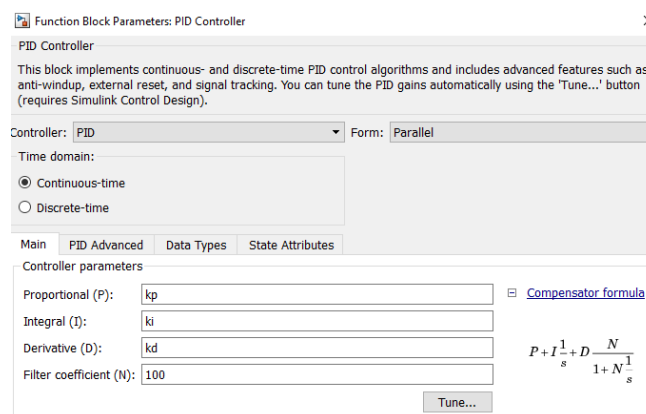


Рис. 53. Ввод символьных имен коэффициентов ПИД-регулятора, подлежащих автоматической настройке

Далее переходим на вкладку **Response Optimization**, открыв окно **Design Response Optimization** из меню **Sink Block Parameters** в блоке схемы Check Step Response Characteristics. Поочередно импортируем данные из **Used By**, выделяя их и перемещая в набор переменных для оптимизации Create Design Variables set с помощью кнопки «стрелка» (рис. 54).

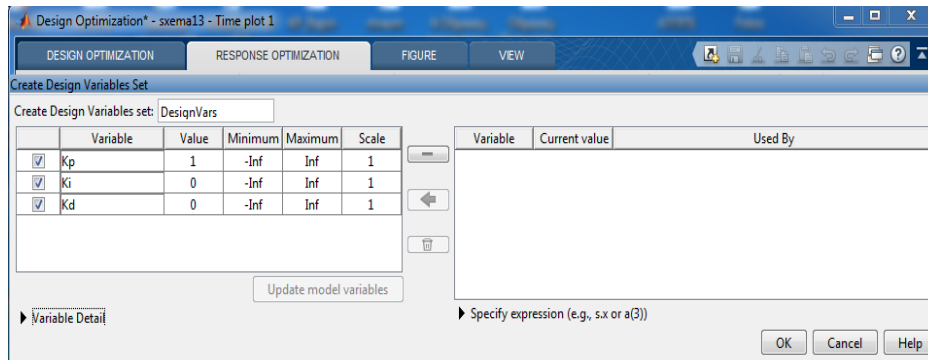


Рис. 54. Ввод символьных имен коэффициентов, подлежащих автоматической настройке

По нажатию кнопки **Optimize** запускается процесс оптимизации. В случае, если вычислительный процесс сходится, т. е. система в соответствии с установленными показателями качества вычислила значения K_p , K_i и K_d , на экран выводится график переходного процесса в форме «коробочки Солодовникова» (рис. 55).

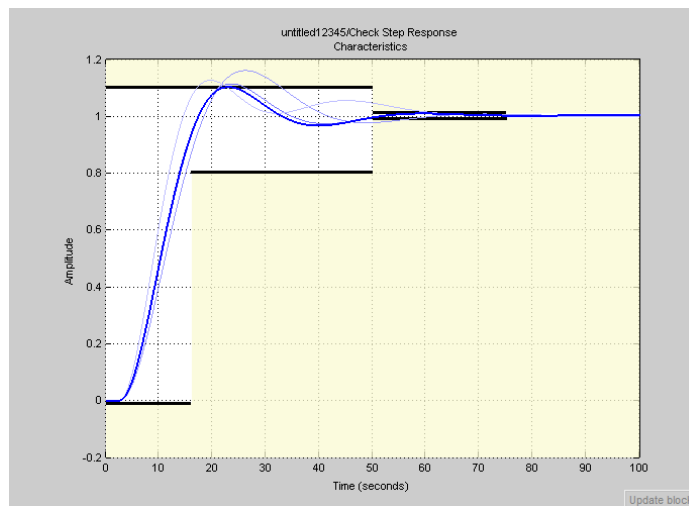


Рис. 55. График после оптимизации значений K_p , K_i и K_d

В итоге автоматического расчета в пакете Check Step Response Characteristics оптимальные значения коэффициентов ПИД-регулятора (рис. 56) составили $K_p = 1.5111$, $K_i = 0.0143$ и $K_d = 0.2724$.

