

ІТМО

Г.Л. Демидова, С.Ю. Ловлин, Н.А. Поляков,
М.Х. Цветкова

ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ



Санкт-Петербург
2024

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ
ФЕДЕРАЦИИ

УНИВЕРСИТЕТ ИТМО

**Г.Л. Демидова, С.Ю. Ловлин, Н.А. Поляков,
М.Х. Цветкова**

ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

РЕКОМЕНДОВАНО К ИСПОЛЬЗОВАНИЮ В УНИВЕРСИТЕТЕ ИТМО
по направлению подготовки 13.04.02 Электроэнергетика и
электротехника
в качестве Учебно-методического пособия для реализации основных
профессиональных образовательных программ высшего образования
магистратуры

ИТМО

Санкт-Петербург
2024

Демидова Г.Л., Ловлин С.Ю., Поляков Н.А., Цветкова М.Х., Цифровые системы управления– СПб: Университет ИТМО, 2024. – 32 с.

Рецензент(ы):

Лукичев Дмитрий Вячеславович, кандидат технических наук, доцент, доцент (квалификационная категория "ординарный доцент") факультета систем управления и робототехники, Университета ИТМО.

Учебно-методическое пособие содержит теоретический материал и три лабораторные работы для курса «Цифровые системы управления». Пособие составлено с учётом проведения лабораторных работ в программе Matlab. Содержание дисциплины охватывает вопросы разработки цифровых систем управления, модельному представлению таких систем, анализу их устойчивости и синтезу алгоритмов управления ими.

The logo of ITMO University, consisting of the letters 'ITMO' in a bold, black, sans-serif font. The 'I' and 'T' are connected, and the 'O' is a solid circle.

ИТМО (Санкт-Петербург) — национальный исследовательский университет, научно-образовательная корпорация. Альма-матер победителей международных соревнований по программированию. Приоритетные направления: IT и искусственный интеллект, фотоника, робототехника, квантовые коммуникации, трансляционная медицина, Life Sciences, Art&Science, Science Communication.

Лидер федеральной программы «Приоритет-2030», в рамках которой реализуется программа «Университет открытого кода». С 2022 ИТМО работает в рамках новой модели развития — научно-образовательной корпорации. В ее основе академическая свобода, поддержка начинаний студентов и сотрудников, распределенная система управления, приверженность открытому коду, бизнес-подходы к организации работы. Образование в университете основано на выборе индивидуальной траектории для каждого студента.

ИТМО пять лет подряд — в сотне лучших в области Automation & Control (кибернетика) Шанхайского рейтинга. По версии SuperJob занимает первое место в Петербурге и второе в России по уровню зарплат выпускников в сфере IT. Университет в топе международных рейтингов среди российских вузов. Входит в топ-5 российских университетов по качеству приема на бюджетные места. Рекордсмен по поступлению олимпиадников в Петербурге. С 2019 года ИТМО самостоятельно присуждает ученые степени кандидата и доктора наук.

© Университет ИТМО, 2024

© Демидова Г.Л., Ловлин С.Ю., Поляков Н.А., Цветкова М.Х., 2024

Содержание

Введение	4
Лабораторная работа №1	6
Лабораторная работа №2	13
Лабораторная работа №3	21

Введение

Настоящее методическое пособие содержит описание трех лабораторных работ. В них студенты знакомятся с процессом настройки аналоговых и цифровых систем управления объектов с различной топологией, в частности двигателей постоянного тока.

Методическое пособие по цифровым системам управления является неотъемлемым ресурсом для специалистов, занимающихся проектированием, настройкой и обслуживанием современных систем управления электроприводами. В современной промышленности цифровые системы управления становятся все более распространенными, предоставляя новые возможности и преимущества в области автоматизации и оптимизации производственных процессов.

Одним из важных аспектов цифровых систем управления электроприводами является использование дискретных регуляторов. Дискретные регуляторы основаны на дискретных значениях входных и выходных сигналов, и они обеспечивают точное и стабильное управление электроприводами. В методическом пособии будет уделено особое внимание принципам работы и настройке дискретных регуляторов, а также примерам их применения в различных сценариях управления электроприводами.

Еще одним важным аспектом, который будет рассмотрен в методическом пособии, является запаздывание (time delay). Запаздывание может возникнуть в системе управления из-за физических ограничений или задержек в передаче сигналов. Оно может существенно влиять на стабильность и производительность системы управления электроприводами. Пособие предоставит информацию о методах анализа и компенсации запаздывания.

Методическое пособие предназначено как для начинающих специалистов, которые только знакомятся с этой темой, так и для опытных инженеров, желающих расширить свои знания и улучшить свои навыки. Представляет собой незаменимый инструмент для всех, кто стремится к эффективной реализации современных систем управления электроприводами в промышленных процессах.

Работы следуют в определенной последовательности: каждая следующая включает в себе знания и основывается на результатах выполнения предыдущей лабораторной работы. Студенту необходимо иметь навыки работы в программе MatLab, а также знать и уметь пользоваться основными блоками Simulink.

В результате освоения дисциплины студенты приобретают способности разработки цифровых электротехнических и электроэнергетических устройств и систем.

Курс лабораторных работ рекомендуется студентам, обучающимся по направлению 13.04.02 Электроэнергетика и электротехника, 27.04.03 Системный анализ и управление, 15.04.06 Мехатроника и робототехника, 15.04.04 Автоматизация технологических процессов и производств, 24.04.02 Системы управления движением и навигация, а также работникам промышленных предприятий или младшим специалистам в области создания и настройки цифровых систем управления.

Лабораторная работа №1

АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭТАЛОННЫХ МОДЕЛЕЙ СИСТЕМ СО СТАНДАРТНОЙ НАСТРОЙКОЙ

Цель работы

Знакомство с настройками на биномиальный оптимум, оптимум по модулю, симметричный оптимум, настройкой на астатизм третьего порядка. Исследование качеств систем управления, настроенных на заданные оптимумы.

Передаточные функции настройки на стандартные оптимумы

T_μ - малая некомпенсированная постоянная времени

$W_{раз}$ - передаточная функция разомкнутой системы

$W_з$ - передаточная функция замкнутой системы

Линейный оптимум:

$$W_{раз}(s) = \frac{1}{T_\mu s}$$

$$W_з(s) = \frac{1}{T_\mu s + 1}$$

Биномиальный оптимум:

$$W_{раз}(s) = \frac{1}{3T_\mu s(T_\mu s + 1)}$$

$$W_з(s) = \frac{1}{3T_\mu^2 s^2 + 3T_\mu s + 1}$$

Технический оптимум (оптимум по модулю):

$$W_{раз}(s) = \frac{1}{2T_\mu s(T_\mu s + 1)}$$

$$W_з(s) = \frac{1}{2T_\mu^2 s^2 + 2T_\mu s + 1}$$

Симметричный оптимум:

$$W_{раз}(s) = \frac{4T_\mu s + 1}{8T_\mu^2 s^2 (T_\mu s + 1)}$$

$$W_з(s) = \frac{4T_\mu s + 1}{8T_\mu^3 s^3 + 8T_\mu^2 s^2 + 4T_\mu s + 1}$$

Астатизм третьего порядка:

$$W_{раз}(s) = \frac{(16T_u s + 1)(4T_u s + 1)}{128T_u^3 s^3 (T_u s + 1)}$$

Передаточная функцию замкнутой системы, настроенной на астатизм третьего порядка, рассчитывается самостоятельно.

Моделирование стандартными блоками Simulink. Для моделирования используются стандартные блоки из **library browser**.

На рисунке 1.1 изображена модель с различными задающими воздействиями. В качестве постоянного воздействия используется блок Step из стандартной библиотеки Sources. Линейно возрастающее и квадратично возрастающее воздействия задаются соответствующим количеством интеграторов. Передаточная функция в блоке Transfer Function меняется в зависимости от стандартной настройки.

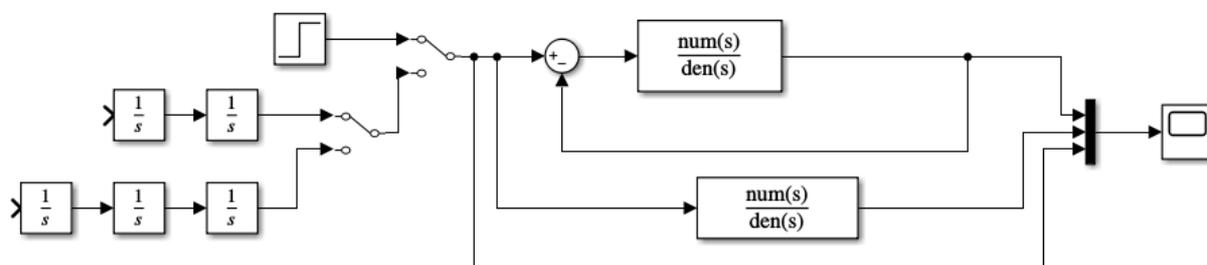


Рисунок 1.1 – Пример модели для выполнения работы.

Стандартные настройки обладают определенными критериями качества, которые перечислены в таблице 1.1. Исходя из этого, полученные экспериментально графики переходных процессов должны обладать такими же свойствами и параметрами.

Таблица 1.1. Показатели качества стандартных настроек.

Вид настройки	Время переходного процесса, с	Перерегулирование, %	Показатель колебательности
Линейный оптимум	$3T_u$	0	1
Технический оптимум	$4.1T_u$	4,3	1
Биномиальный оптимум	$6.6T_u$	4,3	1
Симметричный оптимум	$14.7T_u$	43	1.68

Примеры переходных процессов. На рисунке 1.2 представлен пример переходного процесса при настройке на линейный оптимум при скачке задающего воздействия. На рисунках 1.3 и 1.4 представлены примеры переходных процессов для линейного оптимума при обработке задающих воздействий вида $g=vt$ и $g=at^2$.

