

МОДЕЛИРОВАНИЕ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ В СРЕДЕ SiminTech

**Тамбов
Издательский центр ФГБОУ ВО «ТГТУ»
2025**

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

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

МОДЕЛИРОВАНИЕ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ В СРЕДЕ SiminTech

Утверждено Ученым советом университета
в качестве методических указаний для студентов 4 курса
направления 15.03.06 «Мехатроника и робототехника»
очной формы обучения

Учебное электронное издание



Тамбов
Издательский центр ФГБОУ ВО «ТГТУ»
2025

УДК 519.876.5
ББК 22.181я73
М74

Рецензент

Кандидат технических наук, доцент кафедры
«Информационные системы и защита информации» ФГБОУ ВО «ТГТУ»
А. И. Елисеев

М74 Моделирование робототехнических систем в среде SiminTech : методические указания по выполнению курсового проекта / сост. : П. В. Балабанов, В. А. Юдаев. – Тамбов : Издательский центр ФГБОУ ВО «ТГТУ», 2025. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – Системные требования : ПК не ниже класса Pentium IV ; RAM 512 Mb ; необходимое место на HDD 2,8 Mb ; Windows 7/8/10/11 ; дисковод CD-ROM, мышь. – Загл. с экрана.

Рассмотрены вопросы моделирования мехатронного узла с использованием среды программирования SiminTech, создания математической модели системы автоматического управления и расчета необходимых параметров модели управления скоростью вращения двигателя модуля движения.

Предназначены для студентов 4 курса направления 15.03.06 «Мехатроника и робототехника» очной формы обучения.

УДК 519.876.5
ББК 22.181я73

*Все права на размножение и распространение в любой форме остаются за разработчиком.
Нелегальное копирование и использование данного продукта запрещено.*

© Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Тамбовский государственный технический
университет» (ФГБОУ ВО «ТГТУ»), 2025

ВВЕДЕНИЕ

В мире предусматривается увеличение производства автоматизированных и роботизированных комплексов, а также гибких производственных систем для различных отраслей.

Основные элементы гибкой производственной системы – роботы различного назначения, станки с числовым программным управлением, станки типа «обрабатывающие центры», автоматические склады и т.д. – снабжены автоматизированными приводами.

Актуальность моделирования мехатронных и робототехнических систем обусловлена тем, что регуляторы имеют широкое распространение на различных видах производства: их применяют для регулирования температуры в хлебопекарных печах на хлебозаводах или температуры матриц прессов для формования пластика на предприятиях, занимающихся производством пластиковых игрушек, для регулирования подачи вещества-катализатора на химическом производстве, для регулирования скорости вращения электродвигателя и т.д. Применяв метод расчета оптимальных параметров регулятора, который вместе с объектом управления образует САУ с более высокими показателями качества, можно добиться значительного снижения шанса брака, увеличения производительности и соответственно более высоких показателей качества производимой продукции.

1. ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

На основе принципа построения цифровых электроприводов по скорости упрощенную принципиальную и функциональную схему (в эскизном варианте) можно представить в виде, показанном соответственно на рис. 1.1.

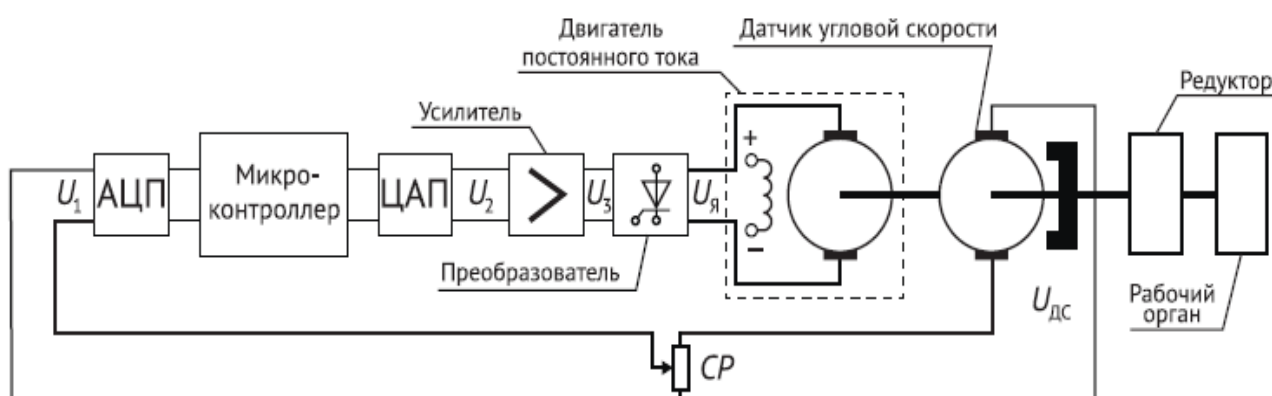


Рис. 1.1. Принципиальная схема мехатронного модуля движения по угловой скорости:

ДПТ – двигатель постоянного тока; ДС – датчик угловой скорости (тахогенератор);

СР – согласующий резистор; Р – редуктор; РО – рабочий орган;

МК – микроконтроллер; АЦП, ЦАП – преобразователи сигналов; У – усилитель;

СП – силовой преобразователь (регулируемый трехфазный выпрямитель)

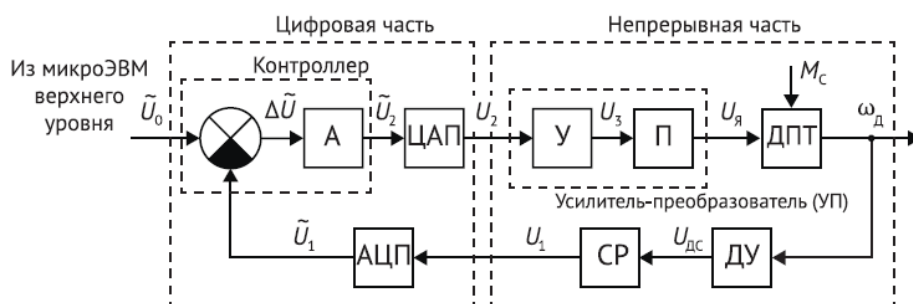


Рис. 1.2. Функциональная схема мехатронного модуля движения по угловой скорости

Модуль обеспечивает управление угловой скорости двигателя ω_d в соответствии с заданным цифровым сигналом $\tilde{U}_0$, который формируется программными средствами в микроЭВМ верхнего уровня. Он функционирует следующим образом: в управляющей цифровой части модуля информация обрабатывается в двоичных кодах. АЦП кодируют аналоговые сигналы обратной связи U_1 в цифровой сигнал $\tilde{U}_1$, который поступает на вход контроллера; на другой его вход подается цифровой задающий сигнал $\tilde{U}_0$; в микропроцессоре контроллера выполняются операции вычисления сигнала рассогласования $\Delta U = \tilde{U}_0 - \tilde{U}_1$ и предписанного алгоритма управления (на функциональной схеме эти операции условно отображены соответственно в виде виртуального сравнивающего органа и виртуального алгоритмического блока (А)); выходная величина контроллера 2 в двоичном коде подается на вход ЦАП, с которого превращается в непрерывную величину $\tilde{U}_2$, представляющую собой электрический сигнал в виде напряжения; затем этот сигнал поступает на непрерывную часть модуля, проходя через которую, сигнал U_2 формирует на выходе значение угловой скорости ω_d , соответствующее задающему воздействию $\tilde{U}_0$.

Исходные варианты характеристик электродвигателей приведены в табл. 1.

Таблица 1

№ варианта	P_n , кВт	U_n , В	n_n , об/мин	n_{max} , об/мин	η , %	$R_{оя}$, Ом	$R_{дп}$, Ом	R_b , Ом	$L_{дв}$, мГн	$J_{дв}$, кг·м ²
2ПБ90МУХЛ4, 2ПБ90МГУХЛ4										
1	0,18	110	1000	4000	54,5	5,41	3,47	810	122	0,004
2	0,18	220	1000	2000	55,5	21,77	13,31	222	490	
3	0,28	110	1600	4000	63,5	2,69	1,85	810	62	
4	0,28	220	1500	3000	63,5	11,7	7,35	222	267	
5	0,4	110	2360	4000	69,5	1,46	0,87	810	34	
6	0,4	220	2200	4000	58,5	6,84	4,40	222	147	
7	0,55	110	3000	4000	71,0	1	0,58	810	21	
8	0,55	220	3000	4000	71,0	3,99	2,55	222	82	

№ варианта	P_n , кВт	U_n , В	n_n , об/мин	n_{max} , об/мин	η , %	$R_{оя}$, Ом	$R_{дп}$, Ом	R_b , Ом	$L_{дв}$, мГн	$J_{дв}$, кг·м ²
2ПБ90ЛУХЛ4, 2ПБ90ЛГУХЛ4										
9	0,18	110	750	3000	53	5,44	3,89	720	150	0,005
10	0,18	220	750	1500	53	23,55	15	192	610	
11	0,25	110	1000	4000	58,5	4,01	2,3	720	96	
12	0,25	220	1120	2000	61,5	13,25	8,65	192	360	
13	0,37	110	1500	4000	66	2,1	1,297	720	54	
14	0,37	220	1500	3000	67,5	7,74	5,17	192	199	
15	0,53	110	2200	4000	72	1,13	0,687	720	28	
16	0,53	220	2200	4000	73	4,26	2,84	192	108	
17	0,75	110	3000	4000	78,5	0,644	0,4	720	17	
18	0,75	220	3150	4000	77	2,28	1,609	192	63	

2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК НЕПРЕРЫВНОЙ ЧАСТИ МОДУЛЯ ДВИЖЕНИЯ

Для управления модулем движения мехатронным было выбрано в качестве силового преобразователя твердотельное реле ESS1-DD-010, которое будет осуществлять плавную коммутацию цепи якоря электродвигателя с источником постоянного тока в зависимости от величины управляющего сигнала.

Для обеспечения варьирования управляющего сигнала в цепи управления твердотельным реле в интервале $U_{тр.упр} \in [3; 32]$ В, в качестве усилителя сигнала был выбран операционный усилитель LM358N, подключенный по схеме неинвертирующего усилителя (рис. 2.1) [1].

