

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САМАРСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
имени академика С.П. КОРОЛЁВА»

П.И. ГРЕШНЯКОВ, А.В. КУЗНЕЦОВ, Г.М. МАКАРЬЯНЦ

**Натурное моделирование системы автоматического управления оборотов
вентилятора**

Методические указания к лабораторной работе

Самара 2017

УДК: 004.942

Авторы: П.И. Грешняков, А.В. Кузнецов, Г.М. Макарьянц

Натурное моделирование системы автоматического управления оборотов вентилятора: методические указания к лабораторной работе / [П.И. Грешняков, А.В. Кузнецов, Г.М. Макарьянц]. – Самара: Изд-во Самар. ун-та, 2017. – 7 с.: ил.

В методических указаниях к лабораторной работе описан процесс идентификации системы, состоящей из двух вентиляторов и разработка системы управления с помощью LabView. Для идентифицированного объекта был синтезирован ПИД-регулятор. Методические указания предназначены для проведения лабораторных работ студентами технических специальностей и направлений.

УДК: 004.942

© Самарский национальный
исследовательский университет, 2017

1. Описание установки

Лабораторная установка представлена на рисунке 1.

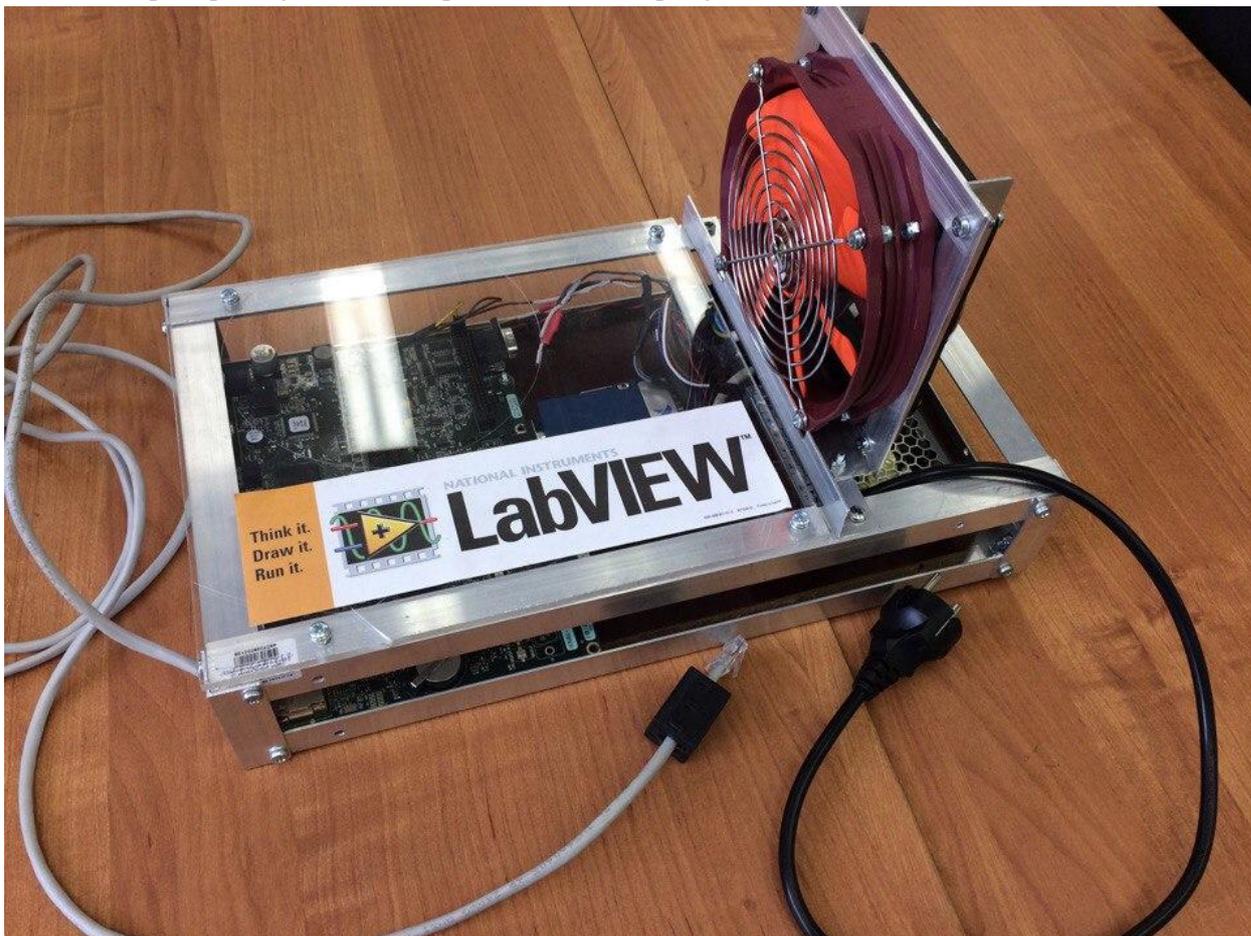


Рисунок 1 – Фотография лабораторной установки

Лабораторная установка представляет собой два вентилятора, жёстко не соединённые друг с другом.

Один вентилятор играет роль турбины газотурбинного двигателя, которая выбрасывает продукты сгорания на сопловой аппарат свободной турбины, а второй – турбины, вращаясь под действием идущих на него продуктов сгорания. Нагнетающий вентилятор оснащён 3-х пиновым разъёмом, которые позволяют снимать частоту вращения со встроенного датчика. Вентилятор запитывается постоянным напряжением и управляется с помощью ШИМ (широтно-импульсная модуляция) внешним контроллером. В управляемом вентиляторе был отключен электродвигатель и при подаче на него напряжения работает только датчик частоты вращения.

Система управления представляет собой плату управления с подключённым к ней модулем NI, блок вентиляторов, имитирующих крайнюю турбину двигателя (находится за оранжевым вентилятором) и свободную турбину (оранжевый вентилятор). С помощью Ethernet разъёма установка подключается к ПК. При включении в сеть напряжение подаётся на два блока питания (БП), установленных в корпусе. Один БП подключен к вентиляторам с напряжением 12 В, а второй – к плате с модулем NI с напряжением 24 В.

При создании модели в LabView, она компилируется и отправляется на ПЛИС, расположенный на плате. Управление осуществляется с помощью модуля NI, который

генерирует ШИМ-сигнал, управляющий вентилятором. На вентилятор, имитирующий свободную турбину, так же подаётся напряжение, которое питает датчик Хола. Сигналы с датчика поступают на плату и по Ethernet передаются на ПК, где визуализируются.

Схема лабораторной установки приведена на рисунке 2.