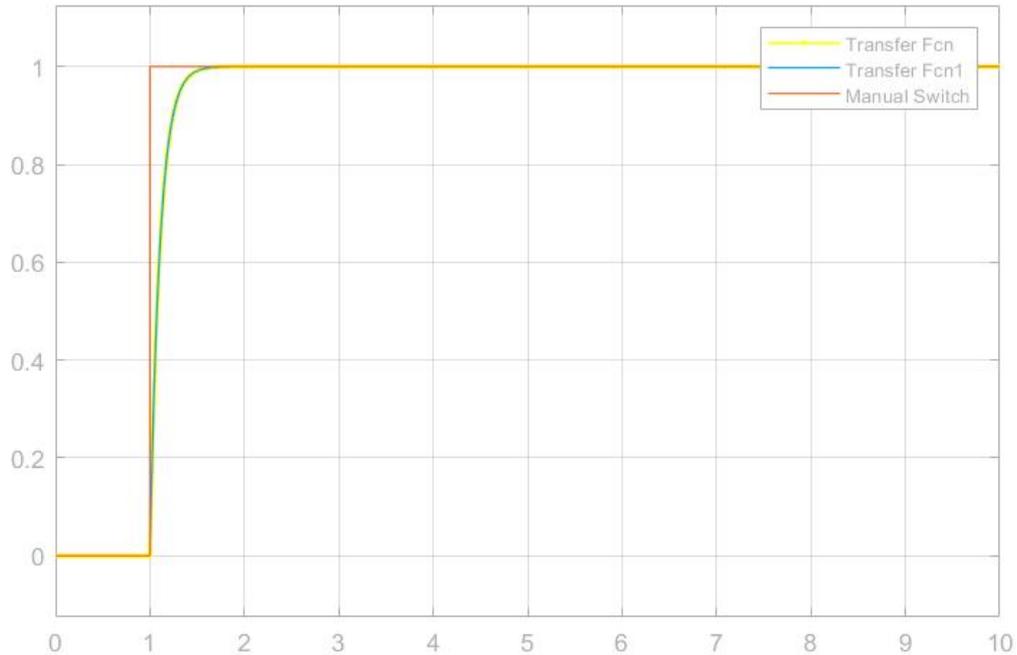


Рисунок 1.2 – Пример переходного процесса при настройке на линейный оптимум при постоянном воздействии.

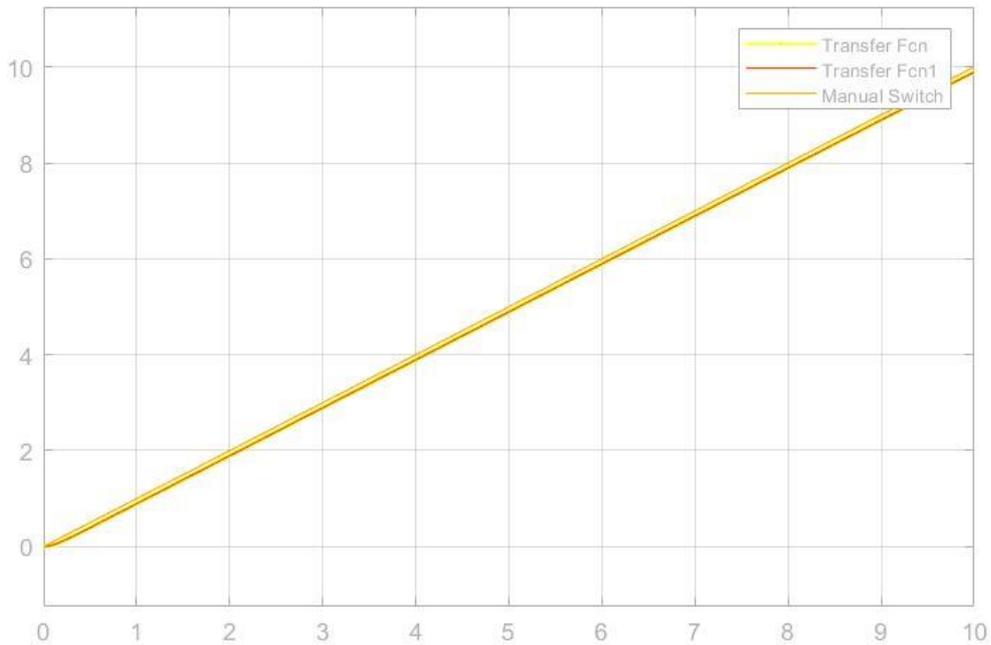


Рисунок 1.3 – Пример переходного процесса при настройке на линейный оптимум при линейно возрастающем воздействии.

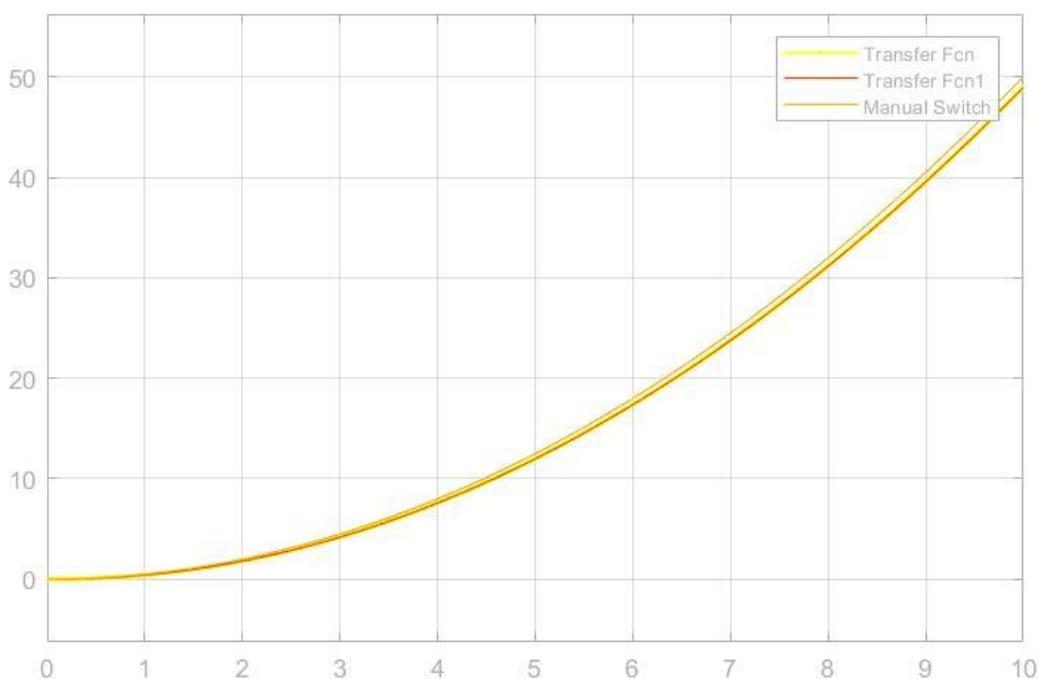


Рисунок 1.4 – Пример переходного процесса при настройке на линейный оптимум при квадратично возрастающем воздействии.

Определение запаса устойчивости по фазе и по амплитуде с помощью частотной характеристики. *Запас по фазе* – это разница между фазовым сдвигом выходного сигнала и входного сигнала при частотах близких к критической частоте. Он измеряется в градусах и указывает, насколько система способна поддерживать фазовую устойчивость при различных частотах. Большой положительный запас по фазе говорит о том, что система имеет хорошую способность поддерживать фазовую устойчивость и избегать осцилляций. *Запас по амплитуде* – это разница между амплитудой выходного сигнала и входного сигнала при критической частоте. Он измеряется в децибелах и показывает, насколько система способна поддерживать амплитудную устойчивость. Большой положительный запас по амплитуде указывает на то, что система имеет хорошую способность поддерживать амплитудную устойчивость и избегать неустойчивых колебаний.

Запасы по фазе и по амплитуде являются показателями стабильности и устойчивости системы управления. Чем больше эти запасы, тем более устойчивой и надежной является система. Они важны при проектировании и настройке систем управления, так как позволяют достичь требуемого качества и стабильности работы системы.

Чтобы определить запас устойчивости по фазе и амплитуде необходимо построить логарифмическую амплитудно-частотную ЛАЧХ и фазочастотную ФЧХ характеристики разомкнутой системы. Сделать это можно с помощью функции `bode`.

Код функции bode для линейного оптимума следующий:

```
Wraz = tf([1],[Tmu 0]);  
bode(Wraz) (1.1)
```

Определение запаса устойчивости по фазе. Найдите частоту, на которой фаза выходного сигнала становится равной -180 градусов (или π радиан). Измерьте разницу между этой частотой и частотой, на которой амплитуда выходного сигнала достигает своего максимального значения. Эта разница и есть запас устойчивости по фазе и обычно выражается в градусах или радианах.

Определение запаса устойчивости по амплитуде. Найдите частоту, на которой амплитуда выходного сигнала достигает -3 дБ (или $0,707$) от своего максимального значения. Измерьте разницу между этой частотой и частотой, на которой фаза выходного сигнала равна -180 градусов (или π радиан). Эта разница - запас устойчивости по амплитуде и обычно выражается в децибелах (дБ) или абсолютных значениях амплитуды.

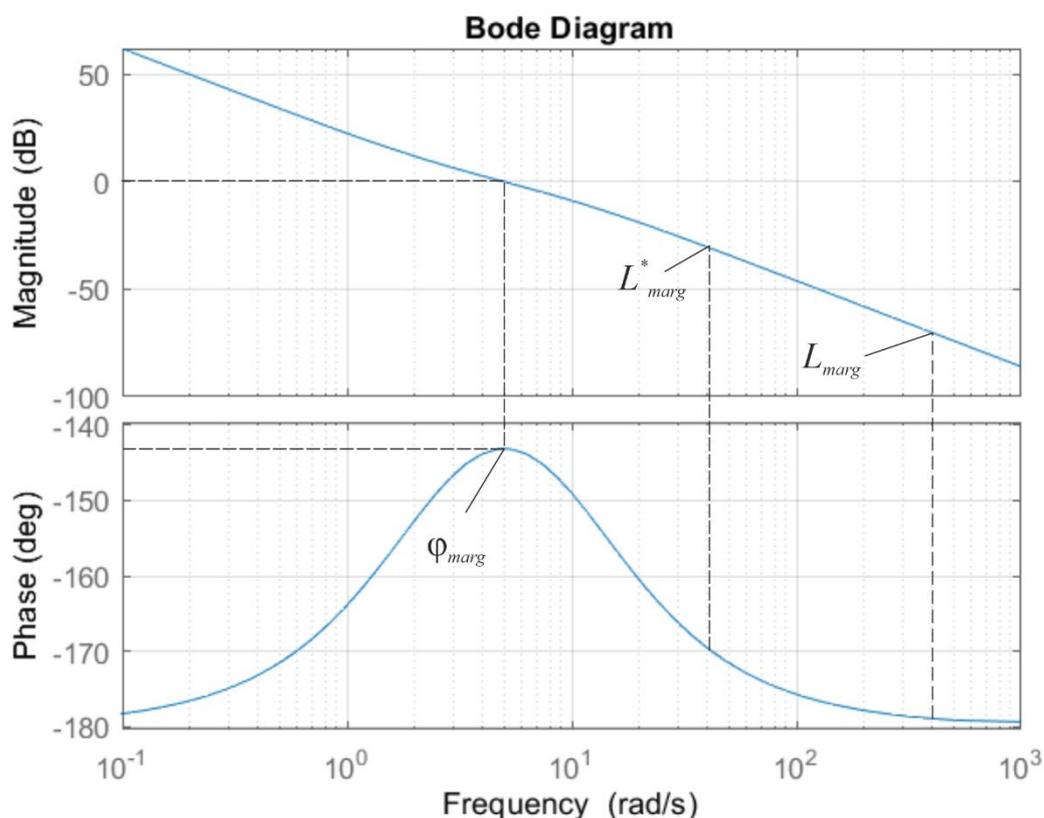


Рисунок 1.5 – Амплитудо- и фазо- частотные характеристики передаточной функции разомкнутой системы управления.