Поскольку максимальное значение напряжения, которое можно получить с пина 9 платы Arduino UNO $U_9^{max} = 5$ В, можно определить необходимый коэффициент усиления операционного усилителя по формуле

$$k_{ОУ}^{треб} = \frac{U_{тр.упр}^{max}}{U_9^{max}} = \frac{32 \text{ В}}{5 \text{ В}} = 6,4. \quad (2.1)$$

Коэффициент усиления операционного усилителя, подключенного по схеме неинвертирующего усилителя, можно найти по формуле

$$k_{ОУ} = 1 + \frac{R_{ос}}{R_1}, \quad (2.2)$$

где $R_{ос}$ – номинальное сопротивление резистора обратной связи (см. рис. 2.1), Ом; R_1 – номинальное сопротивление резистора R1 (см. рис. 2.1), Ом.

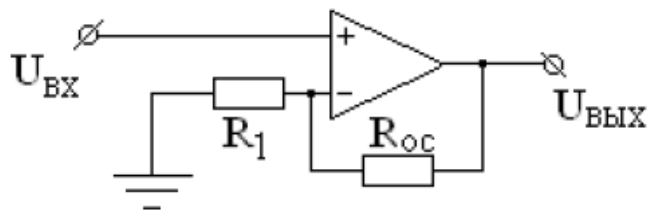


Рис. 2.1. Схема включения операционного усилителя

Выбрав для резистора обратной связи из ряда E12 номинальное сопротивление $R_{oc} = 82 \text{ Ом}$ (см. рис. 2.1), определим номинальное сопротивление резистора R_1 (см. рис. 2.1), выразив его из формулы (2.2) и учитывая равенство $k_{OY} = k_{OY}^{треб}$, по формуле

$$R_1 = \frac{R_{oc}}{k_{OY}^{треб} - 1} = \frac{82}{6,4 - 1} \approx 15,2 \text{ Ом.} \quad (2.3)$$

Выберем для резистора R_1 из ряда E24 номинальное сопротивление $R_1 = 16 \text{ Ом}$, учитывая отклонения номинальных сопротивлений резисторов.

Посчитаем коэффициент усиления ОУ по формуле

$$k_{OY} = 1 + \frac{R_{oc}}{R_1} = 1 + \frac{82}{16} \approx 6,125. \quad (2.4)$$

Полученное значение коэффициента усиления ОУ k_{OY} достаточно близко к значению требуемого коэффициента усиления ОУ $k_{OY}^{треб}$, чтобы осуществлять плавную коммутацию цепи якоря электродвигателя с источником питания.

В качестве согласующего резистора был выбран резистор переменный 16T1-B50K.

Найдем номинальную угловую скорость вращения вала электродвигателя по формуле [1]

$$\omega_n = \frac{2\pi}{60} n_n = \frac{\pi}{30} n_n \approx \frac{3,1416}{30} \cdot 3000 = 314,16 \frac{\text{рад}}{\text{с}}, \quad (2.5)$$

где $n_n = 3000$ – номинальная частота вращения вала электродвигателя, $\frac{\text{об}}{\text{мин}}$.

Определим номинальный крутящий момент двигателя по формуле [1]

$$M_n = \frac{P_n \cdot 10^3}{\omega_n} = \frac{0,55 \cdot 10^3}{314,16} = 1,75 \text{ Н·м,} \quad (2.6)$$

где $P_n = 0,55$ – номинальная мощность электродвигателя, кВт ; $\omega_n = 314,16$ – номинальная угловая скорость вращения вала электродвигателя, $\frac{\text{рад}}{\text{с}}$.

Найдем эквивалентный момент инерции модуля движения, приведенный к валу электродвигателя по формуле [1]

$$J = J_{\text{дв}} + J_{\text{подв}} = 0,004 + 0,002 = 0,006 \text{ кг}\cdot\text{м}^2, \quad (2.7)$$

где $J_{\text{дв}} = 0,004$ – момент инерции электродвигателя, $\text{кг}\cdot\text{м}^2$; $J_{\text{подв}} = 0,5J_{\text{дв}} = 0,5 \cdot 0,004 = 0,002$ – момент инерции подвижных элементов для модулей движения по скорости, $\text{кг}\cdot\text{м}^2$.

Исходя из того, что модуль движения нагружен постоянным моментом сопротивления, эквивалентным номинальному крутящему моменту электродвигателя, найдем момент сопротивления по формуле [1]

$$M_c = M_n = 1,75 \text{ Н}\cdot\text{м}. \quad (2.8)$$

3. СОЗДАНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ САУ

Для создания математической модели САУ, с учетом упрощенной функциональной схемы модуля движения, была составлена непрерывно-дискретная структурная модель модуля движения в виде модели импульсной системы, представленная на рис. 3.1 [2].

3.1. Определение динамических свойств непрерывных аналогов

для дискретных компонентов САУ

Определим динамические свойства непрерывных аналогов для дискретных компонентов рассматриваемой САУ (рис. 3.1).

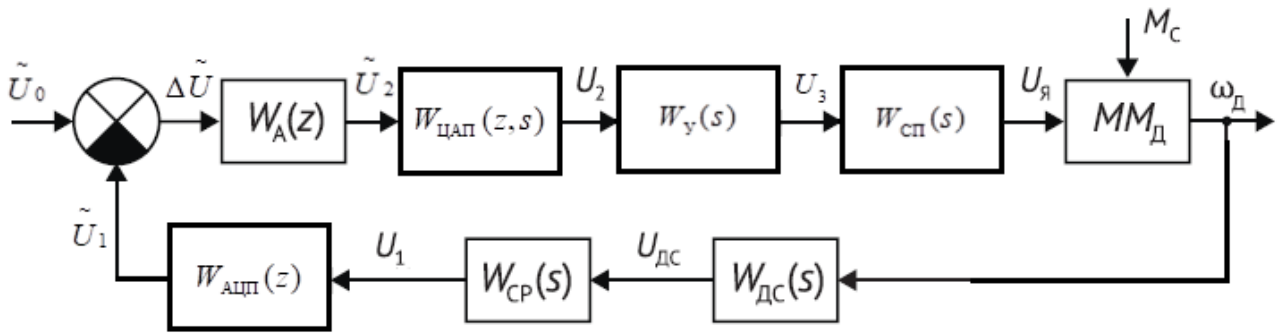
Динамические свойства непрерывного аналога АЦП (пина А0 платы ArduinoUNO) описываются звеном с передаточной функцией [1]

$$W_{\text{АПЦ}}(s) = \frac{\tilde{U}_1(s)}{U_1(s)} = k_{\text{АПЦ}} = 204,8 \frac{1}{\text{В}}, \quad (3.1)$$

где $\tilde{U}_1(s)$ – изображение выходного сигнала АЦП по Лапласу, т.е. напряжения между скользящим контактом СР и «землей», преобразованного в число, записанное в двоичной системе счисления, безразмерная; $U_1(s)$ – изображение входного сигнала АЦП по Лапласу, т.е.

напряжения между скользящим контактом СР и «землей», В; $k_{\text{АПЦ}} = \frac{2^{\alpha_1} - 1}{U_{\text{АПЦ,вх}}^{\text{max}}} = \frac{2^{10} - 1}{5} \approx 204,8$ –

передаточный коэффициент АЦП, $\frac{1}{\text{В}}$.



**Рис. 3.1. Непрерывно-дискретная структурная модель модуля движения
в виде модели импульсной системы [1]:**

MM_D – математическая модель ДПТ

Динамические свойства непрерывного аналога ЦАП (пина 9 платы ArduinoUNO) описываются звеном с передаточной функцией [1]

$$W_{\text{ЦАП}}(s) = \frac{U_2(s)}{\tilde{U}_2(s)} = k_{\text{АПЦ}} = 0,0196 \text{ В}, \quad (3.2)$$

где $U_2(s)$ – изображение выходного сигнала ЦАП по Лапласу, т.е. напряжения, подаваемого на вход У, В; $\tilde{U}_2(s)$ – изображение входного сигнала ЦАП по Лапласу, т.е. значение напряжения, записанное в двоичной системе счисления и формируемое АБ, безразмерное;

$$k_{\text{ЦАП}} = \frac{U_{\text{ЦАП.ВЫХ}}^{\text{max}}}{2^{\alpha_2} - 1} = \frac{5}{2^8 - 1} \approx 0,0196 \text{ – передаточный коэффициент ЦАП, В.}$$

Динамические свойства непрерывного аналога АБ описывает звено с передаточной функцией [10]

$$W_{\text{АБ}}(s) = \frac{\tilde{U}_2(s)}{\Delta \tilde{U}(s)} = k_{\Pi} + \frac{k_{\text{И}}}{s} + \frac{k_{\text{Д}}}{T_{\text{Д}}s + 1}, \quad (3.3)$$

где $\Delta \tilde{U}(s)$ – изображение выходного сигнала АБ по Лапласу, т.е. разность значений, представленная как и $\tilde{U}_0(s)$ с $\tilde{U}_1(s)$, в виде числа, записанного в двоичной системе счисления, безразмерная; $T_{\text{Д}}$ – постоянная времени дифференцирования, с.

3.2. Определение динамических свойств непрерывных компонентов САУ

Определим динамические свойства непрерывных компонентов САУ (рис. 3.1).

Динамические свойства ДС (тахогенератора типа ТС1, встроенного в ДПТ) описываются звеном с передаточной функцией [1]

$$W_{\text{ДС}}(s) = \frac{U_{\text{ДС}}(s)}{\omega_{\text{д}}(s)} = k_{\text{ДС}} = 0,315 \frac{\text{В} \cdot \text{с}}{\text{рад}}, \quad (3.4)$$

где $U_{\text{ДС}}(s)$ – изображение выходного сигнала ДС по Лапласу, т.е. напряжения в якорной цепи тахогенератора, В; $\omega_{\text{д}}(s)$ – изображение входного сигнала ДС по Лапласу, т.е. угловой скорости вращения вала ДПТ, $\frac{\text{рад}}{\text{с}}$.