Рисунок 2 – Схема лабораторной установки

В качестве нагнетающего вентилятора применяется Gelid Silent 12 со следующими характеристиками:

Максимальная частота вращения 2500 об/мин

Воздушный поток на максимальной скорости 88,35 CFM

Тип разъёма питания 3-pin

Максимальное рабочее напряжение 12 В

Для «свободной турбины» применяется вентилятор Thermalright TY-143 со следующими характеристиками:

Максимальная частота вращения 2500 об/мин

Воздушный поток на максимальной скорости 130 CFM

Тип разъёма питания 4-pin

Максимальное рабочее напряжение 12 В

2. Идентификация объекта управления по переходной характеристике замкнутой системы

Разработке любой системы автоматического управления (САУ) предшествует изучение объекта управления и определение его математической модели. Математическая модель объекта включает математическое описание зависимостей между основными переменными (выходные регулируемые переменные, управляющие воздействия и возмущения) и накладываемые на них ограничения. Существуют различные (статические и динамические) виды математических моделей, однако на практике наиболее широко используют математические модели в виде передаточных функций. Для определения передаточных функций объектов применяют аналитические и экспериментальные методы идентификации [1]. Аналитические методы используют тогда, когда хорошо изучены и

могут быть описаны количественно физические процессы, происходящие в объекте. Когда такой информации нет, или невозможно получить модель аналитически, применяют экспериментальные методы. Вместе с тем, создание точной рабочей модели сложного объекта управления без экспериментальной проверки и доводки практически невозможно. С учетом того, что процесс разработки САУ всегда ограничен по времени, на практике широко используют различные экспериментальные (активные и пассивные) методы идентификации объектов управления. При активном эксперименте на объект подают пробные воздействия различного вида (ступенчатые, импульсные, гармонические, случайные и др.) и фиксируется реакция объекта на эти воздействия. При пассивном эксперименте пробные воздействия не подают, а осуществляется непрерывная регистрация входных и выходных переменных в процессе нормальной эксплуатации объекта. Следует заметить, что в большинстве случаев разработчики САУ отдают предпочтение активным экспериментальным методам идентификации.

Для определения математических моделей линейных объектов с помощью активного эксперимента наибольшее распространение получили методы анализа временных (переходных и импульсных переходных) характеристик и методы анализа частотных характеристик. Наиболее простым из них является метод анализа переходных характеристик, полученных при подаче на вход объекта ступенчатого воздействия величиной Δx относительно x_0 нормального (установившегося) режима работы объекта.

При постановке данного эксперимента величина Δx должна выбираться по возможности большей, чтобы свести к минимуму погрешности измерений. С другой стороны, величина Δx ограничена допустимыми значениями x и зоной линейности статической характеристики исследуемого объекта. Проведение данного эксперимента существенно затрудняется и даже становится невозможным, когда объект управления имеет узкий диапазон изменения выходной координаты y . Этот недостаток может быть устранен, если математическая модель объекта управления определяется по переходной характеристике замкнутой системы.

Сущность данного метода заключается в том, что на вход замкнутой системы (рис.3,а) подаются возмущающие воздействия, например в виде ступенчатых сигналов Δx , а на выходе в течение определенного времени t наблюдают реакцию y системы.

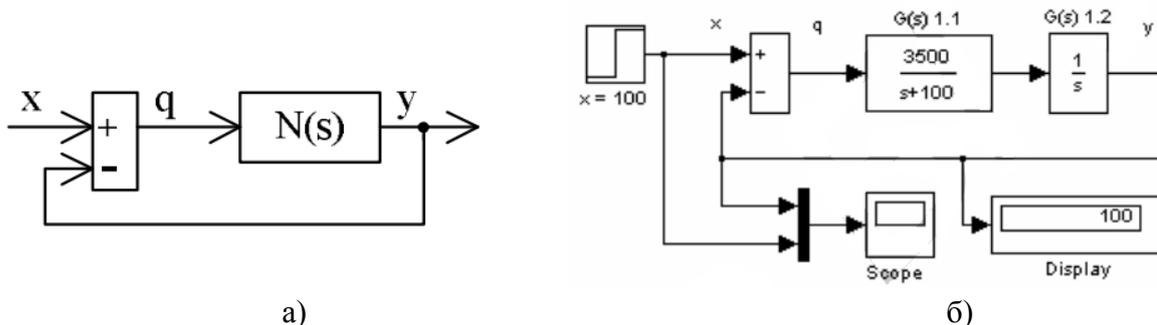


Рис. 3. Структурная схема: а - замкнутой системы; б - модели замкнутой системы

Изменение выходной координаты y системы во времени t представляет собой переходную функцию замкнутой системы. Переходная функция определяется внутренней структурой системы и может иметь различные формы, которые описываются соответствующими дифференциальными уравнениями. В теории автоматического

управления все многообразие поведений элементов автоматики принято сводить к поведению нескольких типовых, элементарных звеньев, переходные функции которых приведены на рис. 4.

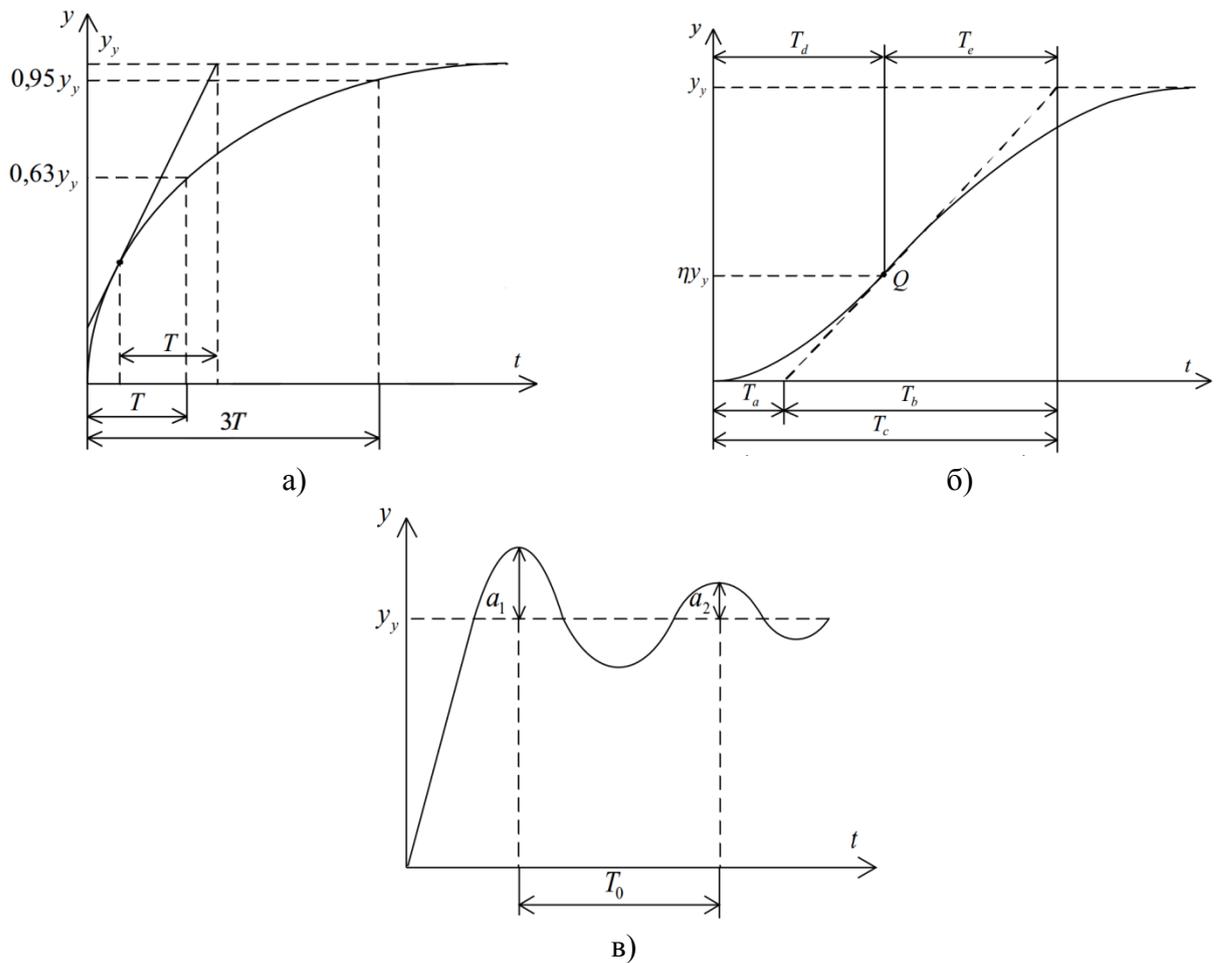


Рис 4. Переходная функция звена: а – аperiodического первого порядка; б – аperiodического высокого порядка; в – колебательного

Процесс (рис.4,а) имеет вид экспоненты и похож на переходную функцию типового аperiodического звена первого порядка с дифференциальным уравнением $T \frac{dy}{dt} + y = kx$ и

$$\text{передаточной функцией } F(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{k}{Ts + 1},$$

где k – коэффициент усиления замкнутой системы в установившемся состоянии; T – постоянная времени.