Анализ результатов и оценка устойчивости системы. Оцените устойчивость системы на основе полученных значений запаса устойчивости по фазе и по амплитуде. Обычно большие значения запаса устойчивости по фазе и по

амплитуде указывают на лучшую устойчивость системы. Важно отметить, что определение запаса устойчивости по фазе и по амплитуде является одним из методов оценки устойчивости системы, и он может быть дополнен другими аналитическими и экспериментальными методами для получения более полного представления о поведении системы.

$(\varphi_{\text{marg}} + 180)$ – запас по фазе системы управления;
 $(0 - L_{\text{marg}})$ – запас по амплитуде системы управления.

Порядок выполнения работы

Исследование характеристик систем, настроенных на биномиальный оптимум, оптимум по модулю, симметричный оптимум, настройкой на астатизм третьего порядка.

1. Для перечисленных стандартных передаточных функций разомкнутых систем найти соответствующие им передаточные функции замкнутых систем, снять кривые переходных процессов при отработке скачка задающего воздействия.
2. Параметры переходных процессов: время переходного процесса для входа в 5% зону - t_{p5} , время переходного процесса для входа в 2% зону - t_{p2} , перерегулирование - Δy занести в таблицу 1.2.

Таблица 1.2.

Эталонная модель	t_{p5}/T_{μ}	t_{p2}/T_{μ}	$\Delta y, \%$
Линейный оптимум			
Биномиальный оптимум			
Оптимум по модулю			
Симметричный оптимум			
Астатизм третьего порядка			

3. Снять кривые переходных процессов при отработке задающих воздействий вида $g=vt$ и $g=at^2$. Занести в таблицу 1.3.

Таблица 1.3.

Эталонная модель	Статическая система	Астатизм первого порядка	Астатизм второго порядка	Астатизм третьего порядка
Линейный оптимум				
Биномиальный оптимум				
Оптимум по модулю				
Симметричный оптимум				
Астатизм третьего порядка				

4. Снять ЛАЧХ и ФЧХ передаточных функций разомкнутых и замкнутых систем управления указанных выше эталонных настроек. Определить запас по амплитуде, запас по фазе и показатель колебательности. Занести данные в таблицу 1.4.

Таблица 1.4.

Эталонная модель	Показатель колебательности	Запас по амплитуде	Запас по фазе
Линейный оптимум			
Биномиальный оптимум			
Оптимум по модулю			
Симметричный оптимум			
Астатизм третьего порядка			

Содержание отчета.

1. Структурные схемы для каждого вида оптимума.
2. Расчеты, выполненные в MatLab.
3. Заполненные таблицы 1.2, 1.3, 1.4.
4. Графики переходных процессов для каждого вида оптимума и типа воздействия. Выводы по работе.

Лабораторная работа №2

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ С ПРОПОРЦИОНАЛЬНЫМ РЕГУЛЯТОРОМ И ОБЪЕКТОМ В ВИДЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО ВКЛЮЧЕННЫХ АПЕРИОДИЧЕСКОГО И ИНТЕГРИРУЮЩЕГО ЗВЕНЬЕВ ИЗ УСЛОВИЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННОГО ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА

Цель работы

Исследование системы управления объектом в виде последовательно включенных апериодического и интегрирующего звеньев с помощью аналогового и цифрового пропорционального регулятора (П-регулятора) при настройке на стандартные оптимумы.

Краткие пояснения

Для снятия временных диаграмм, иллюстрирующих работу эквивалентных аналогового и цифрового П-регуляторов при линейно нарастающем входном воздействии на входе регулятора для случая вычислительной задержки $\varepsilon = 0$ применяется модель, изображенная на рисунке 2.1.

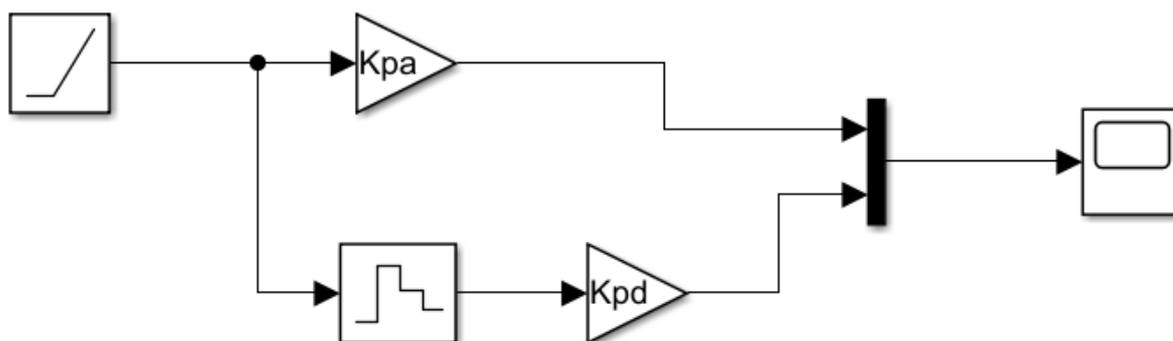


Рисунок 2.1 – Модели аналогового и цифрового П-регулятора.

1. В качестве объекта управления рассматривается двигатель постоянного тока (ДПТ), который собран в MatLab из элементов библиотеки Simscape. Модель ДПТ с механической нагрузкой приведена на рисунке 2.2. Численные величины сопротивления обмоток R , индуктивности обмоток L , момента инерции J , постоянной по противо ЭДС C_e и постоянной по моменту C_m задаются преподавателем. Для задания различных вариантов этих параметров используется функция `unifrnd`, в которой задается диапазон возможных значений каждого параметра.

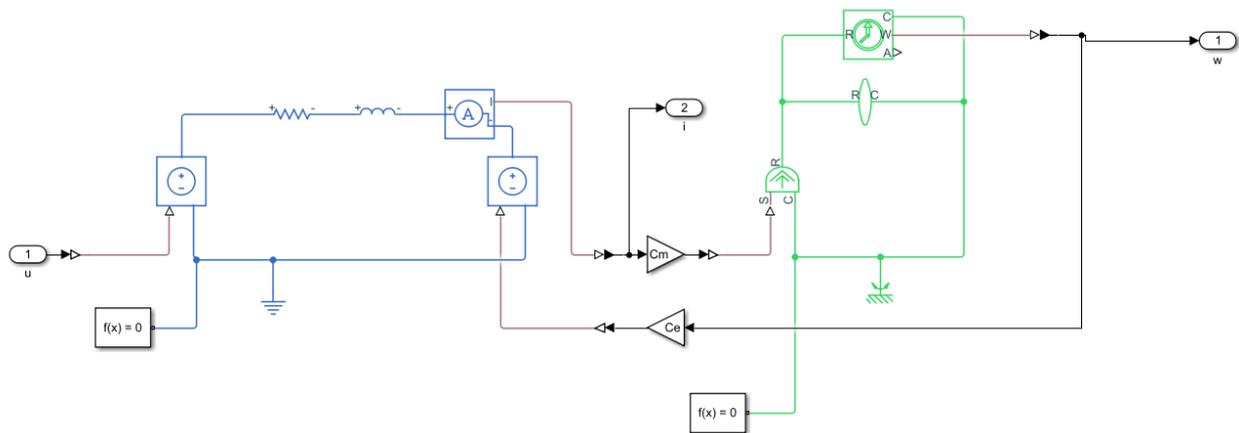


Рисунок 2.2 – Блок «DPT with mass» из элементов библиотеки simscape.

Объект управления можно представить апериодическим звеном, которое является замкнутым контуром тока, предварительно настроенным с помощью ПИ-регулятора на линейный оптимум. Параметры коэффициентов регулятора следующие:

$$K_p = \frac{L}{T_\mu},$$

$$K_i = \frac{R}{T_\mu},$$
(2.1)

где T_μ - малая некомпенсированная постоянная времени.

Контур скорости настраивается на оптимум по модулю с помощью П-регулятора:

$$K_p = \frac{J}{2CmT_\mu}$$
(2.2)

2. Синтез системы с использованием «метода переоборудования».

На рисунке 2.3 представлена эквивалентная модель, настроенная на оптимум по модулю. Величина периода дискретности управления T_0 , при которой обеспечивается качество переходного процесса в исследуемой цифровой системе, близкое к процессу в эквивалентной непрерывной системе задается, исходя из параметров микроконтроллера. Многие современные микроконтроллеры предоставляют возможность программной регулировки периода дискретности управления. Это позволяет настроить систему на оптимальное значение T_0 в зависимости от требований исследуемой системы. Регулировка периода дискретности также позволяет учесть изменения внешних условий и адаптировать систему под них. На рисунке 2.4 изображены примеры переходных процессов в аналоговой системе и исследуемой цифровой.

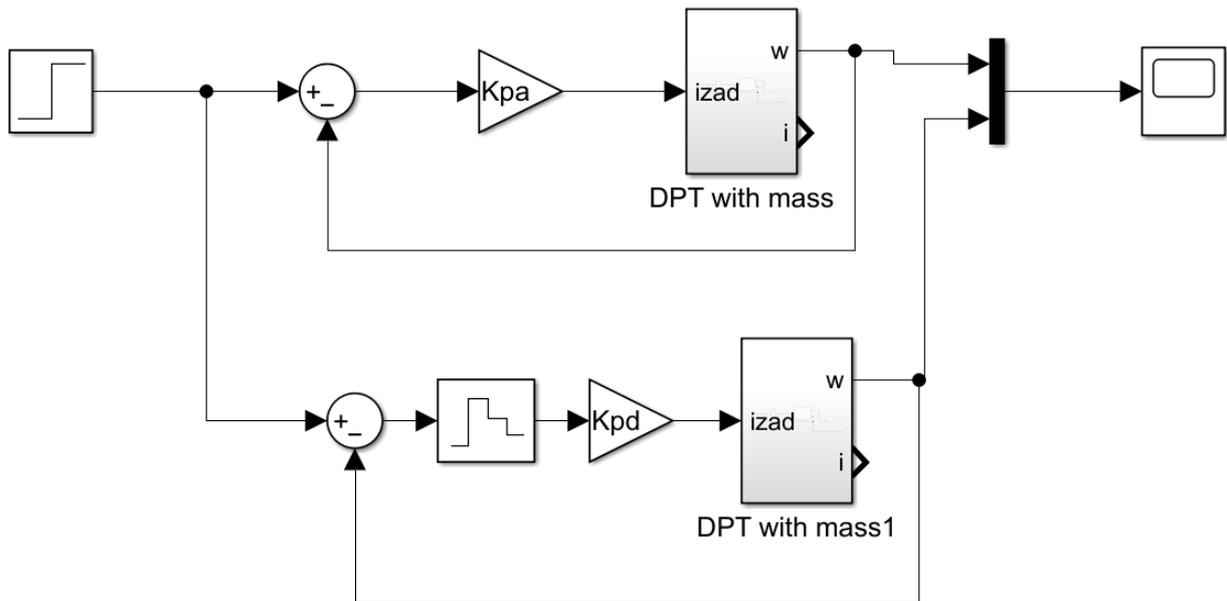


Рисунок 2.3 – Эквивалентная модель, настроенная на оптимум по модулю.