Динамические свойства СР (резистора переменного 16Т1-В50К) описываются звеном с передаточной функцией [1]

$$W_{\text{СР}}(s) = \frac{U_1(s)}{U_{\text{ДС}}(s)} = k_{\text{СР}} = 0,051, \quad (3.5)$$

где $k_{\text{СР}} = \frac{U_{\text{АЦП.ВХ}}^{\text{max}}}{U_{\text{ДС.Н}}} = \frac{5}{99} \approx 0,051$ – передаточный коэффициент СР, безразмерный;

$U_{\text{ДС.Н}} = k_{\text{ДС}} \omega_{\text{н}} = 0,315 \cdot 314,16 \approx 99$ – номинальное значение напряжения в цепи якоря тахогенератора (ДС) при номинальном значении угловой скорости вращения вала ДПТ, В.

Динамические свойства У (ОУ LM358N) описываются передаточной функцией [1]

$$W_{\text{У}}(s) = k_{\text{ОУ}} = 6,125. \quad (3.6)$$

Поскольку на входе твердотельного реле всегда подается сигнал, равный 3 В (реализовано программой МК), что обеспечивает плавную регулировку коммутации якорной цепи электродвигателя с источником постоянного тока, динамические свойства СП (твердотельного реле ESS1-DD-010) описываются передаточной функцией

$$W_{\text{СП}}(s) = \frac{U_{\text{я}}(s)}{U_3(s)} = k_{\text{ТР}} \approx 7,18, \quad (3.7)$$

где $U_{\text{я}}(s)$ – изображение выходного сигнала СП по Лапласу, т.е. напряжения, подаваемого на якорную цепь ДПТ, В; $U_3(s)$ – изображение входного сигнала СП по Лапласу, т.е. сигнала, формируемого У, В;

$k_{\text{ТР}} = \frac{U_{\text{я.Н}}}{U_{\text{ОУ}}^{\text{max}}} = \frac{220}{30,625} \approx 7,18$ – передаточный коэффициент СП, безразмерный;

$U_{\text{я.Н}}$ – номинальное значение напряжения, подаваемого на якорь ДПТ, В;

$U_{\text{ОУ}}^{\text{max}} = k_{\text{ОУ}} U_{\text{ЦАП.ВЫХ}}^{\text{max}} = 6,125 \cdot 5 = 30,625$ – максимальные значения напряжения, формируемого У, В.

Таким образом, мы получили непрерывную структурную модель модуля движения мехатронного, представленную на рис. 3.2 [3].

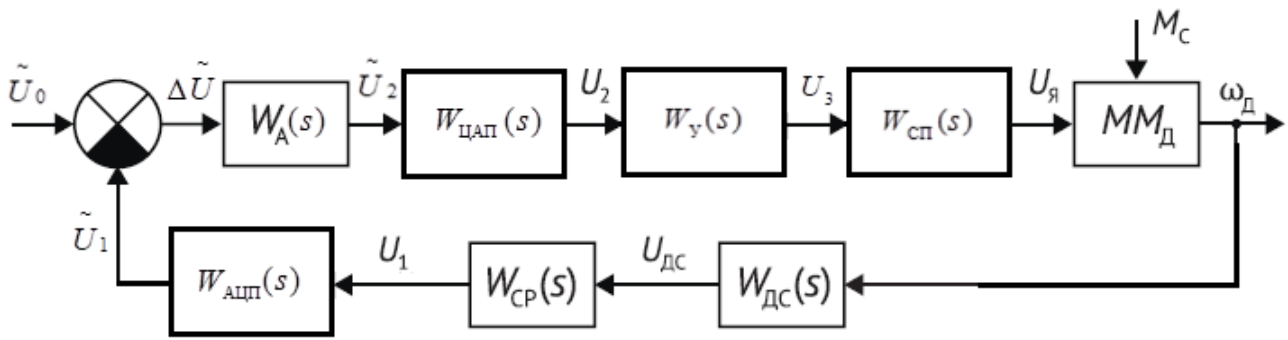


Рис. 3.2. Непрерывная структурную модель модуля движения мехатронного:

MM_D – математическая модель ДПТ

3.3. Создание математической модели ДПТ

Математическая модель ДПТ описывается системой дифференциальных уравнений (см. рис. 3.2) [4]

$$\begin{cases} U_Y = L_Y \frac{dI}{dt} + R_Y I + E_Y & (1) \\ J \frac{d\omega_D}{dt} = M - M_c & (2) \\ \omega_D = \frac{d\phi_D}{dt} & (3) \\ E_Y = k_E \omega_D & (4) \\ M = k_M I & (5) \end{cases}, \quad (3.8)$$

где U_Y – напряжение в цепи якоря, В; L_Y – индуктивность якоря, Гн; I – сила тока в цепи якоря, А; R_Y – сопротивление обмоток якоря, Ом; E_Y – обратная электродвижущая сила в цепи якоря, В; M – крутящий момент на валу ДПТ, Н·м; ϕ_D – угол поворота вала ДПТ, рад; k_E – коэффициент противоЭДС ДПТ, $\frac{\text{Н} \cdot \text{м}}{\text{А}}$; k_M – моментный коэффициент ДПТ, $\frac{\text{В} \cdot \text{с}}{\text{рад}}$.

Найдем номинальное значение тока двигателя по формуле [1]

$$I_H = \frac{\frac{P_H \cdot 10^5}{\eta} - \frac{U_H^2}{1,3R_B}}{U_H} = \frac{\frac{0,55 \cdot 10^5}{71} - \frac{220^2}{1,3 \cdot 222}}{220} \approx 2,76 \text{ А}, \quad (3.9)$$

где η – номинальный КПД ДПТ, %; U_H – номинальное значение напряжения ДПТ, В; R_B – сопротивление обмоток возбуждения ДПТ, Ом.

Определим моментный коэффициент ДПТ по формуле [1]

$$k_M = \frac{M_H}{I_H} = \frac{1,75}{2,76} \approx 0,634 \frac{\text{Н} \cdot \text{м}}{\text{А}}. \quad (3.10)$$

2. Коэффициенты математической модели ДПТ

$R_{я}, \text{ Ом}$	$k_M, \frac{\text{Н} \cdot \text{м}}{\text{А}}$	$J, \text{ кг} \cdot \text{м}^2$	$k_E, \frac{\text{В} \cdot \text{с}}{\text{рад}}$	$L_{я}, \text{ Гн}$
3,99	0,634	0,006	0,665	0,082

Посчитаем коэффициент противоЭДС ДПТ по формуле [1]

$$k_E = \frac{E_{я}}{\omega_d} = \frac{30 \cdot (U_{н} - R_{я} I_{н})}{\pi n_{н}} = \frac{30 \cdot (220 - 3,99 \cdot 2,76)}{3,1416 \cdot 3000} \approx 0,665 \frac{\text{В} \cdot \text{с}}{\text{рад}}. \quad (3.11)$$

Коэффициенты математической модели ДПТ приведены в табл. 2.

4. СИНТЕЗ НЕПРЕРЫВНОГО РЕГУЛЯТОРА АНАЛИТИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

4.1. Получение передаточной функции двигателя постоянного тока

Определим передаточную функцию ДПТ

$$W_{\text{ДПТ}}(s) = \frac{\omega_d(s)}{U_{я}(s)}. \quad (4.1)$$

Для этого, пренебрегая M_c , т.е. принимая $M_c = 0$ Н·м, рассмотрим составленную на основе (3.16), (3.17), (3.18), (4.1) систему

$$\left\{ \begin{array}{l} W_{\text{ДПТ}}(s) = \frac{\omega_d(s)}{U_{я}(s)} \quad (1) \\ W_{\text{эл}}(s) = \frac{I(s)}{U_{я}(s) - E_{я}(s)} = \frac{\frac{1}{R_{я}}}{T_{я}s + 1} \quad (2) \\ W_{\text{мех}}(s) = \frac{\omega_d(s)}{M(s)} = \frac{1}{Js} \quad (3) \\ E_{я}(s) = k_E \omega_d(s) \quad (4) \\ M(s) = k_M I(s) \quad (5) \end{array} \right. \quad (4.2)$$

Выразив из уравнения (3) $\omega_d(s)$ и подставив вместо $E_{я}(s)$ в выражении (2) согласно уравнению (4) $k_E \omega_d(s)$, получим

$$\left\{ \begin{array}{l} W_{\text{ДПТ}}(s) = \frac{\omega_d(s)}{U_{я}(s)} \quad (1) \\ \frac{I(s)}{U_{я}(s) - k_E \omega_d(s)} = \frac{\frac{1}{R_{я}}}{T_{я}s + 1} \quad (2) \\ \omega_d(s) = \frac{M(s)}{Js} \quad (3) \\ k_M = \frac{M(s)}{I(s)} \quad (4) \end{array} \right. \quad (4.3)$$

Выразив из уравнения (2) $U_{\text{я}}(s)$ и умножив его левую и правую часть на $R_{\text{я}}(s)$, получим

$$\begin{cases} W_{\text{ДПТ}}(s) = \frac{\omega_{\text{д}}(s)}{U_{\text{я}}(s)} & (1) \\ U_{\text{я}} = R_{\text{я}}IT_{\text{я}}s + R_{\text{я}}I + k_E\omega_{\text{д}}(s) & (2) \\ \omega_{\text{д}}(s) = \frac{M(s)}{Js} & (3) \\ k_M = \frac{M(s)}{I(s)} & (4) \end{cases} \quad (4.4)$$

Подставим в (1) вместо $U_{\text{я}}(s)$ согласно выражению (2) $R_{\text{я}}IT_{\text{я}}s + R_{\text{я}}I + k_E\omega_{\text{д}}(s)$ и затем, подставив в полученное выражение вместо $\omega_{\text{д}}(s)$, согласно выражению (3) $\frac{M(s)}{Js}$, получим

$$\begin{cases} W_{\text{ДПТ}}(s) = \frac{\omega_{\text{д}}(s)}{U_{\text{я}}(s)} = \frac{\frac{M(s)}{Js}}{R_{\text{я}}I(s)T_{\text{я}}s + R_{\text{я}}I(s) + k_E\frac{M(s)}{Js}} & (1) \\ k_M = \frac{M(s)}{I(s)} & (2) \end{cases} \quad (4.5)$$