Коэффициенты k и T легко можно вычислить через параметры переходной функции (рис. 4,а):

$$k = \frac{y}{x} : y(T) = 0,63y_y ; y(3T) = 0,95y_y,$$

где x - значение выходной координаты; y_y - установившееся значение выходной координаты.

Процесс (рис 4,б) имеет вид двойной экспоненты и похож на переходную функцию апериодического звена высокого порядка с дифференциальным уравнением

$$T_n^n \frac{d^n y}{dt^n} + T_{n-1}^{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + T \frac{dy}{dt} + y = kx \quad \text{и} \quad \text{передаточной} \quad \text{функцией}$$

$$F(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1) \dots (T_n s + 1)},$$

Коэффициенты k и T_n легко можно вычислить через параметры переходной функции (рис. 4,б) только для апериодического звена второго порядка с дифференциальным

$$\text{уравнением} \quad T_2^2 \frac{d^2 y}{dt^2} + T_1 \frac{dy}{dt} + y = kx \quad \text{и} \quad \text{передаточной} \quad \text{функцией}$$

$$F(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)},$$

где k – коэффициент усиления системы в установившемся состоянии; T_1, T_2 – постоянные времени, причем $T_1 \geq 2T_2$.

Параметры переходной функции (рис.4,б) и параметры передаточной функции (4) апериодического звена второго порядка связаны соотношениями [2]:

$$k = \frac{y}{x}; \quad T_1 = T_e - T_2; \quad T_2 = T_a; \quad T_d = \frac{T_2 T_1}{T_1 - T_2} \ln \frac{T_1}{T_2},$$

где x – значение входной координаты; y_u – установившееся значение выходной координаты; T_a, T_b, T_c, T_d, T_e – параметры переходной функции, причем $T_c = T_a + T_b = T_d + T_e$

Вычисление параметров апериодического звена выше второго порядка обычно из-за сложности на практике не используют. Однако процесс вычисления параметров апериодического звена высокого порядка значительно упрощается, если передаточную функцию (3) представить в обобщённом виде [3]:

$$F(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{k}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1) \dots (T_n s + 1)} = \frac{k}{(\tau s + 1)^n},$$

где x – значение входной координаты; τ – обобщённая постоянная времени.

Для определения τ и n следует использовать табл. 1 и значения $\eta, T_a/T_b, T_e/T_d$. Параметры $\eta, T_a, T_b, T_c, T_d, T_e$ определяют относительно точки перегиба Q (рис 4,б), в

которой производная $\frac{d^2 y}{dt^2} = 0$. После определения степени n из T_a/T_b (и проверки по T_e

$/T_d$) можно найти τ из уравнения (6) по величине T_a/τ (и проверки $T_b/\tau, T_d/\tau, T_e/\tau$) на соответствие с табл. 2.

Процесс (рис 4,в) имеет вид затухающей синусоиды и похож на переходную функцию типового колебательного звена с дифференциальным уравнением

$$T \frac{d^2 y}{dt^2} + 2\xi T \frac{dy}{dt} + y = kx \quad \text{и} \quad \text{передаточной} \quad \text{функцией} \quad F(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{k}{T^2 s^2 + 2\xi T s + 1}, \quad \text{где } k -$$

коэффициент усиления системы в установившемся состоянии; T – постоянная времени; ξ – коэффициент относительного демпфирования, причём $0 < \xi < 1$.

Коэффициенты k , ζ , T легко можно вычислить через параметры переходной функции (рис 4,в) [4]:

$$k = \frac{y}{x}; \quad \zeta = \frac{1}{\sqrt{\frac{4\pi}{\delta^2} + 1}}; \quad T = \frac{T_0 \sqrt{1 - \zeta^2}}{2\pi},$$

где y – установившееся значение выходной координаты; $\delta = \ln\left(\frac{a_1}{a_2}\right)$ – логарифмический декремент затухания; a_1, a_2 – амплитуды, взятые в моменты времени, отличающиеся на период колебаний T_0 .

Таблица 1. Справочные данные для апериодического звена второго порядка (n=2)

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
T_a / T_b	0	0,104	0,218	0,319	0,410	0,493	0,570	0,642	0,709	0,773
T_c / T_b	1	0,736	0,677	0,647	0,629	0,616	0,606	0,599	0,593	0,587
η	0	0,264	0,323	0,353	0,371	0,384	0,394	0,401	0,407	0,413

Таблица 2. Справочные данные для параметра τ

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
T_a / τ	0	0,282	0,805	1,425	2,1	2,811	3,549	4,307	5,081	5,869
T_b / τ	1	2,718	3,695	4,463	5,119	5,699	6,226	6,711	7,164	7,59
T_d / τ	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
T_e / τ	1	2	2,5	2,888	3,219	3,51	3,775	4,018	4,245	4,458

Замкнутая система с единичной обратной связью (рис. 3,а) имеет передаточную функцию

$$F(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{N(s)}{1 + N(s)},$$

где $N(s)$ – передаточная функция прямой цепи системы. Приравнявая $M(s)$ и $F(s)$, из выражения (9), получим

$$N(s) = \frac{y(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{F(s)}{1 - F(s)}.$$

Последовательно подставляя выражения (1), (4), и (7) в (10), и с учётом, что у замкнутой системы коэффициент передачи $k \approx 1$, соответственно получим:

$$N_1(s) = \frac{y(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{\alpha}{s}, \quad \text{где } \alpha = \frac{1}{T};$$

$$N_2(s) = \frac{y(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{\alpha}{s(s+b)}, \quad \text{где } \alpha = \frac{1}{T_1 T_2}, \quad b = \frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2};$$

$$N_3(s) = \frac{y(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{\alpha}{s(s^2 + bs) + a}, \quad \text{где } \alpha = \frac{1}{\tau^3}, \quad b = \frac{3}{\tau}, \quad a = \frac{3}{\tau^2};$$

$$N_4(s) = \frac{y(s)}{\varepsilon(s)} = \frac{\alpha}{s(s+b)}, \quad \text{где } \alpha = \frac{1}{T^2}, \quad b = \frac{2\xi}{T};$$

Здесь выражение (13) получено за счет использования выражения (6) для апериодического звена третьего порядка. Аналогичным образом можно определить передаточную функцию объекта более высокого порядка, но на практике часто ограничиваются третьим порядком.

3. ПИД-регулирование

Перед тем как рассчитывать параметры регулятора, необходимо сформулировать цель и критерии качества регулирования, а также ограничения на величины и скорости изменения переменных в системе. Традиционно основные качественные показатели формулируются исходя из требований к форме реакции замкнутой системы на ступенчатое изменение уставки. Однако такой критерий очень ограничен. В частности, он ничего не говорит о величине ослабления шумов измерений или влияния внешних возмущений, может дать ошибочное представление о робастности системы. Поэтому для полного описания или тестирования системы с ПИД-регулятором нужен ряд дополнительных показателей качества, о которых речь пойдет дальше.