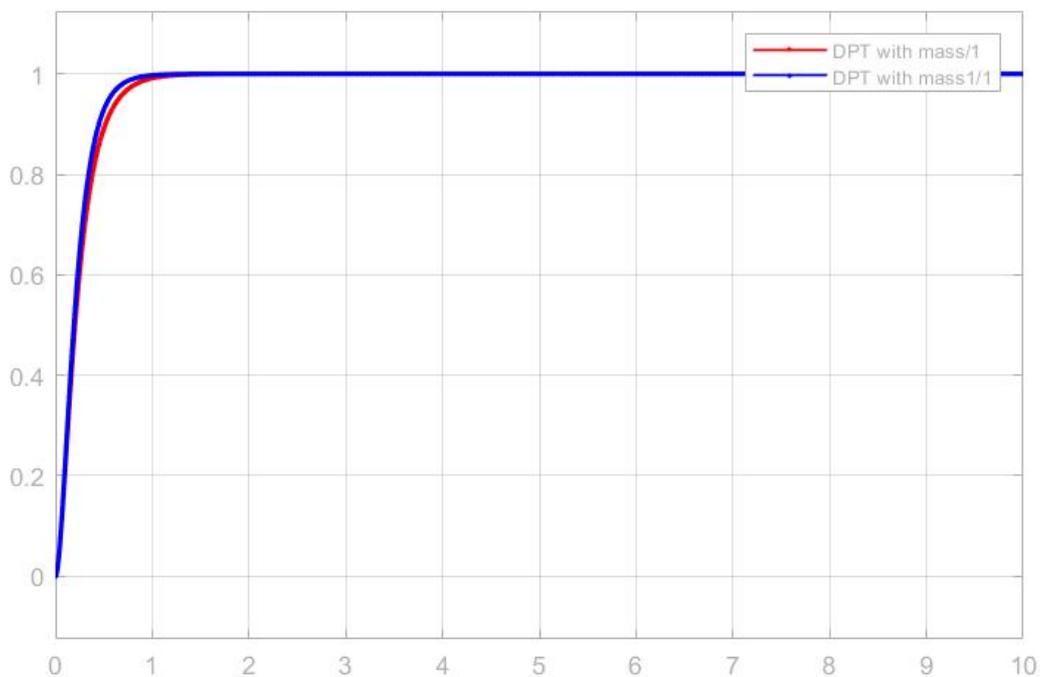


Рисунок 2.4 – Примеры переходных процессов с найденным периодом дискретизации T_0 .

3. При реализации регуляторов в цифровой системе за счет аналого-цифрового преобразователя АЦП, периода дискретизации T_0 и т.п. вносится погрешность в настройку. Поэтому, чтобы система сохранила нужное качество управления и не потеряла устойчивость, необходимо оценить и учесть все эти запаздывания в аналоговой системе. С этой целью пересчитываются параметры регуляторов, и вводится время запаздывания T_{zap} . Для этого необходимо в обратную связь

замкнутой системы управления ввести апериодическое звено первого порядка с постоянной времени T_{zap} .

На рисунке 2.5 показан пример построения такой модели в MatLab.

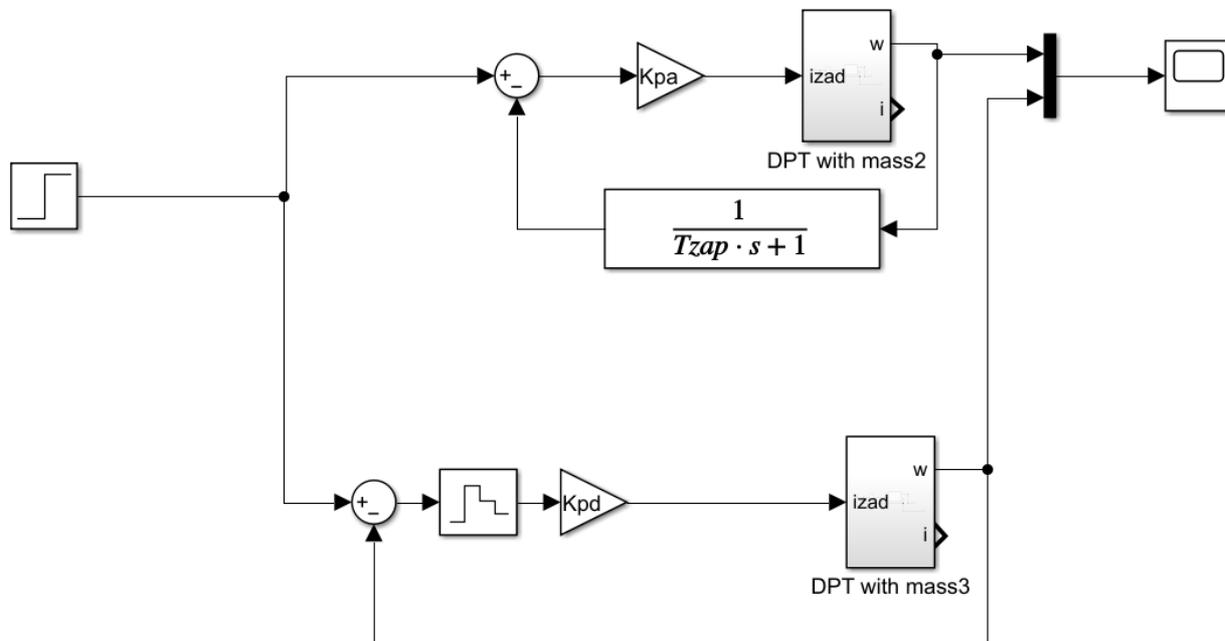


Рисунок 2.5 – Структурная схема системы, учитывающей динамические свойства П-регулятора.

Для определения значения постоянной времени T_{zap} , при которой процессы в исследуемой цифровой системе и эквивалентной модели максимально приближены друг к другу можно использовать следующий скрипт:

```

for j=1:10
    Tzap=j*0.1*To;
    SimOut = sim('Лабораторная работа 2');
    t = SimOut.y(:,1);
    wa = SimOut.y(:,2);
    wd = SimOut.y(:,3);
    F(j)=sum(abs(wa-wd));
end
plot((1:10)*0.1*To,F)
    
```

(2.3)

Максимальное приближение процессов имеет место при минимальном значении функционала:

$$F = \int \text{abs}(y - y_{\varepsilon}(T_{zapi}))dt \quad (2.4)$$

Результат зависимости $F = \varphi(T_{zapi})$ представлен на рисунке 2.6.

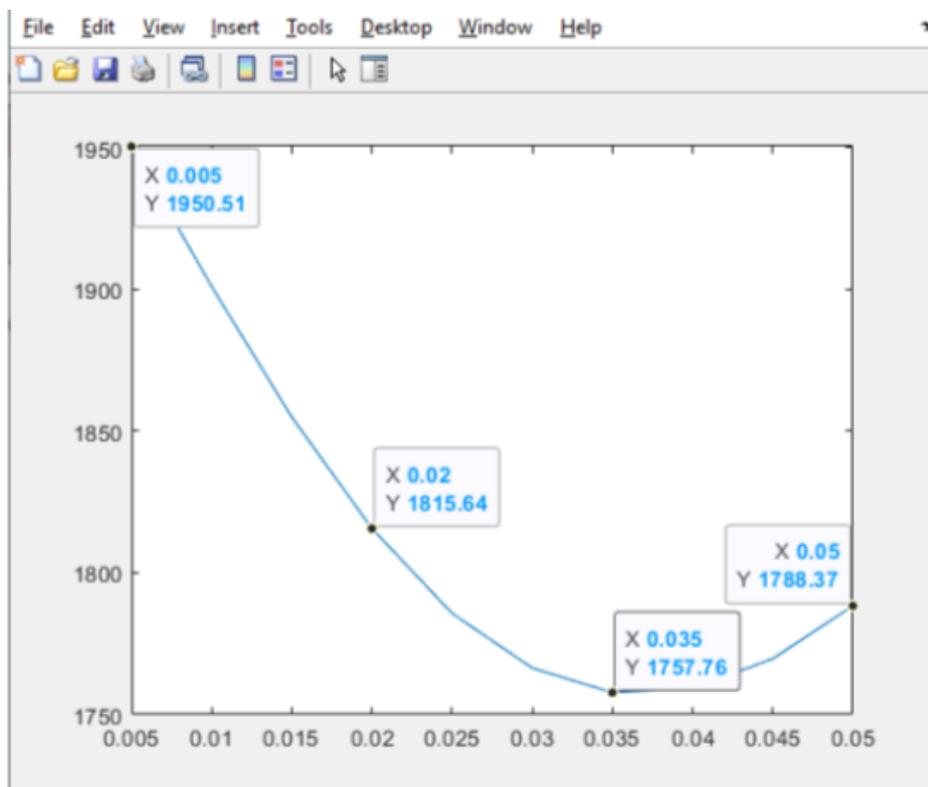


Рисунок 2.6 – Пример зависимости $F = \varphi(T_{zap})$.

Из графика видно, что в данном случае при $T_{zap} = 0.035$ функционал минимален. Это обязательно необходимо учитывать при настройке регулятора:

$$T_{\mu} = T_1 + T_{zap} \quad (2.5)$$

Синтез системы с использованием эквивалентной модели системы, учитывающей динамические свойства цифрового П-регулятора для случая вычислительной задержки $\varepsilon = T_0$. Чтобы учесть вычислительную задержку на период дискретности в обратную связь цифровой системы управления вводится звено запаздывания - unit delay. Unit delay представляет собой блок, который сохраняет значение входного сигнала на один такт дольше, чем требуется для обработки. Таким образом, он эмулирует задержку, возникающую на этапе дискретизации и обратной связи. Использование unit delay позволяет корректно учесть временные задержки и обеспечить стабильность и точность работы цифровой системы управления. Благодаря этому звену можно эффективно компенсировать задержку и достичь требуемой производительности и качества управления. Использование этого блока позволяет добиться оптимальной работы системы в условиях вычислительной задержки. Модель такой системы изображена на рисунке 2.7. Пример работы модели с настройкой на технический оптимум и с учетом динамических характеристик П-регулятора, а также вычислительной задержки представлен на рисунке 2.8.