В уравнении (1) умножим числитель и знаменатель дроби в правой части уравнения на $\frac{Js}{M(s)k_E}$, получим

$$\begin{cases} W_{\text{ДПТ}}(s) = \frac{\omega_{\text{д}}(s)}{U_{\text{я}}(s)} = \frac{\frac{1}{k_E}}{\frac{R_{\text{я}}I(s)T_{\text{я}}J}{k_E M(s)}s^2 + \frac{R_{\text{я}}I(s)J}{k_E M(s)}s + 1} & (1) \\ k_M = \frac{M(s)}{I(s)} & (2) \end{cases} \quad (4.6)$$

Заменим в уравнении (1) $\frac{I(s)}{M(s)}$ согласно (2) на $\frac{1}{k_M}$ и получим

$$W_{\text{ДПТ}}(s) = \frac{\omega_{\text{д}}(s)}{U_{\text{я}}(s)} = \frac{\frac{1}{k_E}}{\frac{R_{\text{я}}J}{k_E k_M}T_{\text{я}}s^2 + \frac{R_{\text{я}}J}{k_E k_M}s + 1} \quad (4.7)$$

Введем электромеханическую постоянную времени ДПТ

$$T_{\text{эм}} = \frac{R_{\text{я}}J}{k_E k_M} = \frac{3,99 \cdot 0,006}{0,665 \cdot 0,634} = 0,057 \text{ с.} \quad (4.8)$$

С учетом этого, выражение (4.7) примет вид

$$W_{\text{ДПТ}}(s) = \frac{\omega_{\text{д}}(s)}{U_{\text{я}}(s)} = \frac{\frac{1}{k_E}}{T_{\text{эм}}T_{\text{я}}s^2 + T_{\text{эм}}s + 1} \quad (4.9)$$

Таким образом, мы получили передаточную функцию ДПТ.

4.2. Выбор типа регулятора и расчет его параметров

Исходя из рис. 3.2, определим передаточную функцию объекта управления по формуле

$$W_{об}(s) = W_{ЦАП}(s)W_y(s)W_{СП}(s)W_{ДПТ}(s) = \frac{k_{ЦАП}k_{ОУ}k_{ТР}}{T_{эм}T_я s^2 + T_{эм}s + 1} \cdot k_E \quad (4.10)$$

Поскольку $T_{эм} < 4T_я$, так как $0,057 \text{ с} < 0,082 \text{ с}$, для управления рассматриваемым объектом был выбран ПИД-закон управления, реализуемый АБ.

Представим звено с передаточной функцией $W_{об}(s)$ в виде колебательного звена, т.е.

$$W_{об}(s) = \frac{\omega_d(s)}{U_я(s)} = \frac{k_{об}}{T_{об}^2 s^2 + 2T_{об}\zeta_{об}s + 1}, \quad (4.11)$$

где $k_{об}$ – коэффициент передачи объекта управления, $\frac{\text{рад}}{\text{с}}$; $T_{об}$ – постоянная времени объекта управления, с; $\zeta_{об}$ – декремент затухания объекта управления, безразмерный.

Для этого найдем $T_{об}$ по формуле

$$T_{об} = \sqrt{T_{эм}T_я} = \sqrt{0,057 \cdot 0,0206} \approx 0,03457 \text{ с}. \quad (4.12)$$

Определим $\zeta_{об}$ по формуле

$$\zeta_{об} = 0,5 \cdot \sqrt{\frac{T_{эм}}{T_я}} = 0,5 \cdot \sqrt{\frac{0,057}{0,0206}} \approx 0,831. \quad (4.13)$$

Посчитаем $k_{об}$ по формуле

$$k_{об} = \frac{k_{ЦАП}k_{ОУ}k_{ТР}}{k_E} = \frac{0,0196 \cdot 6,125 \cdot 7,18}{0,665} \approx 1,296 \frac{\text{рад}}{\text{с}}. \quad (4.14)$$

Таким образом, передаточная функция объекта управления примет вид

$$W_{об}(s) = \frac{\omega_d}{U_я(s)} = \frac{1,296}{0,03427^2 s^2 + 2 \cdot 0,03427 \cdot 0,831s + 1}. \quad (4.15)$$

Учитывая условие $T_d < 2T_{об}\zeta_{об} \approx 0,057 \text{ с}$, зададимся постоянной времени дифференцирования $T_d = 0,01 \text{ с}$ ПИД-регулятора.

Учитывая схему, изображенную на рис. 3.2, определим коэффициент обратной связи САУ по формуле

$$k_{ос} = W_{ДС}(s)W_{СП}(s)W_{АЦП}(s) = k_{ДС}k_{СП}k_{АЦП} = 0,315 \cdot 0,051 \cdot 204,8 \approx 3,28 \frac{\text{с}}{\text{рад}}. \quad (4.16)$$

Для достижения технического оптимума зададимся требуемым декрементом затухания объекта $\zeta_{об}^{треб} = 0,707$ и найдем относительный коэффициент регулятора по формуле

$$k_p^{отн} = \frac{1}{\zeta_{об}^{треб^2}} = \frac{1}{0,707^2} \approx 2. \quad (4.17)$$

Определим критический коэффициент регулятора по формуле

$$k_p^{кр} = \frac{1}{4 \cdot T_d k_{об} k_{ос}} = \frac{1}{4 \cdot 0,01 \cdot 1,296 \cdot 3,28} \approx 5,862 \frac{1}{с}. \quad (4.18)$$

Найдем коэффициент регулятора по формуле

$$k_p = k_p^{отн} k_p^{кр} = 2 \cdot 5,862 \approx 11,725 \frac{1}{с}. \quad (4.19)$$

Посчитаем коэффициент передачи интегральной составляющей ПИД-регулятора по формуле

$$k_{и} = k_p = 11,725 \frac{1}{с}. \quad (4.20)$$

Определим коэффициент передачи пропорциональной составляющей ПИД-регулятора по формуле

$$k_{п} = (2T_{об}\zeta_{об} - T_d)k_p = (2 \cdot 0,03427 \cdot 0,831 - 0,01) \cdot 11,725 \approx 0,549. \quad (4.21)$$

Найдем коэффициент передачи дифференциальной составляющей ПИД-регулятора по формуле

$$k_{д} = k_p T_{об}^2 - k_{п} T_d = 11,725 \cdot 0,03427^2 - 0,549 \cdot 0,01 \approx 0,0082 с. \quad (4.22)$$

Таким образом, мы синтезировали непрерывный ПИД-регулятор методом, основанным на анализе передаточной функции объекта управления. В качестве ПИД-регулятора в САУ выступает непрерывный аналог АБ, поэтому его передаточная функция будет выглядеть следующим образом

$$W_{AB}(s) = \frac{\tilde{U}_2(s)}{\Delta U(s)} = 0,549 + \frac{11,725}{s} + \frac{0,0082}{0,01s + 1}. \quad (4.23)$$

Для получения графика переходного процесса в непрерывной САУ с рассчитанным регулятором была составлена ее математическая модель в ПО «SimInTech 64», представленная на рис. 4.1. График ПП представлен на рис. 4.2. Окно со списком рассчитанных параметров переходного процесса и значений коэффициентов передачи регулятора представлено на рис. 4.3.

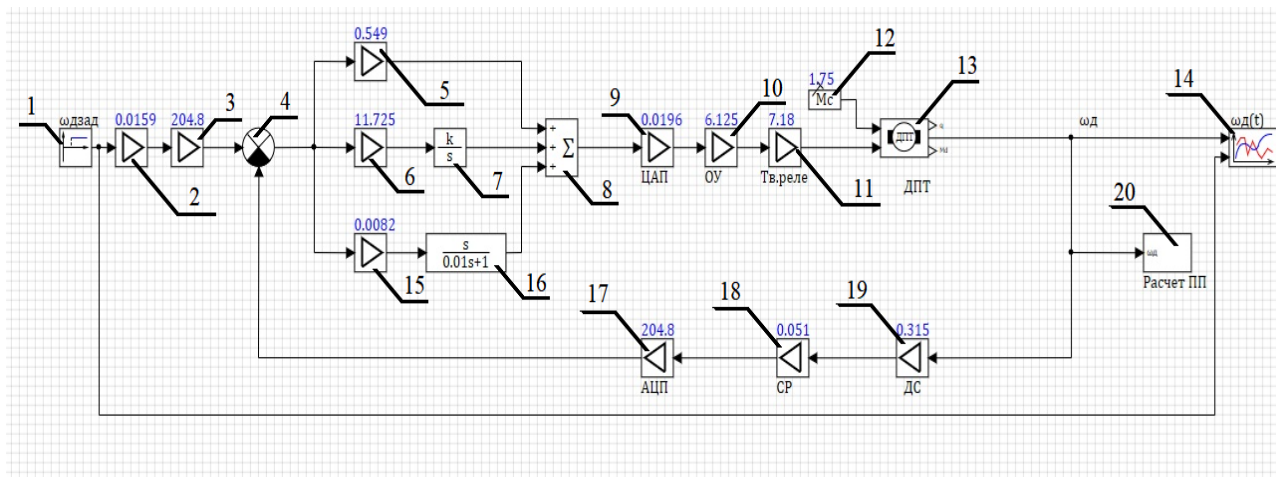


Рис. 4.1. Математическая модель САУ с рассчитанным регулятором:

- 1 – блок «Ступенька»; 2, 3, 5, 6, 9, 10, 11, 15, 17, 18, 19 – блок «Усилитель»;
 4 – блок «Сравнивающее устройство»; 7 – блок «Интегратор»; 8 – блок «Сумматор»;
 12 – блок «Константа»; 13 – блок «Двигатель постоянного тока»; 14 – блок «Временной график»;
 16 – блок «Передаточная функция общего вида»; 20 – блок «Субмодель»