В общем случае выбор показателей качества не может быть формализован полностью и должен осуществляться, исходя из смысла решаемой задачи.

Качество регулирования. Выбор критерия качества регулирования зависит от цели, для которой используется регулятор. Целью может быть:

1. поддержание постоянного значения параметра (например, температуры);
2. слежение за изменением уставки или программное управление;
3. управление демпфером в резервуаре с жидкостью и т.д.

Для той или иной задачи наиболее важным фактором может быть:

1. форма отклика на внешние возмущения (время установления, перерегулирование, время отклика и др.);
2. форма отклика на шумы измерений;
3. форма отклика на сигнал уставки;
4. робастность по отношению к разбросу параметров объекта управления;
5. экономия энергии в управляемой системе;
6. минимизация шумов измерений.

Критерии качества во временной области

Для оценки качества регулирования в замкнутой системе с ПИД-регулятором обычно используют ступенчатое входное воздействие и ряд критериев для описания формы переходного процесса (рис. 5):

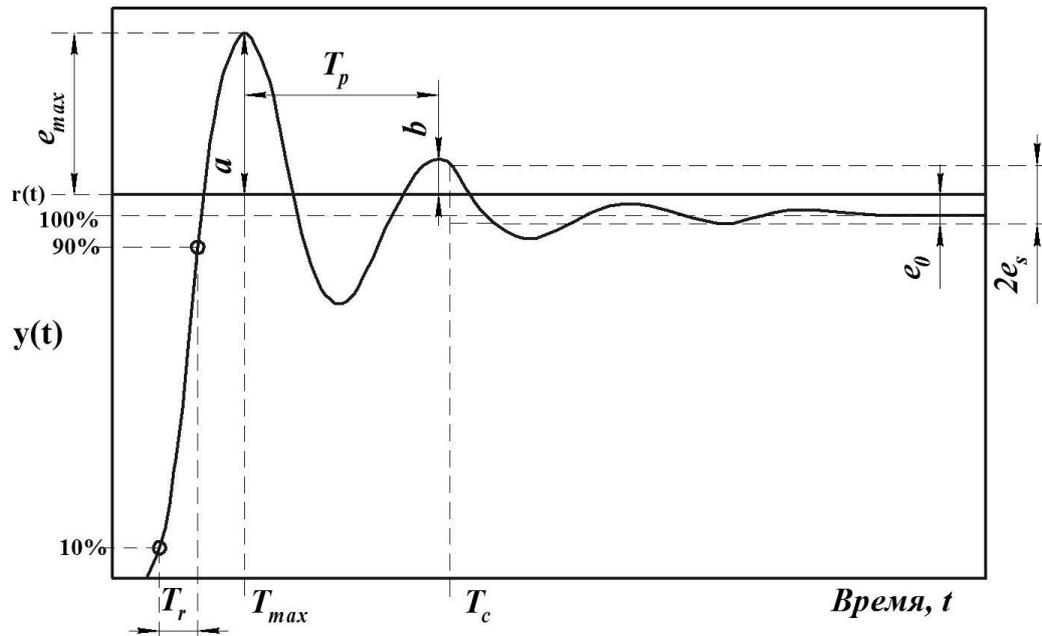


Рисунок. 5 - Критерии качества регулирования во временной области

- максимум ошибки регулирования

$$e_{\max} = \max_{0 < t < \infty} |e(t)|$$

момент времени T_{\max} при котором ошибка достигает этого максимума;

- интегрированная абсолютная ошибка

$$e_{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)| dt;$$

- интеграл от квадрата ошибки

$$e_{IAE} = \int_0^{\infty} e(t)^2 dt;$$

● декремент затухания d (это отношение первого максимума ко второму, типовое значение $d=4$ и более)

$$d = \frac{a}{b},$$

отметим, что в литературе встречаются и другие определения декремента затухания, в частности, как b/a или как коэффициент в показателе степени экспоненты, описывающей огибающую затухающих колебаний;

● статическая ошибка e_0 (это постоянная ошибка в равновесном, то есть в установившемся, или статическом, режиме системы);

- время установления T_e с заданной погрешностью e_s (это время, по истечении которого погрешность регулирования не превышает заданного значения e_s ; обычно $e_s = 1\%$, реже 2% или 5% – соответственно время установления обозначают $T_{0,01}$, $T_{0,02}$, $T_{0,05}$);

- перерегулирование e_{\max} (это превышение первого выброса над установившимся значением переменной, обычно выражается в процентах от установившегося значения);

- время нарастания T_r (это интервал времени, в течение которого выходная переменная нарастает от 10% до 90% от своего установившегося значения);

- период затухающих колебаний T_{C1} (строго говоря, затухающие колебания не являются периодическими, поэтому здесь под периодом понимается расстояние между двумя соседними максимумами переходной характеристики).

Для систем управления движением в качестве тестового сигнала чаще используют не функцию скачка, а линейно нарастающий сигнал, поскольку электромеханические системы обычно имеют ограниченную скорость нарастания выходной величины.

Приведённые критерии используются для оценки качества реакции как на изменение уставки, так и на воздействие внешних возмущений и шумов измерений.

Для классического ПИД-регулятора параметры, которые являются наилучшими для слежения за уставкой, в общем случае отличаются от параметров, наилучших для ослабления влияния внешних возмущений. Для того чтобы оба параметра одновременно были оптимальными, необходимо использовать ПИД-регуляторы с двумя степенями свободы [1].

Точное слежение за изменением уставки необходимо в системах управления движением, в робототехнике; в системах управления технологическими процессами, где уставка обычно остаётся длительное время без изменений, требуется максимальное ослабление влияния нагрузки (внешних возмущений); в системах управления резервуарами с жидкостью требуется обеспечение ламинарности потока (минимизация дисперсии выходной переменной регулятора) и т.д.

Настройка параметров регулятора по методу Зиглера и Никольса. Зиглер и Никольс предложили два метода настройки ПИД-регуляторов [9]. Один из них основан на параметрах отклика объекта на единичный скачок, второй – на частотных характеристиках объекта управления. Для расчёта параметров ПИД-регулятора по первому методу Зиглера-Никольса используются всего два параметра: a и L (рисунок 6 и пояснения к нему в тексте). Формулы для расчёта коэффициентов ПИД-регулятора сведены в таблицу 3.

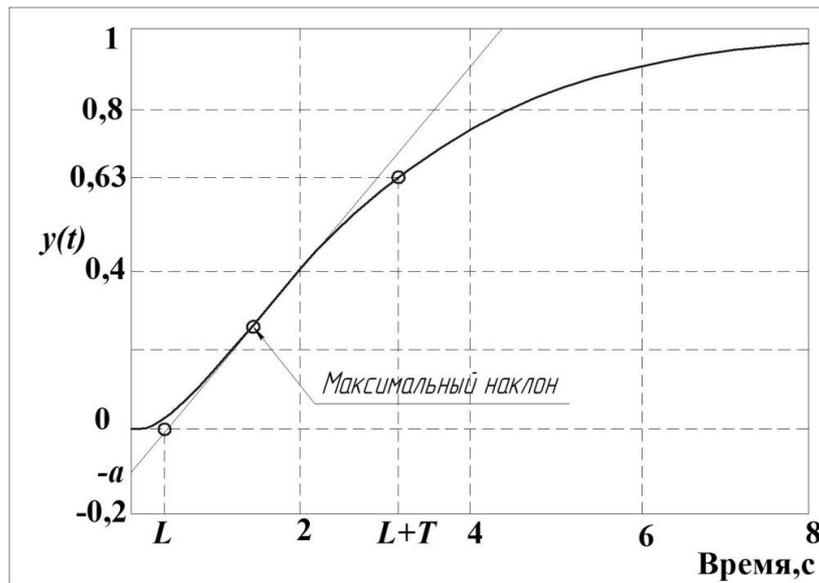


Рисунок 6 - Переходная характеристика объекта второго порядка

Таблица 3 - Формулы для расчёта коэффициентов регулятора по методу Зиглера-Никольса