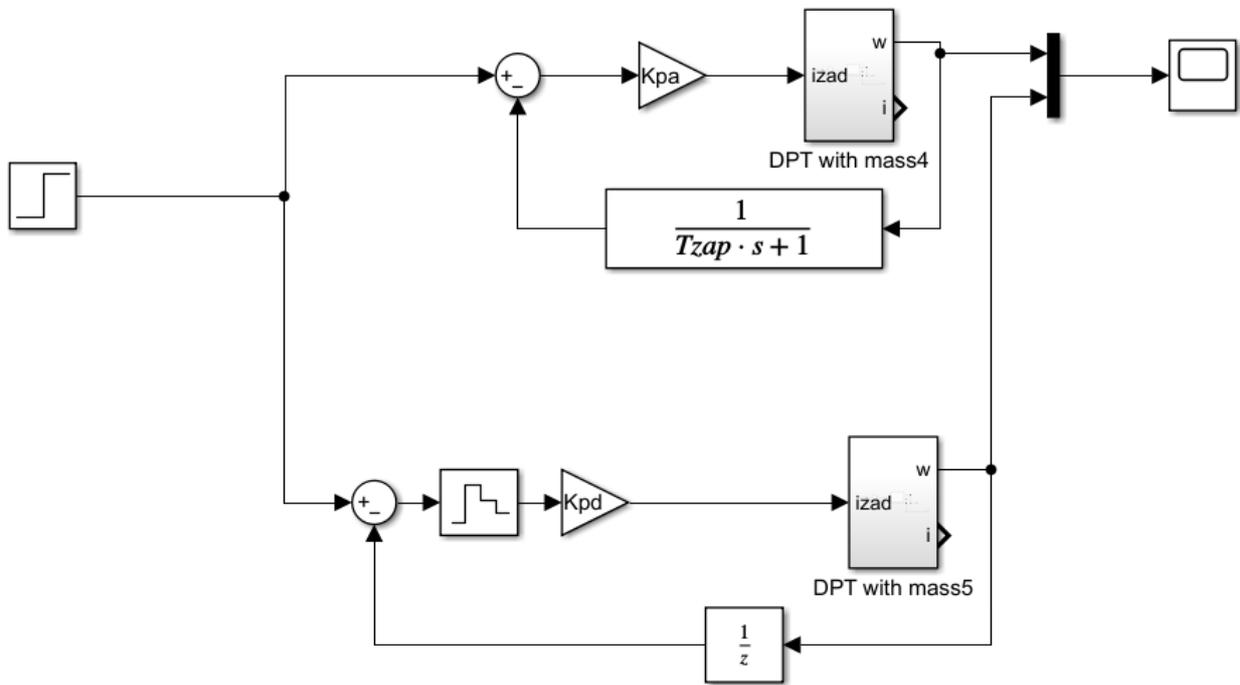


Рисунок 2.7 – Полная эквивалентная модель системы.

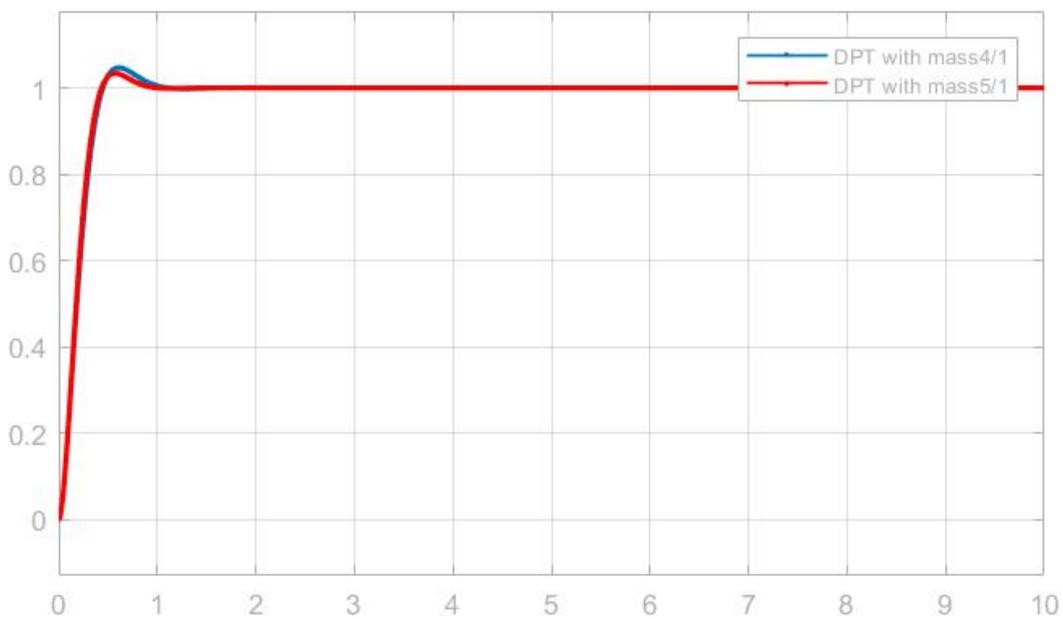


Рисунок 2.8 – Переходный процесс в системе с учетом вычислительной задержки $\varepsilon = T_0$.

Порядок выполнения работы

1. Снять временные диаграммы, иллюстрирующие работу эквивалентных аналогового и цифрового П-регуляторов при линейно нарастающем входном

воздействии на входе регулятора для случая вычислительной задержки $\varepsilon = 0$. Представить схему модели.

2. Построить эквивалентную модель и осуществить ее настройку на «оптимум по модулю» при $T_{\mu 1} = T_1 = 0.05$.

3. Путем моделирования определить величину периода дискретности управления T_0 , при которой обеспечивается качество переходного процесса в исследуемой цифровой системе, близкое к процессу в эквивалентной непрерывной системе. Снять осциллограммы переходных процессов для значений $T_0 = 0.1T_{\mu 1}$; $T_0 = T_{\mu 1}$. Параметры переходных процессов занести в таблицу 2.1. Представить схему модели.

Таблица 2.1.

T_0	t_p, c	$\Delta y, \%$
$T_0 = 0,1T_{\mu 1}$		
$T_0 = T_{\mu 1}$		

4. Построить полную эквивалентную модель системы, учитывающую динамические свойства П-регулятора в виде системы, содержащей объект управления, аналоговый П-регулятор, а также находящееся в цепи обратной связи апериодическое звено первого порядка с единичным коэффициентом передачи и постоянной времени T_{zap} .

5. Определить величину постоянной времени T_{zap} , при которой процессы в исследуемой цифровой системе и эквивалентной модели максимально приближены друг к другу. Максимальное приближение процессов имеет место при минимальном значении функционала:

$$F = \int \text{abs}(y - y_{\varepsilon}(T_{zap}))dt,$$

где y – процесс в цифровой системе, $y_{\varepsilon}(T_{zap})$ – процесс в эквивалентной системе при некотором значении постоянной T_{zap} .

Результаты моделирования занести в таблицу 2.2, построить зависимость $F = \varphi(T_{zap})$.

Режим моделирования $T_0 = T_1 = 1$, $T_{zap} = (0.1; 0.4; 0.9) \cdot T_0$. Параметры цифрового и аналогового П-регуляторов берутся из п.2 и при моделировании остаются неизменными.

Таблица 2.2.

T_{zap}	$0.1T_0$	$0.4T_0$	$0.9T_0$
F			

6. Осуществить настройку полной эквивалентной модели системы на «оптимум по модулю» при малой некомпенсированной постоянной времени, определяемой на основании соотношения $T_\mu = T_1 + T_{зан}$. Снять осциллограммы переходных процессов для значений $T_0 = 1$; $T_1 = 1, 0.5$; параметры переходных процессов занести в таблицу 2.3. Представить схему модели.

Таблица 2.3.

T_1	T_μ	t_{p1}, c	$\Delta y, \%$
$T_1 = T_{\mu 1}$			
$T_1 = T_{\mu 1}/2$			

7. Снять временные диаграммы, иллюстрирующие работу эквивалентных аналогового и цифрового П-регуляторов при линейно нарастающем входном воздействии на входе регулятора для случая вычислительной задержки $\varepsilon = T_0$. Представить схему модели.

8. Построить цифровую модель системы и полную эквивалентную модель, учитывающие вычислительную задержку $\varepsilon = T_0$.

9. Осуществить настройку полной эквивалентной модели системы на «оптимум по модулю» при малой некомпенсированной постоянной времени, определяемой на основании соотношения $T_\mu = T_1 + T_{зар} + T_0$. Снять осциллограммы переходных процессов для значений $T_0 = 0.05$; $T_1 = 1; 0.5$. Параметры переходных процессов занести в таблицу 2.4. Представить схему модели.

Таблица 2.4.

T_1	T_μ	t_{p1}, c	t_{p2}, c	$\Delta y, \%$
$T_1 = T_{\mu 1}$				
$T_1 = T_{\mu 1}/2$				

10. Осуществить синтез системы из условия обеспечения в ней «биномиальной настройки» и провести моделирование согласно пп.2-9.

Лабораторная работа №3

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ С ИНТЕГРАЛЬНЫМ РЕГУЛЯТОРОМ И ОБЪЕКТОМ В ВИДЕ АПЕРИОДИЧЕСКОГО ЗВЕНА ИЗ УСЛОВИЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННОГО ПО КАЧЕСТВУ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА

Цель работы

Исследование системы управления объектом в виде апериодического звена с помощью аналогового и цифрового интегрального регулятора (И-регулятора) при настройке на стандартные оптимумы.

Краткие пояснения

Данная лабораторная работа является продолжением первых двух лабораторных работ. Объект управления остается неизменным.

И-регулятор может быть построен несколькими способами. В частности, существуют модели И-регуляторов, построенных на основе методов прямоугольников и трапеций. Каждый из этих методов имеет свои особенности и применяется в определенных ситуациях. Метод прямоугольников основан на разделении входного сигнала на непрерывные интервалы времени, после чего для каждого интервала вычисляется среднее значение. Это позволяет приблизительно учесть влияние входных изменений. Метод трапеций, в свою очередь, представляет собой более точную и детализированную версию И-регулятора. Он основан на разбиении входного сигнала на трапеции, каждая из которых имеет свою высоту, обозначающую степень влияния. Таким образом, каждое изменение входного сигнала учитывается более детально и точно. Оба метода имеют свои преимущества и недостатки, поэтому выбор между ними зависит от конкретной задачи и требуемой точности регулирования.

На рисунках 3.1 и 3.2 представлены модели И-регуляторов, построенных по методу прямоугольников и трапеций соответственно.

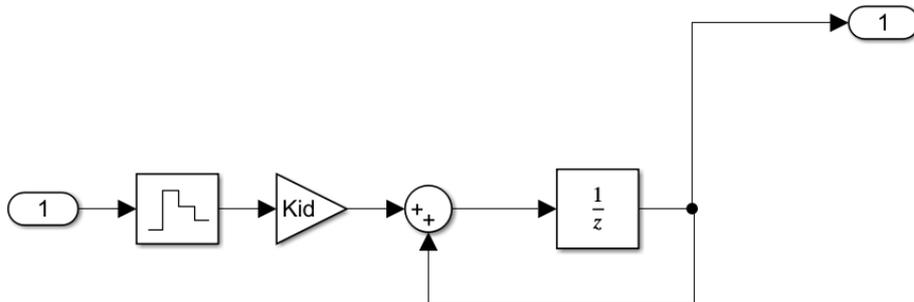


Рисунок 3.1 – Модель цифрового И-регулятора, построенного по методу прямоугольников.