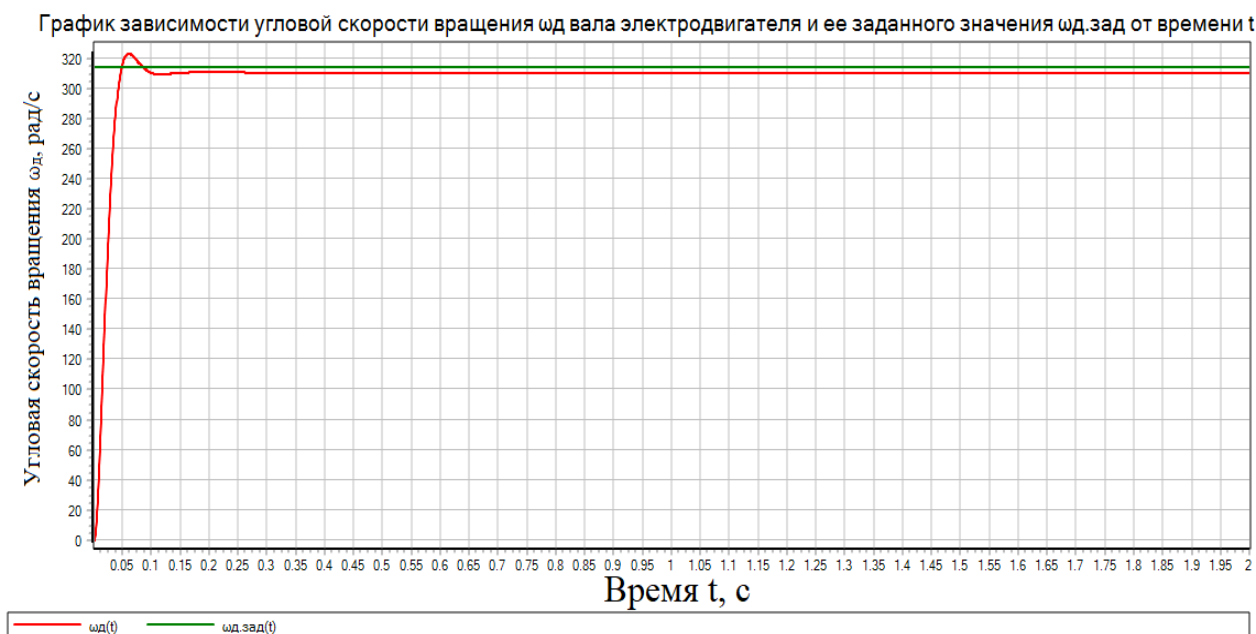


Рис. 4.2. График ПП в САУ с рассчитанным регулятором

№	Имя	Название	Тип данных	Режим	Формула	Значение	Способ расчёта
1	tps	Время первого согласования	Веществен...	Ненап...		0.042	Переменная
2	γ_{max}	Максимальное значение угловой ск...	Веществен...	Ненап...		323.3410932	Переменная
3	K_p	Коэффициент усиления K_p	Веществен...	Ненап...		0.549	Переменная
4	K_i	Коэффициент усиления K_i	Веществен...	Ненап...		11.725	Переменная
5	K_d	Коэффициент усиления K_d	Веществен...	Ненап...		0.0082	Переменная

Рис. 4.3. Список рассчитанных параметров переходного процесса в САУ и значений коэффициентов передачи рассчитанного регулятора

5. СИНТЕЗ НЕПРЕРЫВНОГО РЕГУЛЯТОРА ПАРАМЕТРИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

Зададимся значениями критериев оптимизации:

- временем первого согласования, нормируемом согласно стандарту технического оптимума по формуле [12]

$$t_{\text{ПС}} \leq 4,71T_{06} = 4,71 \cdot 0,034 \approx 0,16 \text{ с}; \quad (5.1)$$

- нижним отклонением от задаваемого значения, определяемым по формуле

$$\Delta = 0,05\omega_{\text{д.зад}} = 0,05\omega_{\text{н}} = 0,05 \cdot 314,6 \approx 15,71 \frac{\text{рад}}{\text{с}}; \quad (5.2)$$

- максимальным значением регулируемой величины, определяемым согласно стандарту технического оптимума по формуле [12]

$$\omega_{\text{д}}^{\text{max}} = \omega_{\text{д.зад}} \left(1 + \frac{\sigma}{100}\right) = \omega_{\text{н}} \left(1 + \frac{\sigma}{100}\right) = 314,16 \cdot \left(1 + \frac{4,3}{100}\right) \approx 327,67 \frac{\text{рад}}{\text{с}}. \quad (5.3)$$

Построим математическую модель САУ в ПО «SimInTech 64», показанную на рис. 5.1 [1].

Окно со списком сигналов проекта, в соответствии с которым следует настроить параметры блоков 20, 21, 25, 26, 27, 28 (рис. 5.1), представлено на рис. 5.2.

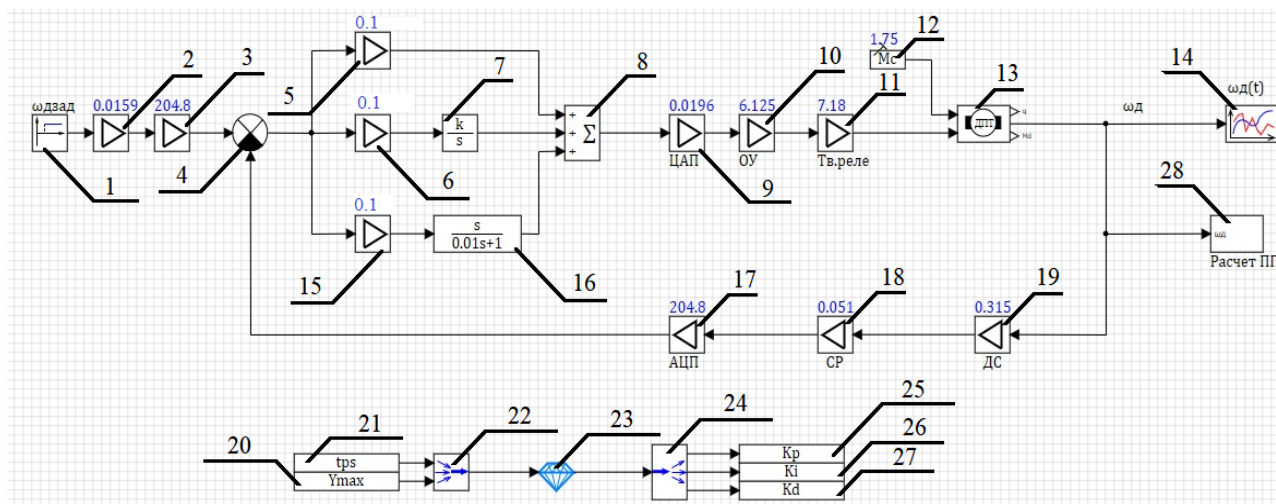


Рис. 5.1. Математическая модель САУ для параметрического синтеза ПИД-закона управления:

- 1 – блок «Ступенька»; 2, 3, 5, 6, 9, 10, 11, 15, 17, 18, 19 – блок «Усилитель»;
- 4 – блок «Сравнивающее устройство»; 7 – блок «Интегратор»; 8 – блок «Сумматор»;
- 12 – блок «Константа»; 13 – блок «Двигатель постоянного тока»; 14 – блок «Временной график»;
- 16 – блок «Передаточная функция общего вида»; 20, 21 – блок «Чтение из списка сигналов»;
- 22 – блок «Мультиплексор»; 23 – блок «Оптимизатор»; 24 – блок «Демультимплексор»;
- 25, 26, 27 – блок «Запись в список сигналов»; 28 – блок «Субмодель»

Список сигналов проекта: C:\Users\user\Desktop\Моделирование МС КР 4 курс 1 сем заготовка\Models_SimInTech\2\непр\оптимизатор\Mat_модель_мех_модуля_д... — □ ×

№	Имя	Название	Тип данных	Режим	Формула	Значение	Способ расчёта
1	tps	Время первого согласования	Веществен...	Ненап...		1	Переменная
2	Ymax	Максимальное значение частоты	Веществен...	Ненап...		1	Переменная
3	Kp	Коэффициент усиления Kп	Веществен...	Ненап...		0.1	Переменная
4	Ki	Коэффициент усиления Ki	Веществен...	Ненап...		0.1	Переменная
5	Kd	Коэффициент усиления Kд	Веществен...	Ненап...		0.1	Переменная

Фильтр имени сигналов: * Фильтр названия сигналов: * ☒ Обновлять текущие значения

Рис. 5.2. Окно со списком сигналов проекта

Блок 28 на рис. 5.1 представляет собой субмодель, внутренняя структура которой показана на рис. 5.3 [1]. Представленная модель для расчета параметров переходного процесса в процессе оптимизации функционирует следующим образом. На вход субмодели через блок 1 подается регулируемая величина ω_d . Ее максимальное значение $\omega_d^{\max}$ за время расчета, выделенное блоком 2, записывается с помощью блока 3 в окно со списком сигналов проекта во вторую строку. Формируемое блоком 8 число является заданным значением регулируемой величины ω_d . Блок 4 вычисляет нижнее отклонения Δ регулируемой величины ω_d от заданного значения, модуль которого с выхода блока 5 подается на средний (управляющий) вход блока 10. Как только абсолютное значение нижнего отклонения Δ превысит допустимый предел установки $\left(15,71 \frac{\text{рад}}{\text{с}}\right)$, то сразу на выход блока 10 поступит значение модельного времени $t_{\text{ПС}}$, соответствующего времени первого согласования. Значение $t_{\text{ПС}}$ с задержкой на шаг интегрирования посредством блока 10 записывается с помощью блока 7 в первую строку окна со списком сигналов проекта [5]. В дальнейшем значение $t_{\text{ПП}}$ на выходе блока 10 изменяться не будет за счет обратной связи через верхний вход и блок 6. Таким образом, происходит фиксация момента времени, когда управляемая величина ω_d входит в «трубку» – в пределы допустимого отклонения $\Delta = 15,71 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$, т.е. производится измерение времени первого согласования [1].

С учетом определенных значений критериев оптимизации, зададим параметры блока 23 (рис. 5.1) согласно рис. 5.4 [1].