Регулятор	Расчёт по отклику на скачок			Расчёт по частотным параметрам		
	K	T_i	T_d	K	T_i	T_d
п	$1/a$	—	—	$0,5/K_{180}$	—	—
пи	$0,9/a$	$3L/K$	—	$0,4/K_{180}$	$0,8T_{180}/K$	—
пид	$1,2/a$	$0,9L/K$	$0,5L/K$	$0,6/K_{180}$	$0,5T_{180}/K$	$0,125T_{180}/K$

В качестве примера на рисунке 7 приведён отклик на единичный скачок системы с объектом второго порядка и ПИД-регулятором, настроенным по таблице 1, и переходная характеристика самого объекта управления.

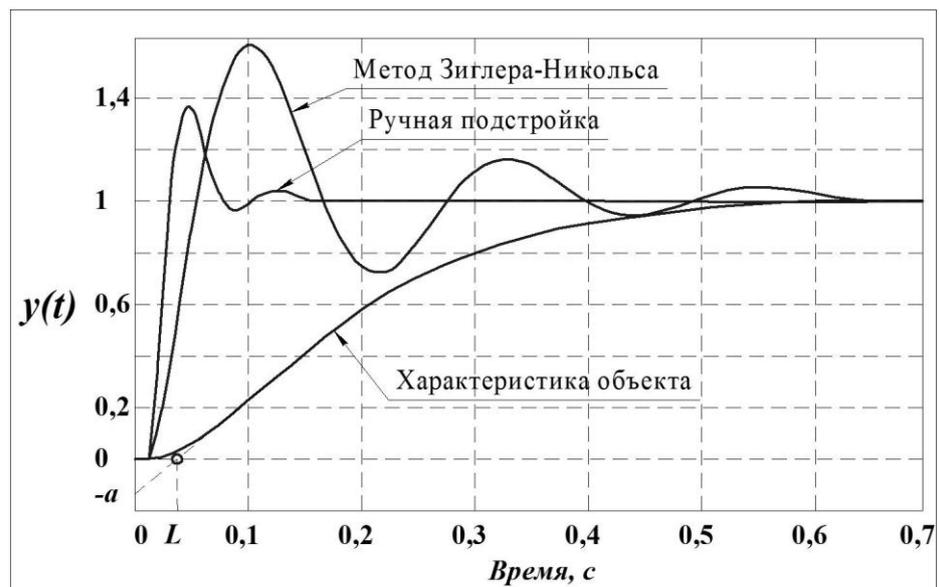


Рисунок 7 - Результат настройки ПИД-регулятора по методу Зиглера-Никольса для объекта второго порядка с задержкой

$$T_1 = T_2 = 0,1 \text{ с и } L = 0,001 \text{ с}$$

Из характеристики объекта получены значения $a = 0,135$ и $L = 0,135$ с. По табл. 1 для этих значений a и L можно найти коэффициенты ПИД-регулятора: $K = 8,9$, $T_i = 0,00796$ с, $T_d = 0,156$ с. На рис. 22 приведён также отклик на единичный скачок той же системы при параметрах $K = 15$, $T_i = 0,013$ с, $T_d = 0,525$ с, полученных путём ручной подстройки. Как видим, метод Зиглера-Никольса даёт параметры, далёкие от оптимальных. Это объясняется не только упрощённостью самого метода (он использует только 2 параметра для описания объекта), но и тем, что параметры регулятора в этом методе определялись Зиглером и Никольсом, исходя из требования к декременту затухания, равному 4, что и даёт медленное затухание процесса колебаний.

Метод Зиглера-Никольса никак не учитывает требования к запасу устойчивости системы, что является вторым его недостатком. Судя по медленному затуханию переходного процесса в системе, этот метод даёт слишком малый запас устойчивости. Второй метод Зиглера-Никольса (частотный метод) в качестве исходных данных для расчёта использует частоту ω_{180} , на которой сдвиг фаз в разомкнутом контуре достигает 180° , и модуль коэффициента петлевого усиления на этой частоте K_{180} . Зная параметр ω_{180} , сначала находят период собственных колебаний системы $T_{180} = 2\pi/\omega_{180}$, а затем по таблице 2 определяют параметры регулятора. Точность настройки регулятора и недостатки обоих методов Зиглера-Никольса одинаковы.

4 Ход лабораторной работы

4.1 Идентификация объекта управления

1. Запустить проект *Fan.lvproj* (рисунок 8)

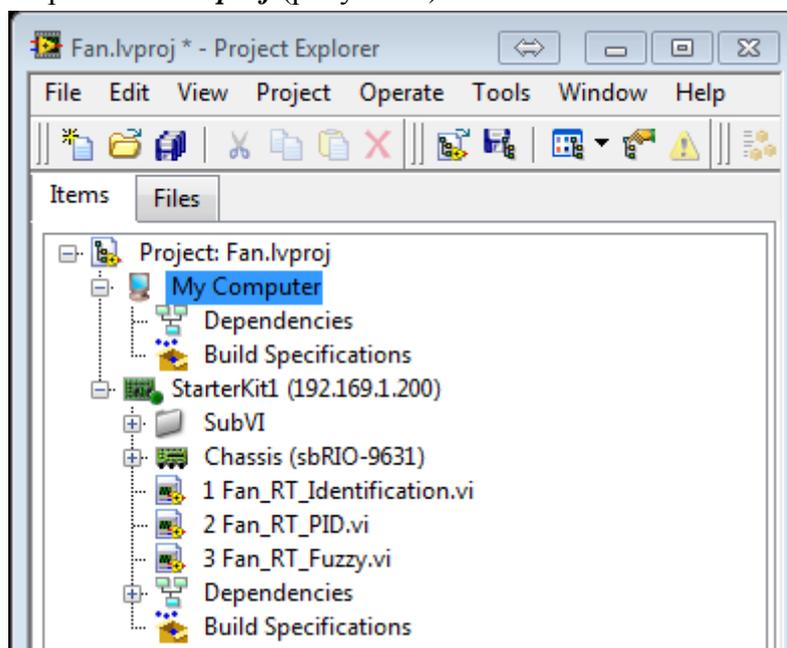


Рисунок 8 – Запуск проекта

2. В проекте запустить программу *1 Fan_RT_Identification*. Открывается лицевая панель программы идентификации объекта управления (рисунок 9).