Name ▲	Value
kd	1.5111
ki	0.0143
kp	0.2724

Рис. 56. Расчётные значения коэффициентов ПИД-регулятора

Для проверки полученных результатов синтеза регулятора АСР давления в ресивере постоянным график переходного процесса (рис. 57) и определим значения показателей качества, введя значения настроек каналов регулятора.

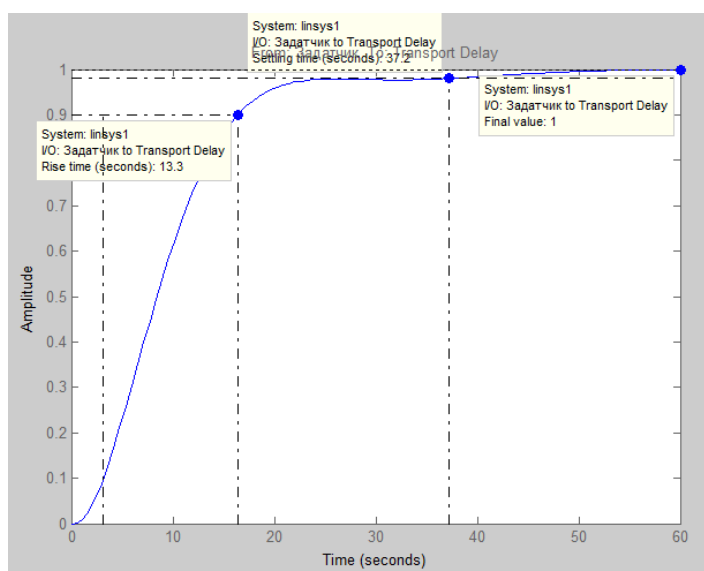


Рис. 57. Переходная характеристика АСР с настроенным ПИД-регулятором

Характеристики модели АСР с оптимальными значениями настроек ПИД-регулятором при подаче на вход единичной ступенчатой функции:

- время нарастания (Rise time) – 13.3 с;
- время переходного процесса (Setting time) – 37.2 с;
- установившееся значение выходной величины (Final value) – 1;
- ошибка регулирования $E_{ст} = 1 - 1 = 0$;
- перерегулирование (Overshoot) – 0 %.

Для разомкнутой системы строим частотные характеристики: ЛАХ, ЛФХ (рис. 58) и АФХ (рис. 59).

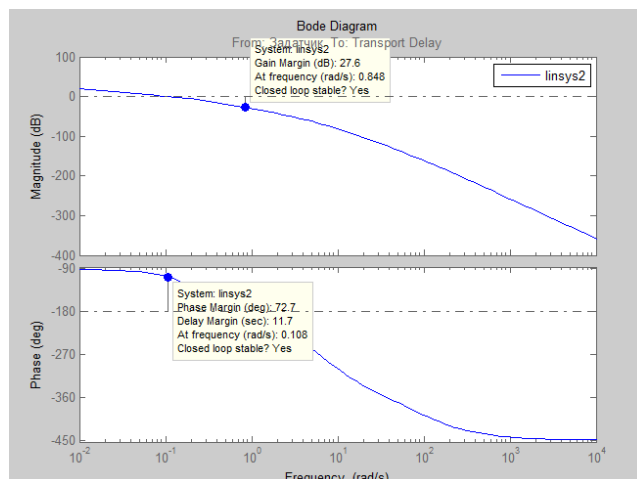


Рис. 58. ЛАХ и ЛФХ АСР с настроенными значениями каналов ПИД-регулятора

Автоматически система определяет значения запасов устойчивости:

- по амплитуде (Gain Margin) – 27.6 дБ;
- фазе (Phase Margin) – 72.7.