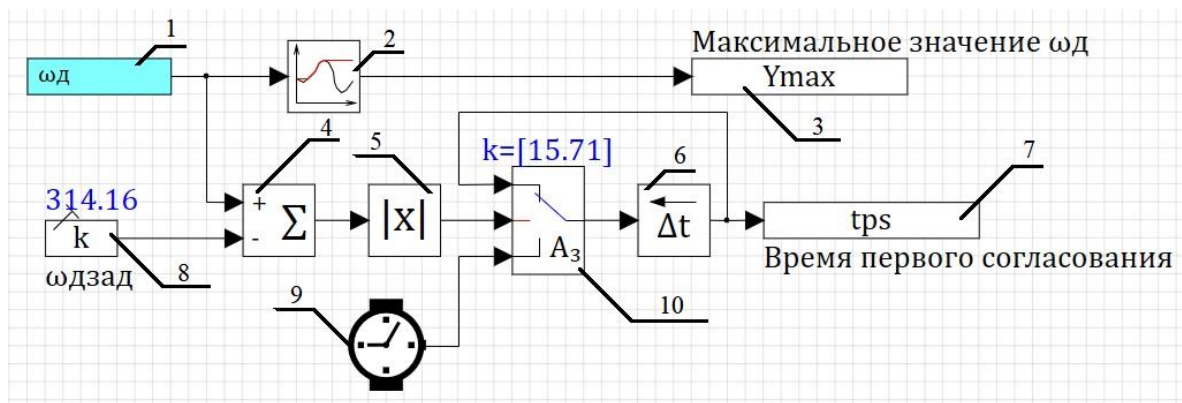


Рис. 5.3. Внутренняя структура блока «Расчет ПП»:

- 1 – блок «Порт входа»; 2 – блок «Нижний или верхний предел»;
 3, 7 – блок «Запись в список сигналов»; 4 – блок «Сумматор»; 5 – блок «Абсолютное значение»;
 6 – блок «Задержка на шаг интегрирования»; 8 – блок «Константа»;
 9 – блок «Часы»; 10 – блок «Ключ-3»

Свойства: ao_Optimizer_1			
Свойства Общие Порты Визуальные слои			
Название	Имя	Формула	Значение
Режим оптимизации параметров	optmode		По полному переходном...
Периодичность анализа критериев оптимизации при расчёте в динамике, сек	optstep		1
Выставить начальную точку вручную	manualpoint		☐ Нет
Начальное приближение выходов блока	x0		[0.1, 0.1, 0.1]
Минимальные значения выходов блока	ymin		[0.001, 0.001, 0.001]
Максимальные значения выходов блока	ymax		[20, 20, 20]
Абсолютная точность подбора значений выходов	yabserror		[0.01]
Начальное приращение выходов	dparams		[0.01, 0.01, 0.01]
Минимальные значения входных критериев оптимизации	umin		[0.01, 298.45]
Максимальные значения входных критериев оптимизации	umax		[0.16, 328]
Тип суммарного критерия оптимизации	usumtype		Аддитивный
Метод оптимизации	optmethod		Симплекс
Максимальное количество повторных моделирований при расчёте по полному переходному процессу	maxiter		500
Выдача информации о процессе оптимизации	printoptinfo		☐ Нет

Рис. 5.4. Окно параметров блока «Оптимизатор»

После запуска математической модели, представленной на рис. 5.1, блок 23 (рис. 5.1) в пределах значений вектора $[k_{\Pi}; k_{\Pi}; k_{\Pi}]$ от $[0,001; 0,001; 0,001]$ до $[20; 20; 20]$, начиная с начального приближения $[0,1; 0,1; 0,1]$ в процессе многократных расчетов по определенному алгоритму, блок «Оптимизатор» обеспечивает поиск оптимальных значений [6] $k_{\Pi}; k_{\Pi}; k_{\Pi}$, соответствующих заданным критериям оптимизации. В результате в окне списка сигналов проекта появятся:

- время первого согласования $t_{\PiС}$;
- максимальное значение регулируемой величины $\omega_{\Pi}^{\max}$;

– оптимальные значения передаточных коэффициентов k_P ; k_I ; k_D , определенных параметрическим методом, основанным на использовании блока «Оптимизатор» ПО «SimInTech 64» (рис. 5.5).

Таким образом, мы синтезировали непрерывный ПИД-регулятор параметрическим методом, основанным на использовании блока «Оптимизатор» ПО «SimInTech 64». В качестве ПИД-регулятора в САУ выступает непрерывный аналог АБ, поэтому его передаточная функция будет выглядеть следующим образом

$$W_{AB}(s) = \frac{\tilde{U}_2(s)}{\Delta U(s)} = 0,1902 + \frac{3,9437}{s} + \frac{0,001}{0,01s + 1}. \quad (5.4)$$

Также был получен график ПП в рассматриваемой САУ, представленный на рис. 5.6.

Список сигналов проекта: C:\Users\user\Desktop\Моделирование МС КР 4 курс 1 сем заготовка\Models_SimInTech\2\непр\оптимизатор\Мат_модель_м

№	Имя	Название	Тип данных	Режим	Формула	Значение	Способ расчёта
1	tps	Время первого согласования	Веществен...	Ненап...		0.141	Переменная
2	Ymax	Максимальное значение частоты	Веществен...	Ненап...		310.9333333	Переменная
3	Kp	Коэффициент усиления Кп	Веществен...	Ненап...		0.1902384505	Переменная
4	Ki	Коэффициент усиления Ки	Веществен...	Ненап...		3.943719732	Переменная
5	Kd	Коэффициент усиления Кд	Веществен...	Ненап...		0.001	Переменная

Рис. 5.5. Окно со списком полученных сигналов проекта



Рис. 5.6. График ПП в САУ, полученной параметрическим методом

6. ПЕРЕОБОРУДОВАНИЕ РЕГУЛЯТОРОВ НА ОСНОВЕ НЕПРЕРЫВНОЙ МОДЕЛИ МОДУЛЯ ДВИЖЕНИЯ

6.1. Определение периода квантования сигналов для САУ с рассчитанными параметрами регулятора

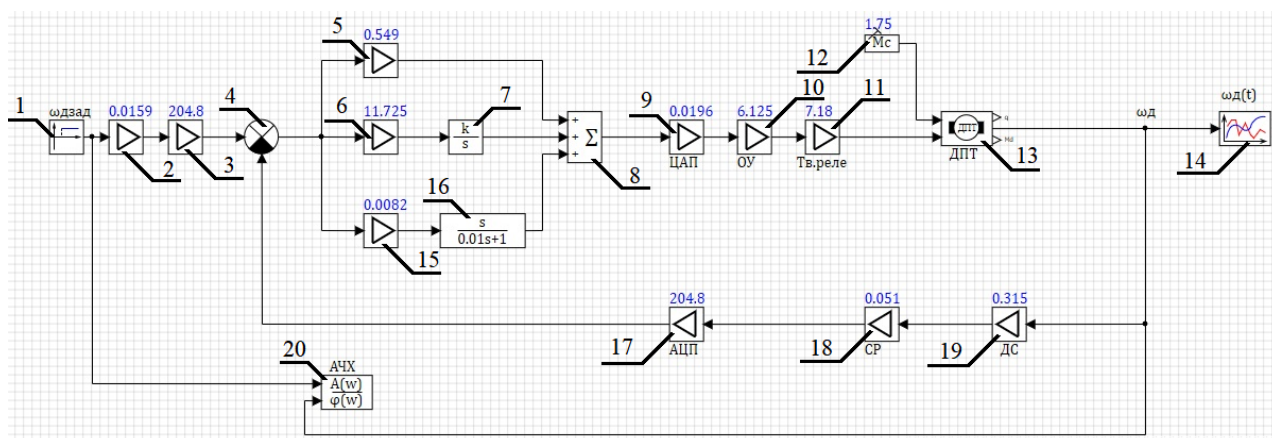
На основе модели (рис. 4.1) была создана непрерывная структурная модель модуля движения мехатронного с рассчитанными оптимальными параметрами ПИД-закона управления (рис. 6.1) для построения АЧХ, необходимой для определения круговой частоты пропускания $\omega_{п1}$ рассматриваемой САУ [1].

АЧХ и выделенное значение круговой частоты пропускания $\omega_{п1} \approx 308,3 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$ рассматриваемой САУ приведены на рис. 6.2.

Определим ориентировочное значение периода квантования $T_{кв1}^{\text{ор}}$ для дискретного ПИД-закона управления с оптимальными значениями передаточных коэффициентов, рассчитанными в пункте 4, реализуемого АБ, по формуле [1]

$$T_{кв1}^{\text{ор}} = \frac{\pi}{\omega_{п1}} = \frac{3,1416}{308,3} \approx 0,0102 \text{ с.} \quad (6.1)$$

Для более точного определения периода квантования была построена непрерывно-дискретная математическая модель САУ с рассчитанными параметрами регулятора, представленная на рис. 6.3 [7].