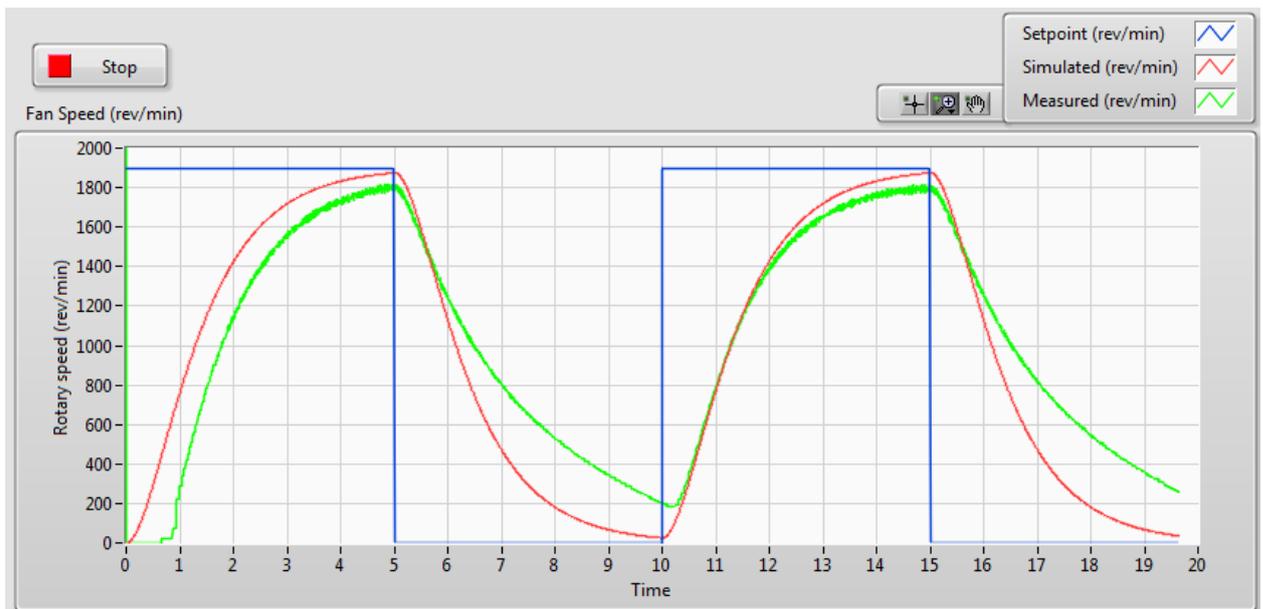


Рисунок 9 – Программа идентификации

чтобы изменить передаточную функцию нужно перейти на блок-диаграмму нажатием клавиш CTRL+E или нажать в меню Window>>Show Block Diagram (рисунок 10).

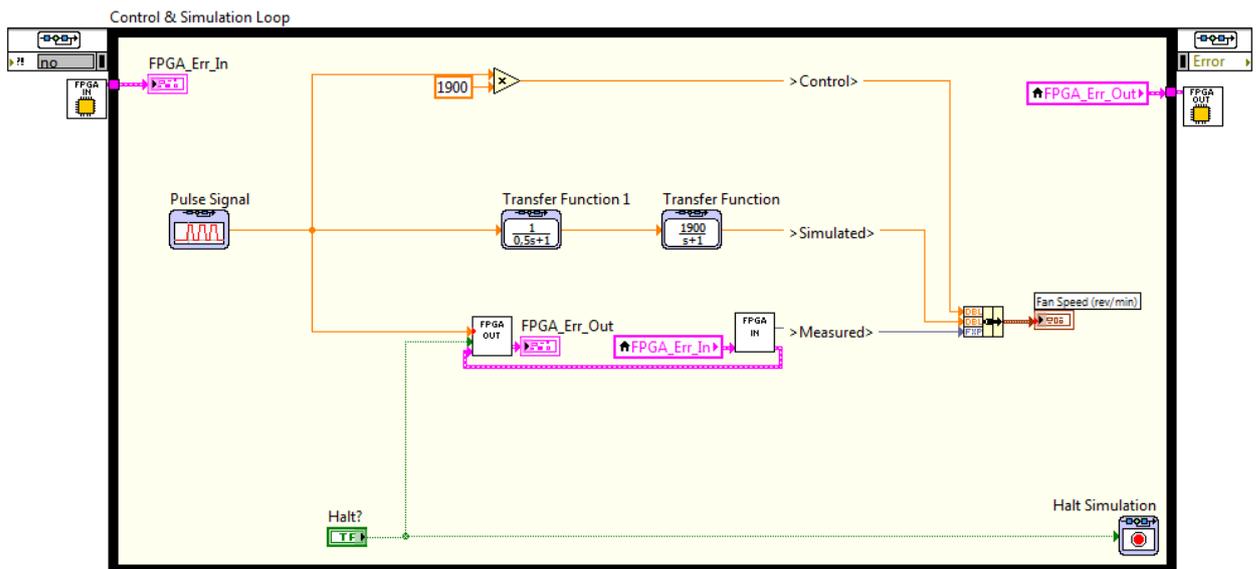


Рисунок 10 – Внутреннее содержание блок-диаграммы

3. Нажатием правой кнопкой мыши открывается библиотека элементов (Палитра - Palette). В библиотеке Control Design and simulation находятся элементы для моделирования систем в реальном масштабе времени (рисунок 11).

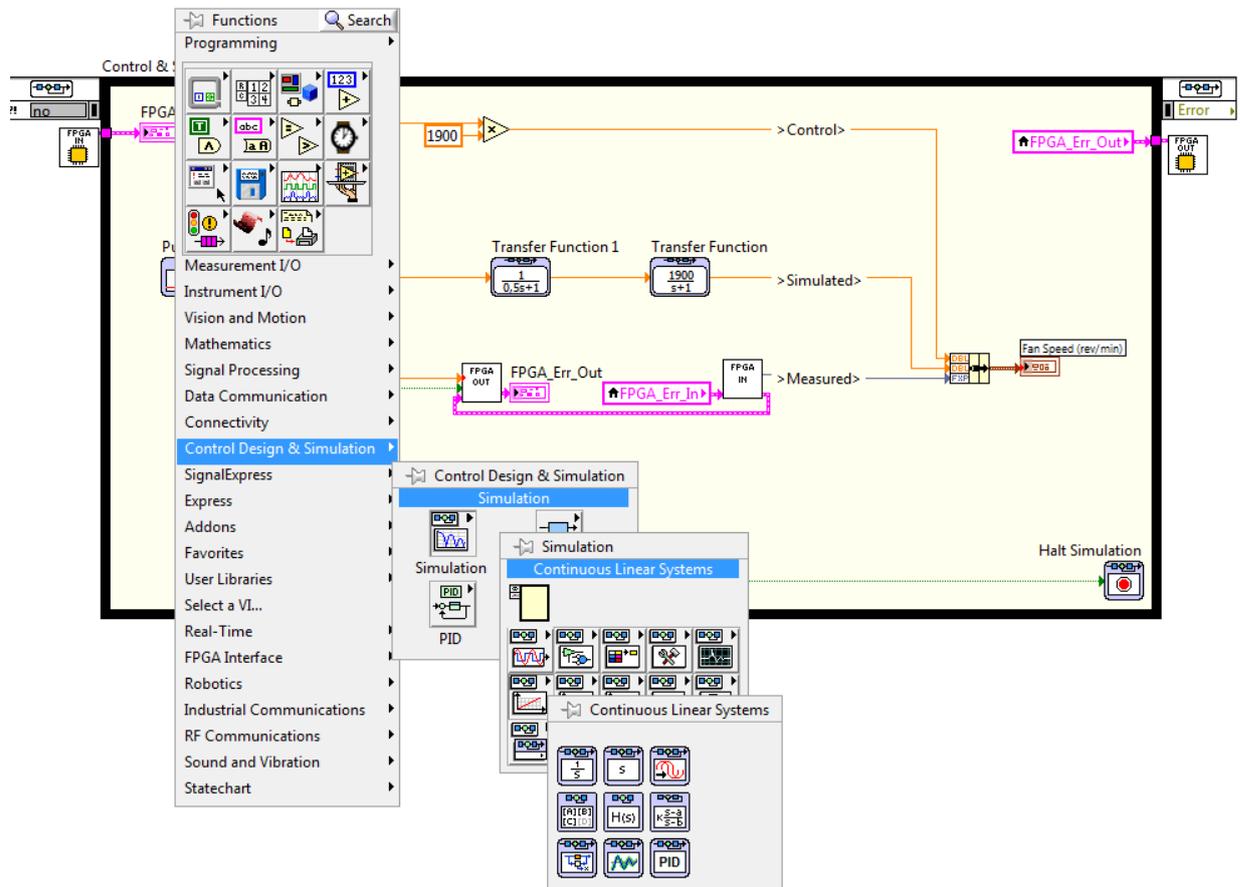


Рисунок 11 – Библиотека элементов

4. Открытие двойным щелчком левой кнопкой мыши на блоке Transfer Function изменяются коэффициенты (рисунок 12). В массиве значений *Numerator* задаются коэффициенты числителя, в массиве значений *Denominator* задаются коэффициенты знаменателя передаточной функции