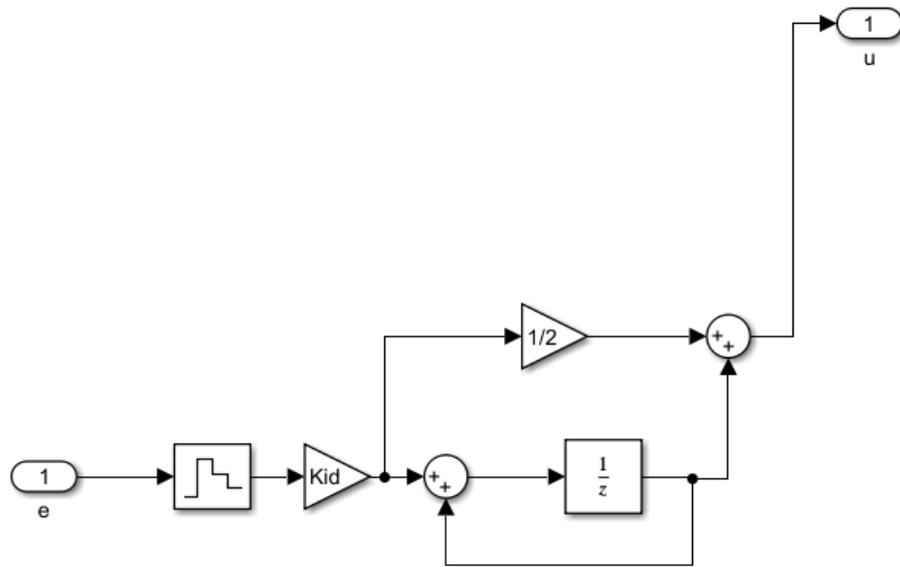


Рисунок 3.2 – Модель цифрового И-регулятора, построенного по методу трапеций.

Для снятия временных диаграмм, иллюстрирующих работу эквивалентных аналогового и цифровых И-регуляторов при линейно нарастающем входном воздействии на входе регулятора для случая вычислительной задержки $\varepsilon = 0$ применяется модель, изображенная на рисунке 3.3.

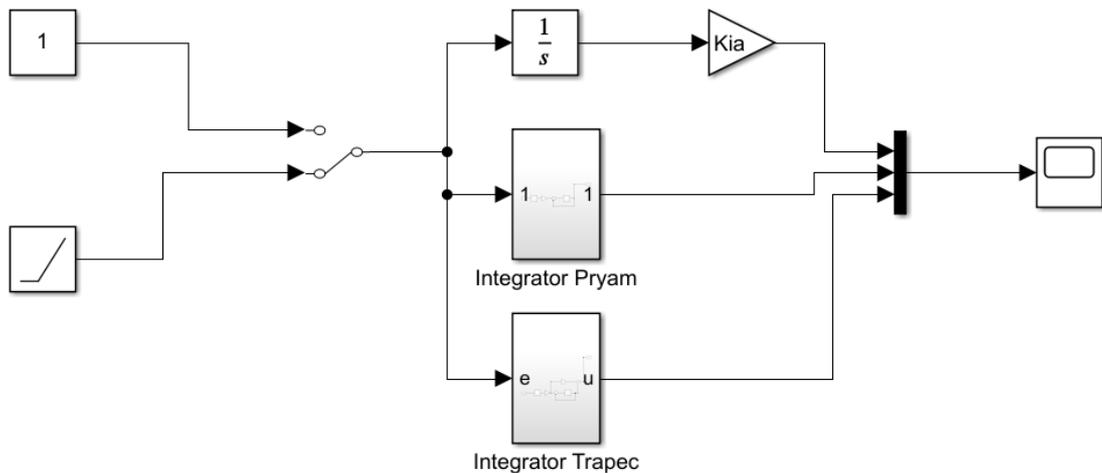


Рисунок 3.3 – Модели аналогового и цифрового И-регуляторов.

На рисунке 3.4 представлены временные диаграммы, иллюстрирующие работу эквивалентных аналогового и цифрового И-регуляторов при постоянном входном воздействии.

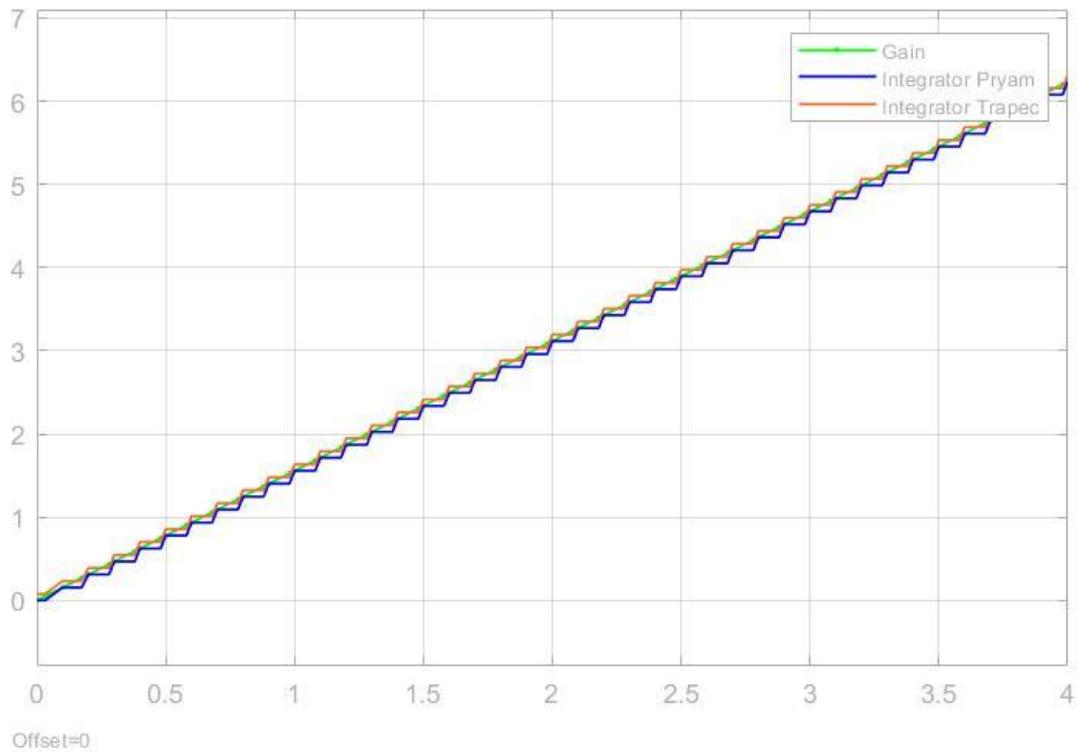


Рисунок 3.4 – Временные диаграммы при постоянном входном воздействии.

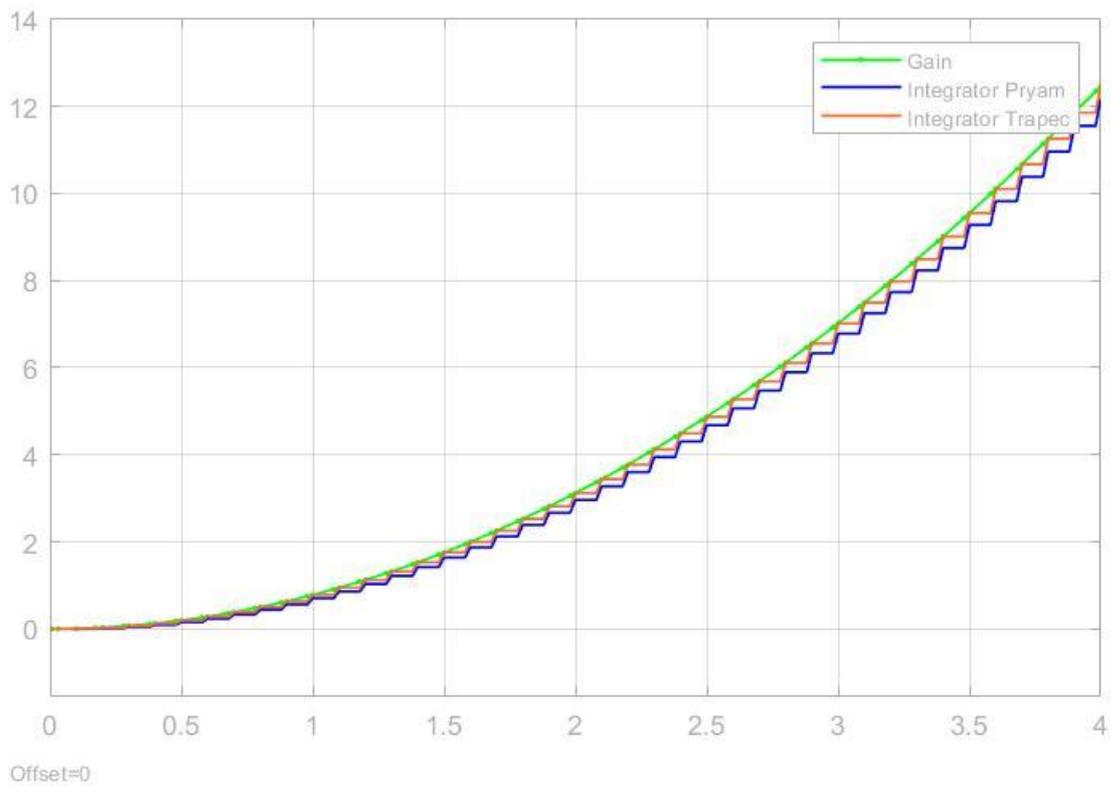


Рисунок 3.5 – Временные диаграммы при линейно нарастающем воздействии.

На рисунке 3.6 представлена эквивалентная модель, настроенная на оптимум по модулю. Величина периода дискретности управления T_0 , при которой обеспечивается качество переходного процесса в исследуемой цифровой системе, близкое к процессу в эквивалентной непрерывной системе задается программно и зависит от характеристик микроконтроллера. Объект управления остаётся тем же самым, что и в предыдущей работе – ДПТ с механической нагрузкой. В качестве цифрового И-регулятора используется регулятор, построенный по методу трапеций. Настраивается контур тока на оптимум по модулю с помощью И-регулятора с коэффициентами:

Параметры коэффициентов регулятора следующие:

$$K_{ia} = \frac{R}{2 \cdot T_\mu}; \quad (3.1)$$

$$K_{id} = K_{ia} \cdot T_0,$$

где T_0 – период дискретности, R – сопротивление обмотки двигателя, T_μ – малая некомпенсированная постоянная времени.