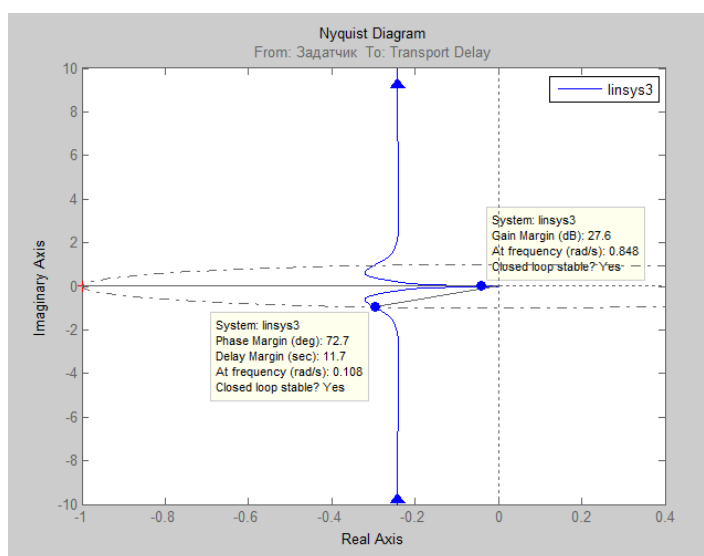


Рис. 59. АФХ АСР с настроенными значениями каналов ПИД-регулятора

В результате введения в систему ПИД-регулятора и расчета оптимальных значений параметров по различным методикам (приближенная аналитическая, экспериментальная и с помощью специализированного программного приложения System Identification Toolbox пакета MATLAB R2013b) были получены следующие показатели качества системы:

- время регулирования (Rise time) уменьшилось с 16.5 до 13.3 с;

- время переходного процесса (Setting time) уменьшилось с 50.1 до 37.2 с;
- установившееся значение выходной величины (Final value) изменилось с 4.58 до 1;
- перерегулирование (Overshoot) уменьшилось с 7.02 до 0 %;
- абсолютное значение статической ошибки уменьшилась с 3.58 до 0;
- запас по амплитуде (Gain Margin) увеличился с -0.23 до 27.6 дБ;
- запас по фазе (Phase Margin) увеличился с -0.98° до 72.2° .

С учетом полученных численных значений критериев качества можно сделать вывод о том, что выбранные настроечные коэффициенты и структура регулятора обеспечивают необходимые свойства АСР давления в ресивере.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. В чем заключается суть процесса синтеза системы регулирования?
2. Что такое «коробочка Солодовникова»? Какие параметры необходимо использовать при ее построении?
3. Какие типы регуляторов известны? Приведите примеры применения того или иного типа регуляторов.
4. Графически определите время запаздывания системы по переходной характеристике.
5. Какие блоки из приложения Simulink позволяют показать ПИД-регулятор на структурной схеме?
6. Какой блок из приложения Simulink позволяют показать апериодическое звено на структурной схеме?
7. Какой блок из приложения Simulink позволяет показать элемент сравнения на структурной схеме?
8. Какой блок из приложения Simulink позволяет осуществить автоматическую настройку регулятора?
9. Перечислите показатели качества системы регулирования и определите их значения по характеристикам рассматриваемой системы.
10. Какие факторы могут повлиять на статическую ошибку системы?

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основу теории автоматического управления составляют математические модели, отражающие взаимосвязь элементов систем автоматического управления друг с другом и с внешней средой. Построение моделей управления технологическими процессами и элементов систем управления возможно либо на основе теоретических исследований, либо путем эксперимента. Для большинства технологических объектов управления не получено достаточно достоверных моделей, что обосновывает актуальность автоматизированного решения проблем идентификации с использованием специализированного ПО.

Изложенный в учебном пособии материал позволяет выполнить экспериментально-теоретическую идентификацию структуры и параметров математической модели ТОО, обеспечивающую близость выходных значений модели и объекта при наличии на входе одних и тех же входных сигналов. Используя встроенные инструменты System Identification Toolbox приложения Simulink программного продукта MATLAB R2013b на примере объекта технологического управления для производства фенола, ацетона и каучука, выполнен сравнительный анализ различных статистических методов идентификации систем автоматического управления в динамическом режиме на основе процента адекватности.

Используя полученную математическую модель ТОО решены задачи анализа и синтеза регулятора, т. е. обоснован выбор структуры и параметров управляющего устройства, при которых система автоматического управления удовлетворяет заданным требованиям к качеству. Предложенные в учебном пособии рекомендации к выбору закона регулирования и аналитическому расчету настроечных коэффициентов позволяют верифицировать рассчитанные программой значения.