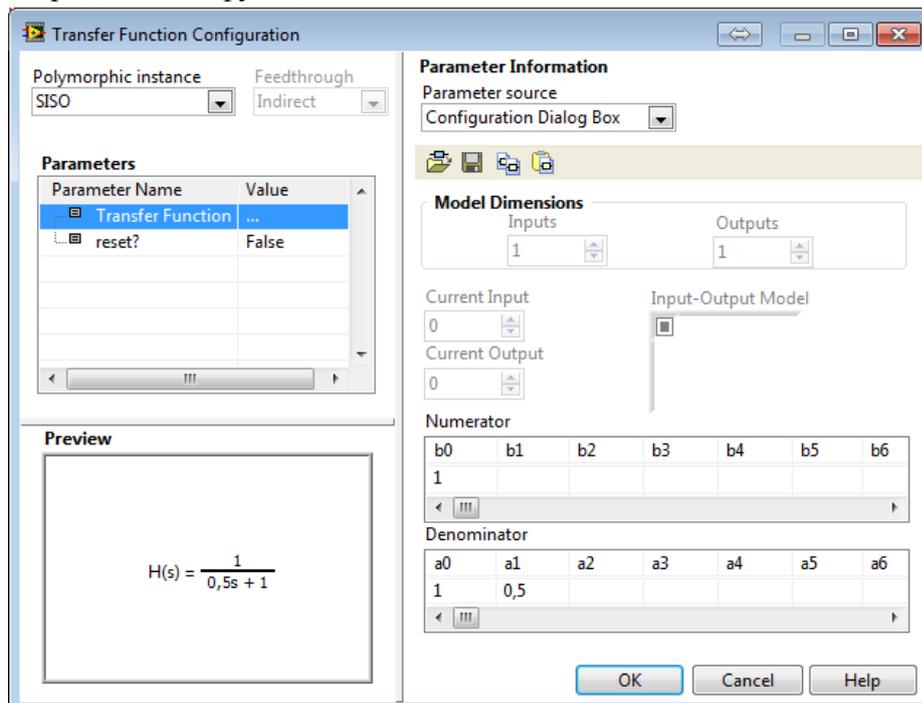


Рисунок 12 – Редактирование блока Transfer function

Аналогично меняются параметры блока генератора ступенчатых импульсов (рисунок 13).

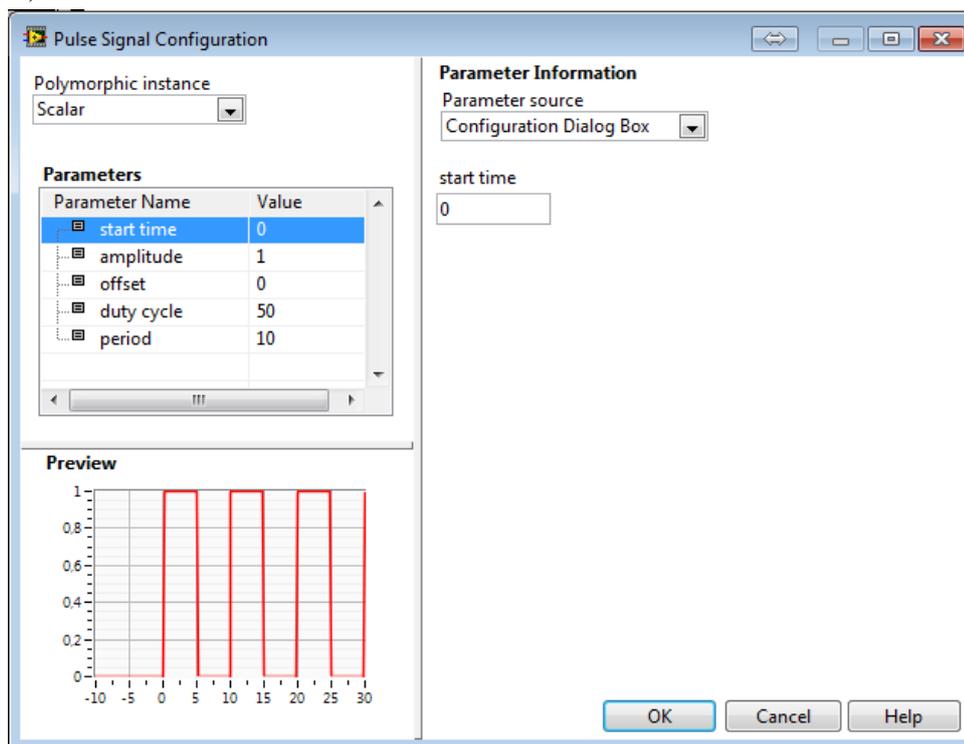


Рисунок 13 – Редактирование блока генератора ступенчатых импульсов

- 5 Открыть лицевую панель комбинацией клавиш CTRL+E или нажать в меню Window>>Show Front Panel. Запустить выполнение программы нажатием кнопки **Run** 
6. После получения нескольких циклов реакций на ступенчатое воздействие остановить выполнение программы нажатием кнопки **Stop**.
7. По полученным переходным процессам получить значения параметров с графиков для идентификации объекта управления согласно методике описанной в разделе 2.
8. Вернуться к пункту 4, внести изменения в передаточную функцию модели объекта, и повторить пункты далее до получения совпадения линий переходных процессов модели и реального объекта на графике. При достижении удовлетворительного совпадения характеристик, получить с графиков переходных процессов параметры L и a последующего определения коэффициентов ПИД-регулятора по первому методу Зиглера-Никольса.

4.2 Настройка ПИД-регулятора

На данном этапе лабораторной работы необходимо рассчитать параметры ПИД-регулятора и ввести рассчитанные значения в поле значений коэффициентов окна программы управления регулятором частоты вращения вентилятора.

1. Запустить в проекте **2 Fan_RT_PID**. Открывается лицевая панель программы ПИД-регулирования (рисунок 11), в поле *PID gains* можно менять коэффициенты ПИД-регулятора, диапазон значений на выход блока (*output range*), среднее значение (*Offset*) и амплитуду (*Amplitude*) изменения сигнала уставки.