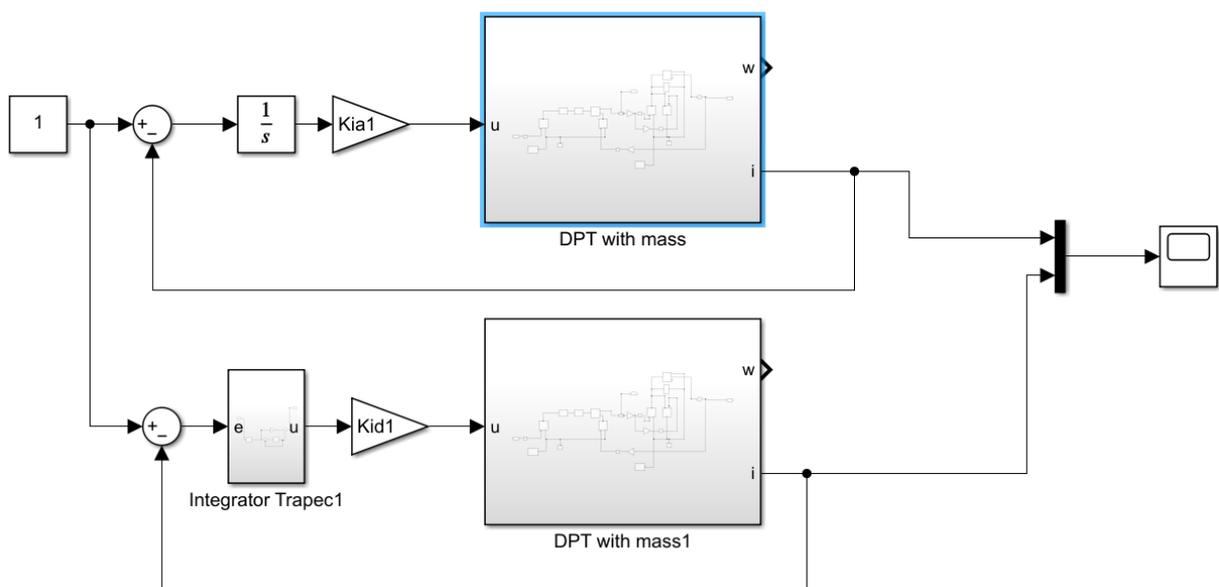


Рисунок 3.6 – Эквивалентная модель, настроенная на оптимум по модулю.

На рисунке 3.7 изображены примеры переходных процессов, полученных в результате работы модели.

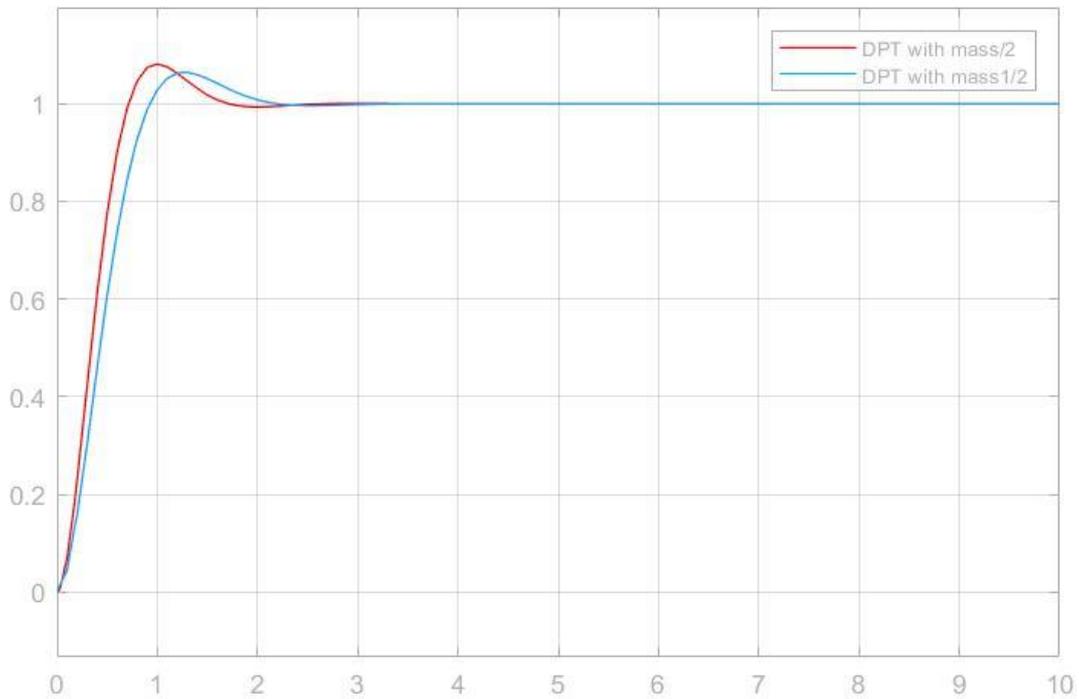


Рисунок 3.7 – Примеры переходных процессов с найденным периодом дискретизации T_0 .

3. Чтобы учесть динамические свойства И-регулятора, необходимо в обратную связь замкнутой системы управления ввести апериодическое звено первого порядка с постоянной времени T_{zap} .

На рисунке 3.8 показан пример построения такой модели в MatLab.

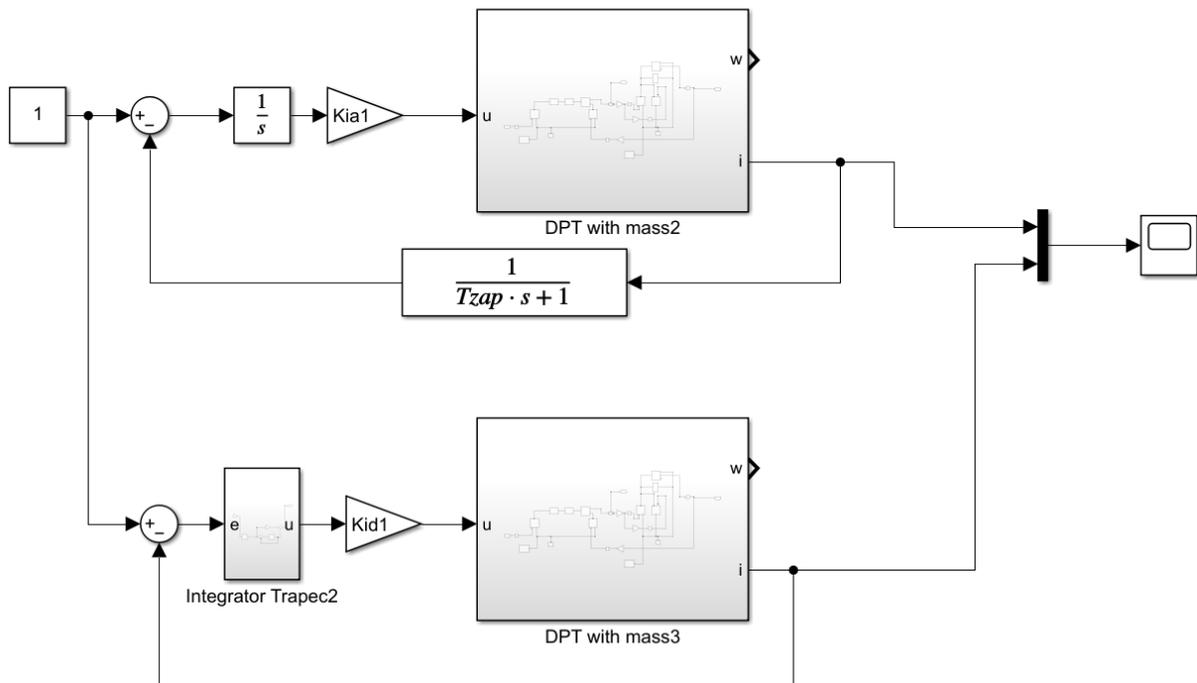


Рисунок 3.8 – Структурная схема системы, учитывающей динамические свойства И-регулятора.

Для определения значения постоянной времени T_{zap} , при которой процессы в исследуемой цифровой системе и эквивалентной модели максимально приближены друг к другу можно использовать следующий скрипт:

```

for j=1:10
    K(j) = j*0.1;
    Tzap=K(j)*To;
    SimOut = sim('Лабораторная работа 3');
    t = SimOut.y2(:,1);
    ia = SimOut.y2(:,2);
    id = SimOut.y2(:,3);
    F(j)=sum(abs(ia-id));
end
plot(K,F,'LineWidth',1)

```

(3.2)

Максимальное приближение процессов имеет место при минимальном значении функционала:

$$F = \int \text{abs}(y - y_{\varepsilon}(T_{zap}))dt \quad (3.3)$$

Результат зависимости $F = K(T_{zap})$ изображен на рисунке 3.9.

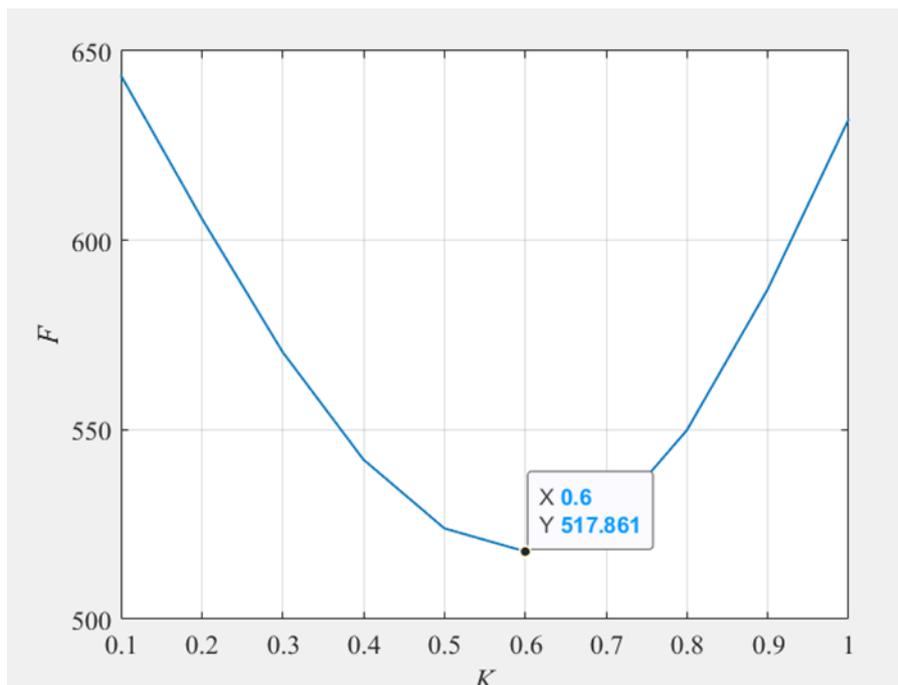


Рисунок 3.9 – Пример зависимости $F = K(T_{zap})$.