Для расширенного изучения вопроса идентификации возможно воспользоваться литературой, приведенной в библиографическом списке.

В качестве прикладной программы рекомендуется использовать пакетные приложения Simulink и System Identification Toolbox программного продукта MATLAB R2013b.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. О промышленной безопасности опасных производственных объектов [Электронный ресурс] : Федеральный закон от 21.07.1997 № 116-ФЗ (ред. от 03.07.2016) // Справочно-правовая система «КонсультантПлюс». – Режим доступа: www.konsultant.ru.

2. Идентификация объектов автоматизации технологических процессов в среде MATLAB : учеб. пособие / [А-р. Руппель и др.]. – Омск : Филиал ГОУ ВПО «Российский заочный институт текстильной и легкой промышленности» в г. Омске, 2009. – 74 с.

3. Руппель, А. А. Анализ и синтез систем автоматизации технологических процессов : учеб. пособие. – Омск : Изд-во СибАДИ, 2007. – 86 с.

4. Евстафьев, В. В. Основы конструирования и технологии производства РЭС : учеб. пособие по дисциплине «Основы конструирования и технологии производства РЭС» / В.В. Евстафьев, И.А. Енгибарян, И.А. Сахаров. – М. : Издательский дом Академии Естествознания, 2016. – 92 с.

5. Плохотников, К. Э. Вычислительные методы. Теория и практика в среде MATLAB : курс лекций / К.Э. Плохотников. – М. : Горячая Линия – Телеком, 2009. – 496 с.

6. Новиков, С. И. Практическая идентификация динамических характеристик объектов управления теплоэнергетического оборудования : учеб. пособие / С. И. Новиков. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2004. – 64 с.

7. Дрейзин, В.Э. Управление качеством электронных средств : учеб. пособие для студентов высших учеб. заведений / В.Э. Дрейзин, А.В. Когура. – М. : Академия, 2010. – 288 с.

8. Новиков, С. И. Оптимизация автоматических систем регулирования теплоэнергетического оборудования : учеб. пособие / С. И. Новиков. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2006. – Ч. 1. – 108 с.

9. Методы классической и современной теории автоматического управления : учебник в 5 т. Т. 4 : Теория оптимизации автоматического управления / под ред. К. А. Пупкова и Н.Д. Егупова. – М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. – 744 с.

10. Balas, G.L. Analysis and Synthesis Toolbox – for use with MATLAB / Balas, G.L. [and oth.]. – MUSEN and The MathWorks, Inc., 1998. – 740 p.
11. Дудников, Е. Г. Основы автоматического регулирования тепловых процессов / Е. Г. Дудников. – М. : Госэнергоиздат, 1956. – 264 с.
12. Ротач, В. Я. Теория автоматического управления : учебник для вузов / В. Я. Ротач. – 3-е изд. – М. : Изд-во МЭИ, 2005. – 400 с.
13. Astrom K. J. Advanced PID control / K. J. Astrom, T. Hagglund. – ISA (The instrumentation, Systems, and Automation Society), 2006. – 460 p.
14. Беспалов, А. В. Системы управления химико-технологическими процессами : учебник для вузов / А. В. Беспалов, Н. И. Харитонов. – М. : ИКЦ «Академкнига», 2005. – 307 с.
15. Раппопорт, Э. Я. Аналитическое конструирование агрегированных регуляторов в системах с распределенными параметрами / Э. Я. Раппопорт // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 2012. – № 3. – С. 38–54.
16. Хлебников, М. В. Оптимизация линейных систем при ограниченных внешних возмущениях (техника инвариантных эллипсоидов) / М. В. Хлебников, Б. Е. Поляк, В. М. Кунцевич // Автоматика и телемеханика. – 2011. – № 11. – С. 9–59.
17. Летов, А. М. Динамика полета и управление / А. М. Летов. – М. : Наука, 1969. – 360 с.
18. Бараксанов, Ю. П. ПИД-регуляторы в системах автоматического регулирования / Ю. П. Бараксанов, Н. Н. Попов. – Томск : ФДО, ТУСУР, 2015. – 144 с.
19. Потрнягин, Л.С. Математическая теория оптимальных процессов / Л. С. Потрнягин. – М. : Наука, 1969. – 384 с.
20. Пупков, К. А. Синтез оптимального управления динамическим объектом со случайными начальными значениями / К. А. Пупков, С. Ф. Фам, А. И. Дивеев // Наука и образование. – 2012. – № 3. – Режим доступа: <http://technomag.edu.ru/doc/376455.html>