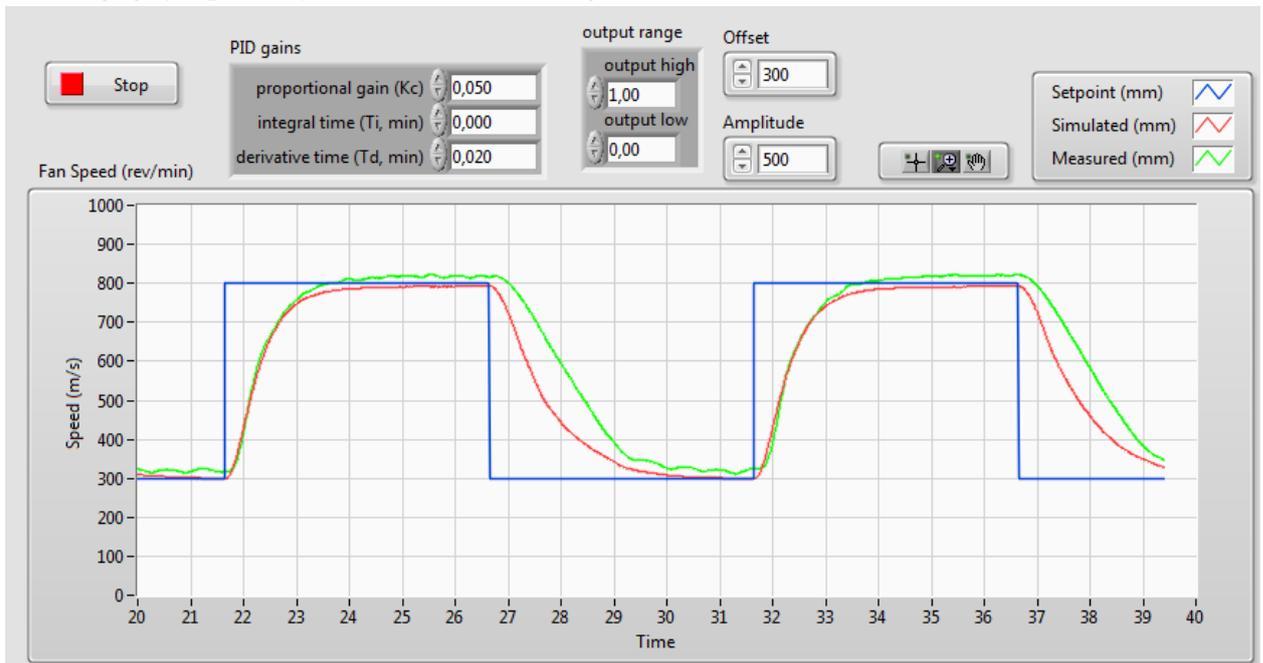


Рисунок 11 – Лицевая панель программы ПИД-регулирования

2. Чтобы изменить передаточную функцию нужно перейти на блок-диаграмму нажатием клавиш CTRL+E или нажав меню Window>>Show Block Diagram (рисунок 12). Внести изменения в передаточную функцию имитационной модели согласно значениям параметров, полученных в пункте 7, раздела 4.1

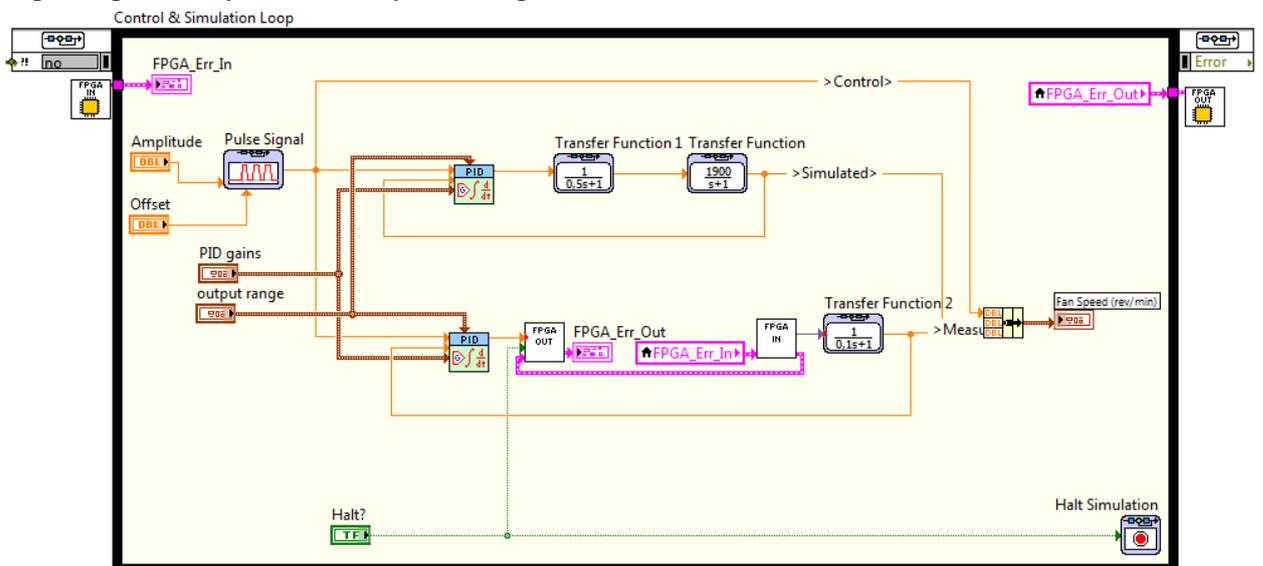


Рисунок 12 – Изменение передаточной функции

3. Вычислить по таблице 3 значения коэффициентов ПИД-регулятора, ввести полученные значения в поле ввода коэффициентов регулятора

4. Запустить выполнение программы нажатием кнопки **Run** . Задать ступенчатое изменение уставки с 300 до 800 об/мин.

5. Осуществить ручную подстройку согласно рекомендациям раздела 3. Повторить ступенчатое изменение уставки с 300 до 800 об/мин. Проанализировать изменения.

Добиться улучшения качества переходного процесса.

6. Сохранить графики переходных процессов.

4.3 Исследование влияния высокочастотных помех с датчиков и помех оцифровки на работу ПИД-регулятора

С помощью включения в цепь регулирования в программе управления лабораторной установкой фильтра низких частот в виде периодической функции апериодического звена первого порядка оценить качество регулирования частоты вращения вентилятора

5 Содержание отчёта

Отчёт по лабораторной работе должен содержать графики переходных процессов, с подписями показателей качества регулирования во временной области (перерегулирование, статическая ошибка, время нарастания, время регулирования). Данные о расчёте коэффициентов ПИД-регулятора к первому заданию, графики переходных процессов до настроек и применения фильтрации, а так же графики переходных процессов после настроек.

Библиографический список

1. Красовский А.Я. Локальные системы автоматизации: Конспект лекций. Минск, 2003.
2. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического управления. СПб., 2003.
3. Гроп Д. Методы идентификации систем. М., 1979.
4. Попов Д.Н. Механика гидро- и пневмоприводов. М., 2002.
5. Гостев В.И., Стеклов В.К. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами. Киев, 1998.
6. Franklin G.F. Digital Control of Dynamic Systems. Addison-Wesley, 1998.
7. Гостев В.И., Худолий Д.А., Баранов А.А. Синтез цифровых регуляторов систем автоматического управления. Киев, 2000.
8. Гостев В.И. Проектирование нечетких регуляторов для систем автоматического управления. СПб., 2011. 9. Стрижнев А.Г., Ледник Г.В. // Информатика. 2011. No2(30). С. 124 -1
9. Ziegler J.G., Nichols N.B. Optimum settings for automatic controllers // Trans. ASME. 1942. Vol. 64. P. 759-768.
10. Гимадиев А.Г., Шахматов Е.В., Шорин В.П. Системы автоматического регулирования авиационных ГТД. – Куйбышев: КуАИ. 1990.-122с.
- 11.