Из графика видно, что в данном случае при $T_{zap} = 0.6$ функционал минимален. Это обязательно необходимо учитывать при настройке регулятора:

$$T_{\mu} = T_1 + T_{zap} \quad (3.4)$$

Синтез системы с использованием эквивалентной модели системы, учитывающей динамические свойства цифрового И-регулятора для случая вычислительной задержки $\varepsilon = T_0$. Чтобы учесть вычислительную задержку на период дискретности в обратную связь цифровой системы управления вводится звено запаздывания unit delay.

Модель такой системы изображена на рисунке 3.10.

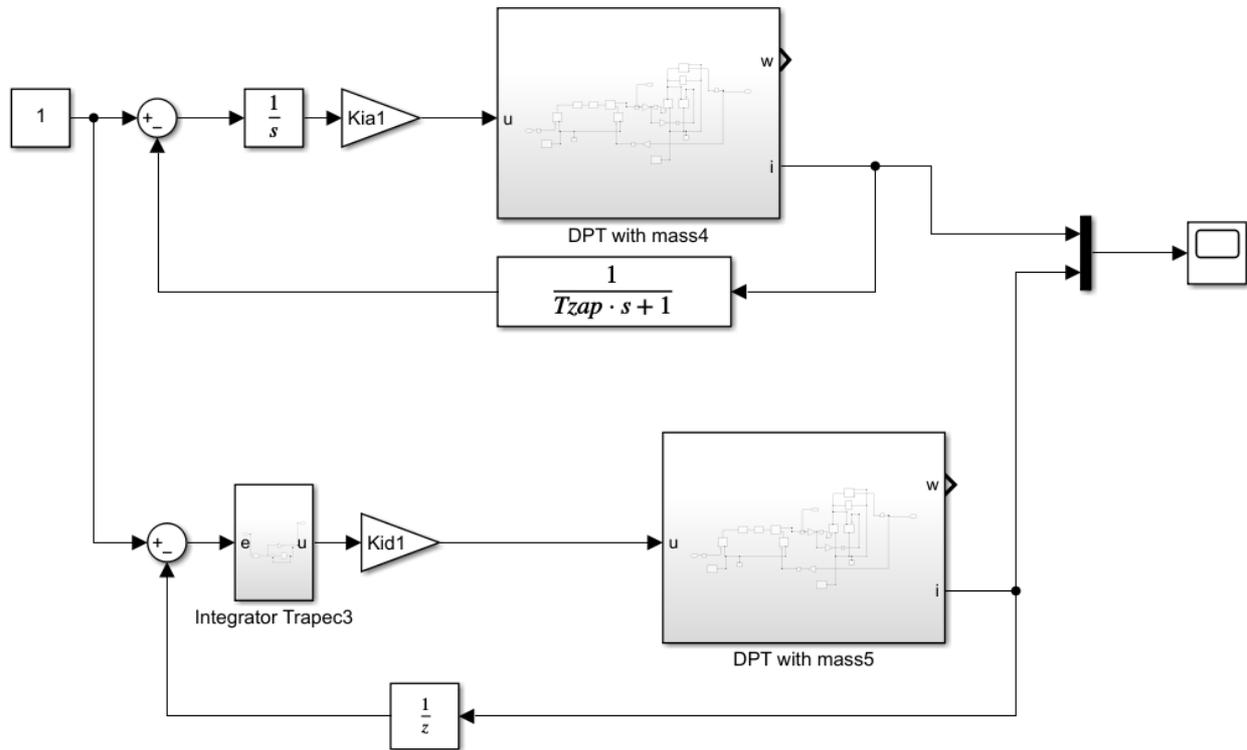


Рисунок 3.10 – Полная эквивалентная модель системы.

Эффективная настройка модели позволяет достичь оптимального функционирования системы управления, обеспечивая стабильную и точную настройку. Учет динамических характеристик интегрального регулятора позволяет адаптировать систему управления к изменяющимся условиям и требованиям, обеспечивая высокую отзывчивость и точность регулирования.

Пример работы модели с настройкой на технический оптимум и с учетом динамических характеристик И-регулятора, а также вычислительной задержки представлен на рисунке 3.11.

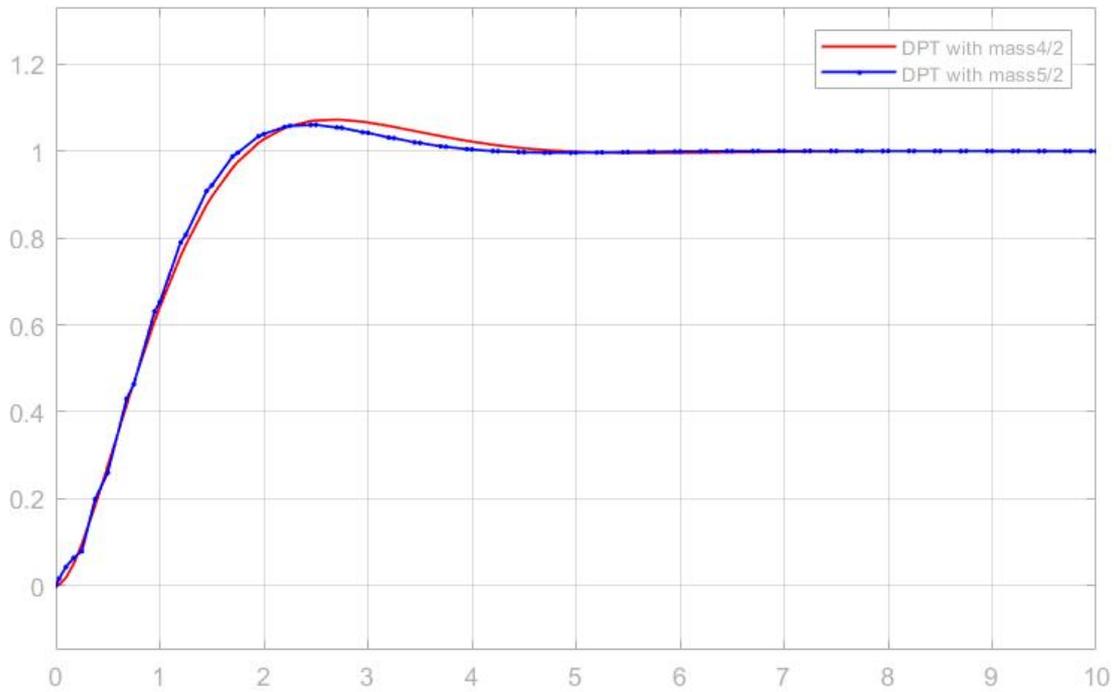


Рисунок 3.11 – Переходный процесс в системе с учетом вычислительной задержки $\varepsilon = T_0$.

Порядок выполнения работы

1. Снять временные диаграммы, иллюстрирующие работу эквивалентных аналогового и цифрового И-регуляторов при постоянном и линейно нарастающем входных воздействиях на входе регулятора для случая вычислительной задержки $\varepsilon = 0$. Представить схему модели.
2. Построить эквивалентную модель и осуществить ее настройку на «оптимум по модулю» $T_{\mu 1} = T_I = 1$.
3. Путем моделирования определить величину периода дискретности управления T_0 , при которой обеспечивается качество переходного процесса в исследуемой цифровой системе, близкое к процессу в эквивалентной непрерывной системе. Снять осциллограммы переходных процессов для значений $T_0 = 0.1T_{\mu 1}$; $T_0 = T_{\mu 1}$. Параметры переходных процессов занести в таблицу 3.1. Представить схему модели.

Таблица 3.1.

T_0	t_{p1}, c	t_{p2}, c	$\Delta y, \%$
$T_0 = 0.1 T_{\mu 1}$			
$T_0 = T_{\mu 1}$			

4. Построить полную эквивалентную модель системы, учитывающую динамические свойства И-регулятора в виде системы, содержащей объект управления, аналоговый И-регулятор, а также находящееся в цепи обратной связи апериодическое звено первого порядка с единичным коэффициентом передачи и постоянной времени T_{zap} .

5. Определить величину постоянной времени T_{zap} , при которой процессы в исследуемой цифровой системе и эквивалентной модели максимально приближены друг к другу. Максимальное приближение процессов имеет место при минимальном значении функционала:

$$F = \int \text{abs}(y - u_z(T_{zap} i)) dt,$$

где y – процесс в цифровой системе, $u_z(T_{zap} i)$ – процесс в эквивалентной системе при некотором значении постоянной $T_{zap} i$.

Результаты моделирования занести в таблицу 3.2, построить Режим моделирования $T_0 = T_1$ ($T_1 = 0.25$), $T_{zap} = (0.1, 0.4, 0.9) \cdot T_0$. Параметры цифрового и аналогового И-регуляторов берутся из п.2 и при моделировании остаются неизменными.

Таблица 3.2.

T_{zap}	$0.1T_0$	$0.4T_0$	$0.9T_0$
F			

6. Осуществить настройку полной эквивалентной модели системы на «оптимум по модулю» при малой некомпенсированной постоянной времени, определяемой на основании соотношения $T_\mu = T_1 + T_{zap}$. Снять осциллограммы переходных процессов для значений $T_0 = T_1, 2T_1$; параметры переходных процессов занести в таблицу 3.3. Представить схему модели.

Таблица 3.3.

T_1	T_μ	t_{p1}, c	t_{p2}, c	$\Delta y, \%$
$T_1 = T_{\mu 1}$				
$T_1 = T_{\mu 1}/2$				

7. Снять временные диаграммы, иллюстрирующие работу эквивалентных аналогового и цифрового И-регуляторов при постоянном и линейно нарастающем входных воздействиях на входе регулятора для случая вычислительной задержки $\varepsilon = T_0$. Представить схему модели.

8. Построить цифровую модель системы и полную эквивалентную модель, учитывающие вычислительную задержку $\varepsilon = T_0$.

9. Осуществить настройку полной эквивалентной модели системы на «оптимум по модулю» при малой некомпенсированной постоянной времени, определяемой на основании соотношения $T_\mu = T_1 + T_{zap} + T_0$. Снять осциллограммы переходных процессов для значений $T_0 = 1; T_1 = 1; 0.5$. Параметры переходных процессов занести в таблицу 3.4. Представить схему модели.

Таблица 3.4.

T_1	T_μ	t_{p1}, c	t_{p2}, c	$\Delta y, \%$
$T_1 = T_\mu$				
$T_1 = T_\mu/2$				

10. Осуществить синтез системы из условия обеспечения в ней «биномиальной настройки» и провести моделирование согласно пп.2-9.

Ловлин Сергей Юрьевич
Поляков Николай Александрович
Демидова Галина Львовна
Цветкова Мадина Хасановна

Цифровые системы управления

Учебно-методическое пособие

В авторской редакции

Редакционно-издательский отдел Университета ИТМО

Зав. РИО

Н.Ф. Гусарова

Подписано к печати

Заказ №

Тираж

Отпечатано на ризографе

Редакционно-издательский отдел
Университета ИТМО
197101, Санкт-Петербург, Кронверкский пр., 49, литер А