**Рис. 6.1. Математическая модель для построения АЧХ САУ
с рассчитанными параметрами регулятора:**

- 1 – блок «Ступенька»; 2, 3, 5, 6, 9, 10, 11, 15, 17, 18, 19 – блок «Усилитель»;
- 4 – блок «Сравнивающее устройство»; 7 – блок «Интегратор»; 8 – блок «Сумматор»;
- 12 – блок «Константа»; 13 – блок «Двигатель постоянного тока»; 14 – блок «Временной график»;
- 16 – блок «Передаточная функция общего вида»; 20 – блок «Построение частотных характеристик»

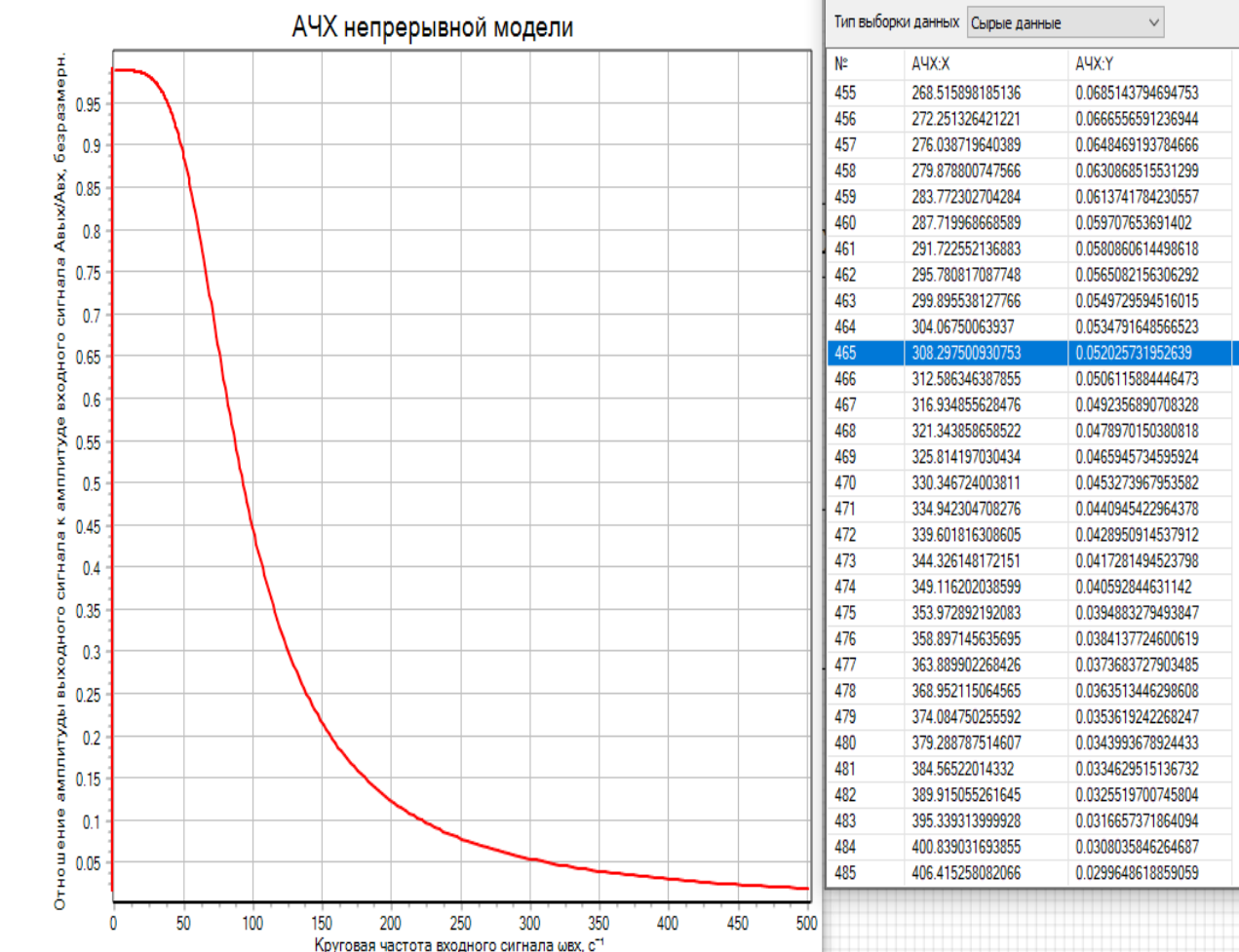


Рис. 6.2. АЧХ и выделенное значение круговой частоты пропускания САУ с рассчитанными параметрами регулятора

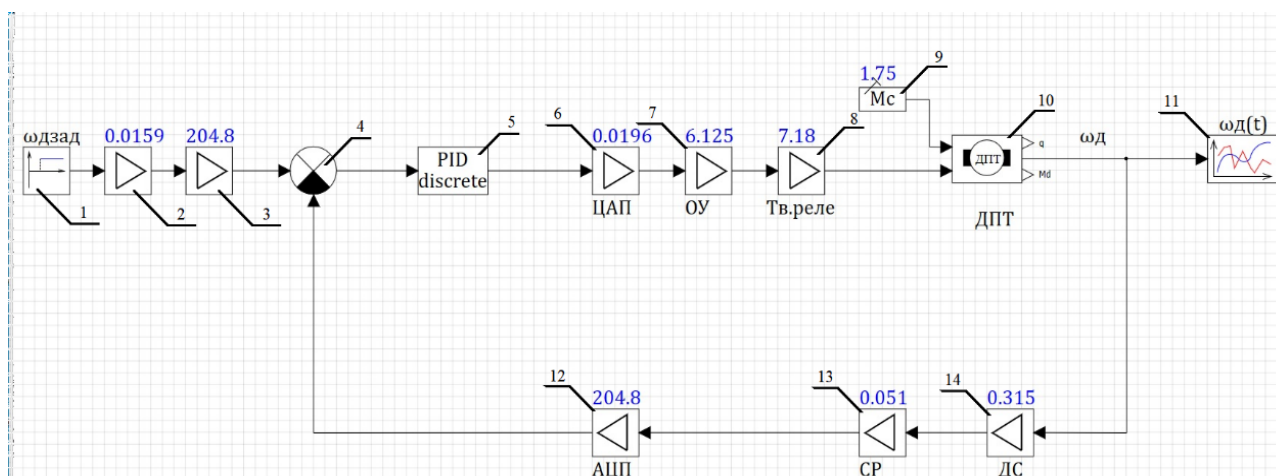


Рис. 6.3. Непрерывно-дискретная математическая модель САУ с рассчитанными параметрами регулятора:

1 – блок «Ступенька»; 2, 3, 6, 7, 8, 12, 13, 14 – блок «Усилитель»;

4 – блок «Сравнивающее устройство»; 5 – блок «Дискретный ПИД-регулятор»;

9 – блок «Константа»; 10 – блок «Двигатель постоянного тока»; 11 – блок «Временной график»

Задав оптимальные рассчитанные параметры непрерывного ПИД-регулятора в свойствах блока 5 (рис. 6.3), с помощью построенной модели были получены семейства графиков ПП (рис. 6.4 – 6.9) при различных значениях периода квантования вблизи ориентировочного.

Учтем условие для ПИД-закона управления $T_{кв1} < T_D$. В результате визуального анализа полученных графиков, чтобы ПП в САУ с дискретным ПИД-регулятором [8] был адекватен относительно САУ с непрерывным регулятором, значение периода квантования дискретного ПИД-регулятора должно удовлетворять неравенству

$$0,001 \text{ с} \leq T_{кв1} < 0,01 \text{ с} . \quad (6.2)$$

Назначим $T_{кв1} < 0,001 \text{ с}$. Таким образом, передаточная функция АБ в САУ с рассчитанными параметрами регулятора будет иметь вид

$$W_{AB}(z) = \frac{\tilde{U}_2(z)}{\Delta U(z)} = k_{\Pi} + k_{\text{И}} \frac{T_{кв1} z}{z-1} + k_{\text{Д}} \frac{z-1}{T_{кв1} z},$$

$$W_{AB}(z) = \frac{\tilde{U}_2(z)}{\Delta U(z)} = 0,549 + 11,725 \frac{0,001z}{z-1} + 0,0082 \frac{z-1}{0,001z}. \quad (6.3)$$

График зависимости угловой скорости вращения ω_d вала электродвигателя от времени t

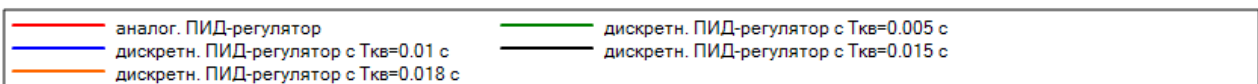
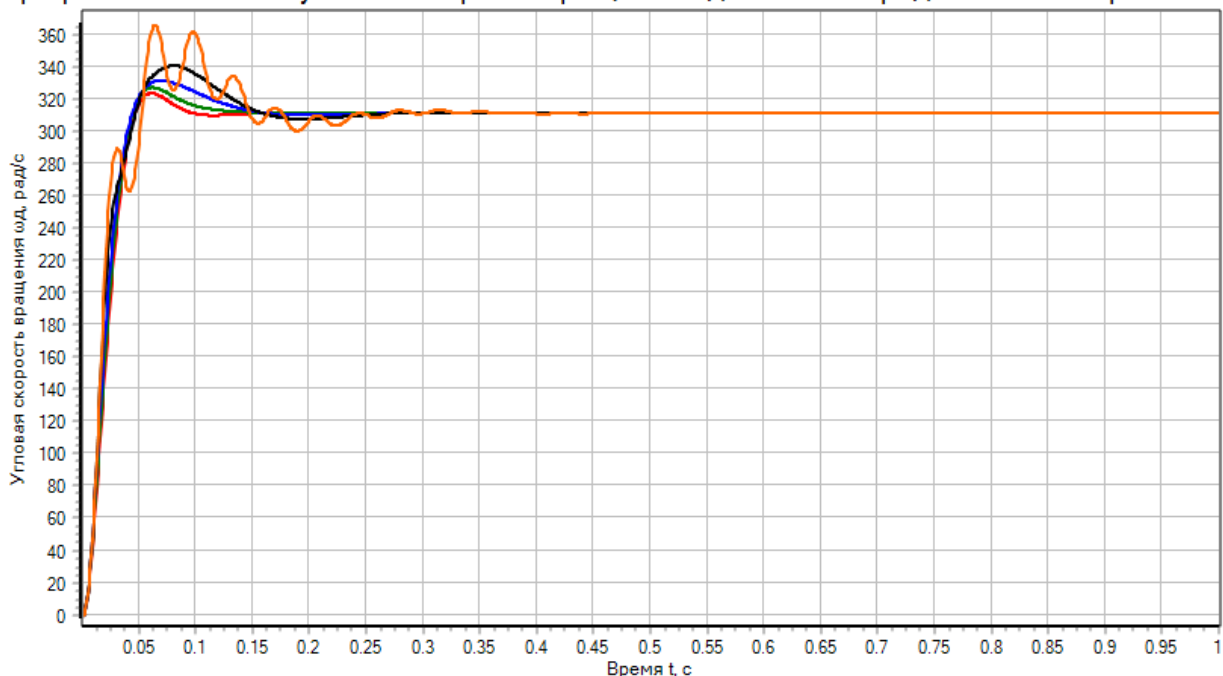


Рис. 6.4. Графики ПП в САУ с рассчитанными параметрами регулятора

при $T_{кв1}^{\text{эксп}} = [0,005; 0,01; 0,015; 0,018] \text{ с}$

График зависимости угловой скорости вращения ω_d вала электродвигателя от времени t