21. Синергетические методы управления сложными системами: механические и электромеханические системы / под общ. ред. А. А. Колесникова. – М. : КомКнига, 2006. – 304 с.
22. Современная прикладная теория управления: синергетический подход в теории управления. В 3 ч. / под ред. А. А. Колесникова. – Таганрог : Изд-во ТРГУ, 2000. – Ч. II. – 559 с.
23. Дивеев, А. И. Численный метод сетевого оператора для синтеза системы управления с неопределенными начальными значениями / А. И. Дивеев // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 2012. – № 2. – С. 63–78.
24. Соболев, И. М. Выбор оптимальных параметров в задачах со многими критериями : учеб. пособие для вузов / И. М. Соболев, Р. Б. Статников. – М. : Дрофа, 2006. – 175 с.
25. Кузнецова, О. А. Адаптивный метод исследования пространства параметров / О. А. Кузнецова. – Тула : Изд-во ТулГУ, 2012. – 288 с.
26. Сушкин, В. А. Применение многокритериальной оптимизации на основе точек Соболя // Сборник научных трудов SWorld : материалы междунар. науч.-практ. конф. – Одесса : КУПРИЕНКО, 2013. – Т. 9. – Вып. 1. – С. 19–21.
27. Грязев, М. В. Применение ЛП_τ-последовательности при оптимизации динамического объекта / М. В. Грязев, О. А. Кузнецова // Изв. ТулГУ. Естественные науки, 2013. – Вып. 1. – С. 142–153.
28. Денисенко, В. ПИД-регуляторы: принципы построения и модификации. Ч. 1 // Современные технологии автоматизации. – 2006. – № 4. – С. 66–74.
29. Денисенко, В. ПИД-регуляторы: принципы построения и модификации. Ч. 2 // Современные технологии автоматизации. – 2007. – № 1. – С. 78–88.
30. Денисенко, В. ПИД-регуляторы: вопросы реализации. Ч. 1 // Современные технологии автоматизации. – 2007. – № 4. – С. 86–97.
31. Денисенко, В. ПИД-регуляторы: вопросы реализации. Ч. 2 // Современные технологии автоматизации. – 2008. – № 1. – С. 86–97.

32. Increasing Customer Value of Industrial Control Performance Monitoring- Honeywell's Experience / Lane Desborough¹ and Randy Miller, Honeywell Hi-Spec Solutions-Thousand Oaks, CA 91320. – 21 p.

33. Проблемы создания и эксплуатации эффективных систем регулирования / Ш. Е. Штейнберг [и др.] // АСУ для промышленных предприятий. – 2007. – № 7. – С. 1–5.

34. Писарев, А. В. Сравнительные исследования расчётных методов определения параметров настроек промышленных ПИД-регуляторов / А. В. Писарев, С. И. Новиков // Энергетика и теплотехника : сб. науч. тр. – НГТУ, 2007. – Вып. 11. – С. 191–200.

35. Wen. Tan. Comparison of some well - known PID tuning formulas / Wen. Tan. Jizhen Liu, Tongwen Chen, Horacio. J. Marquez // Computers and Chemical Engineering. – 2006. – № 30. – P. 1416–1423.

36. Давыдов, Н. И. Определение параметров настройки ПИД-регулятора по переходной характеристике объекта управления / Н. И. Давыдов, О. М. Идзон, О. В. Симонова // Теплоэнергетика. – 1995. – № 10. – С. 17–22.

37. Astrom K. J. Revisiting the Ziegler - Nichols step response method for PID control / K. J. Astrom, T. Hagglund // Journal of Process Control. – 2004. – № 4. – P. 635–650.

38. Смирнов, Н. И. О корректности настройки ПИД-регулятора при аппроксимации переходной характеристики объекта регулирования апериодическим звеном с транспортным запаздыванием / Н. И. Смирнов, В. Р. Сабанин, А. И. Репин // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2007. – № 1. – С. 35–39.