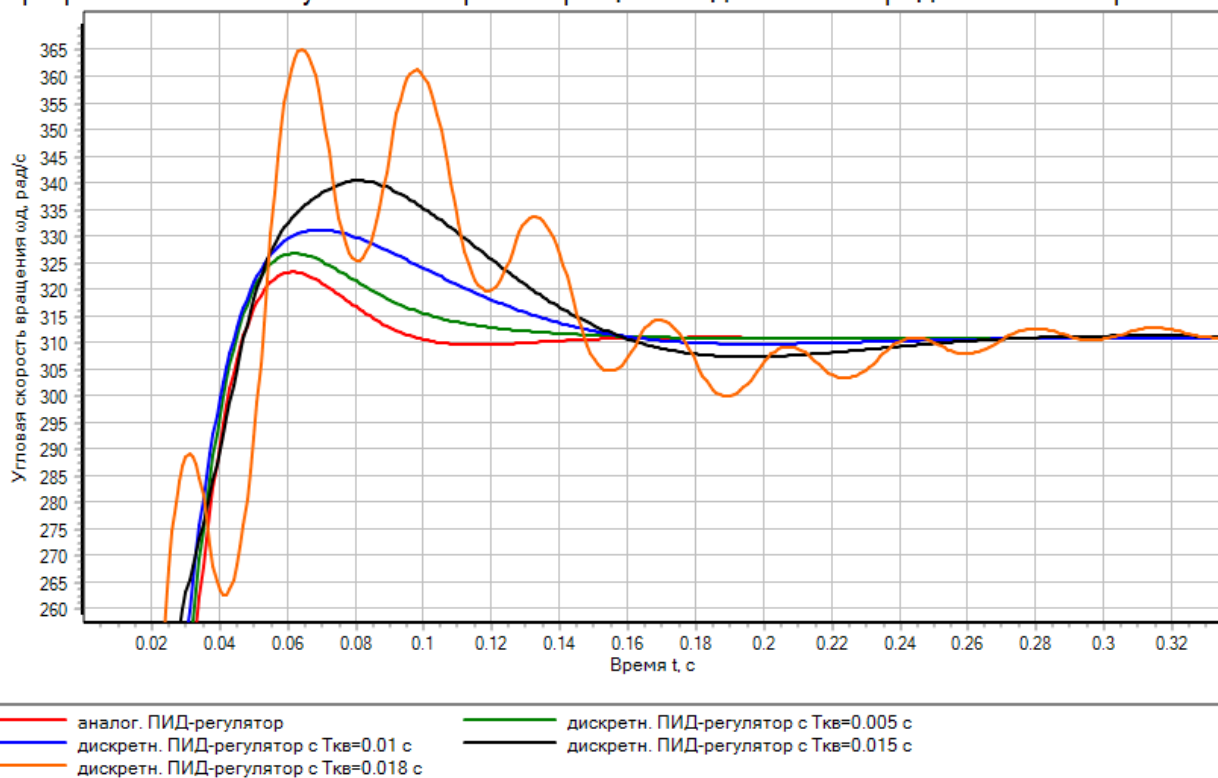


Рис. 6.5. Графики ПП в САУ с рассчитанными параметрами регулятора вблизи заданного значения при $T_{кв1}^{эксп} = [0,005; 0,01; 0,015; 0,018]$ с

График зависимости угловой скорости вращения ω_d вала электродвигателя от времени t

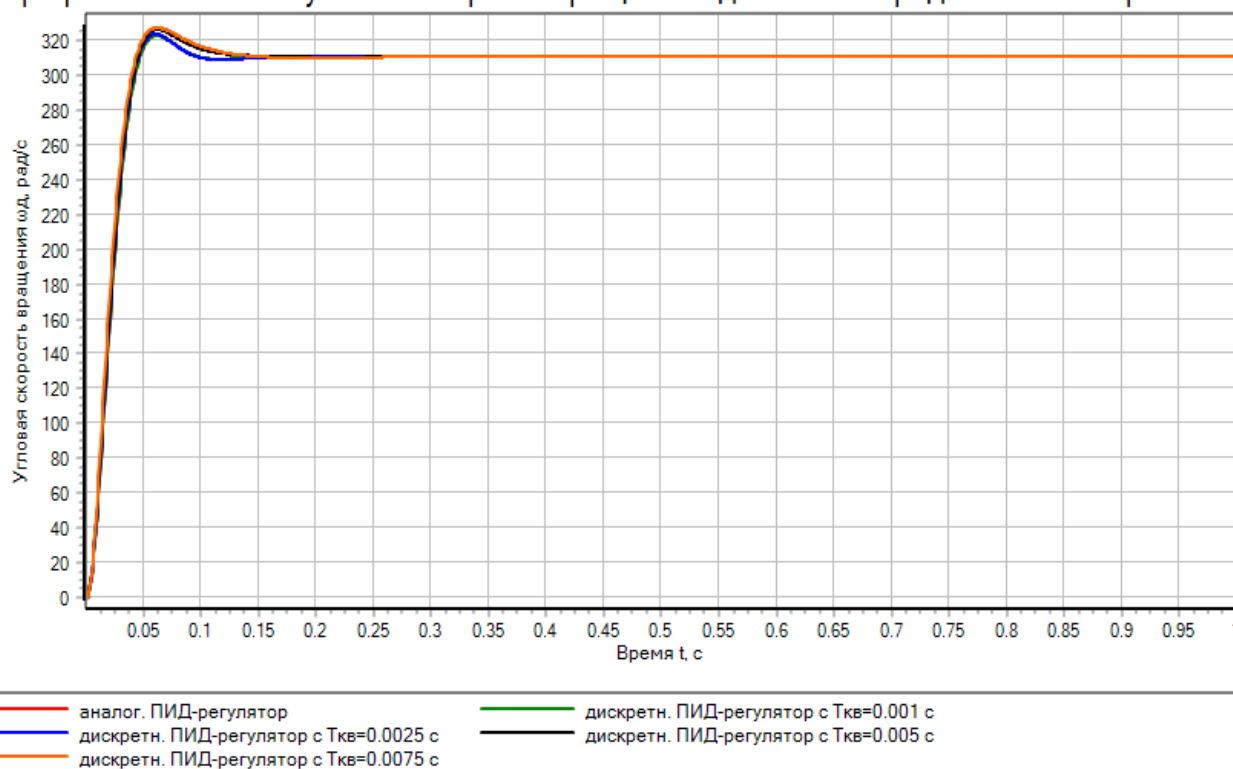


Рис. 6.6. Графики ПП в САУ с рассчитанными параметрами регулятора

при $T_{кв1}^{эксп} = [0,001; 0,0025; 0,005; 0,0075]$ с

График зависимости угловой скорости вращения ω_d вала электродвигателя от времени t

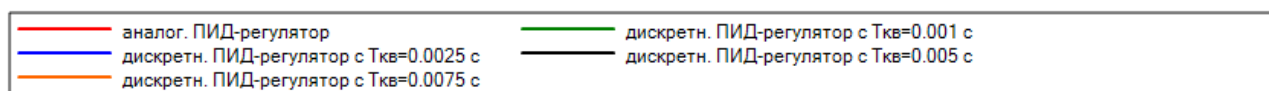
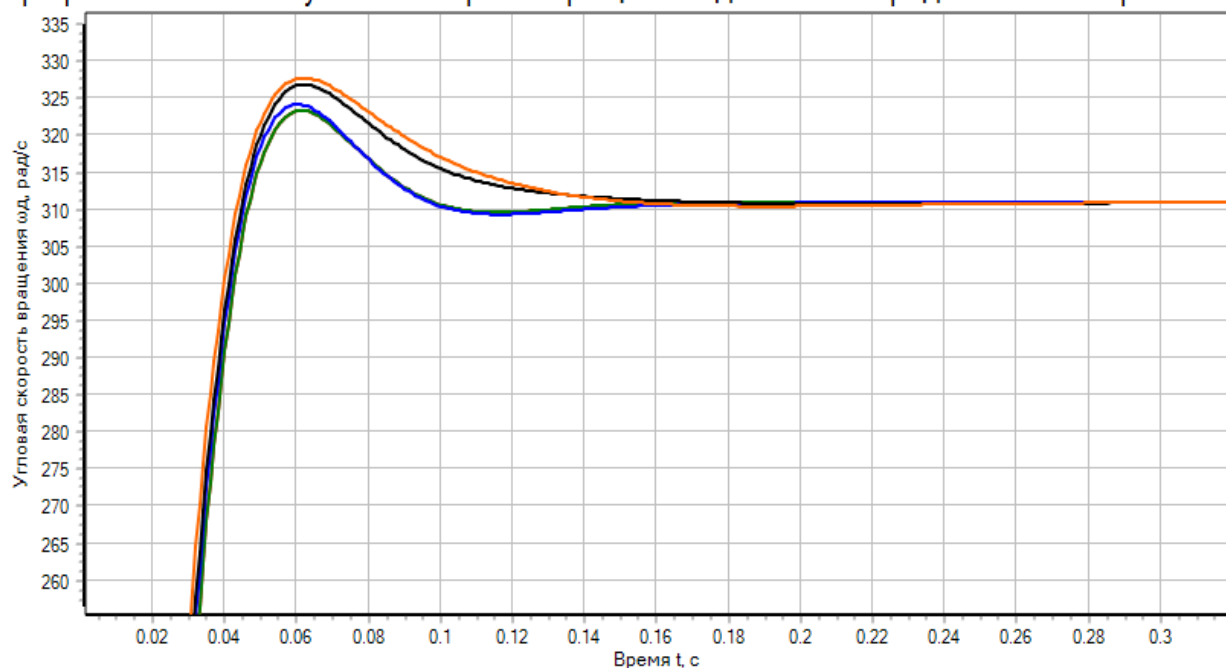


Рис. 6.7. Графики ПИ в САУ с рассчитанными параметрами регулятора

вблизи заданного значения при $T_{кв1}^{эксп} = [0,001; 0,0025; 0,005; 0,0075]$ с

График зависимости угловой скорости вращения ω_d вала электродвигателя от времени t

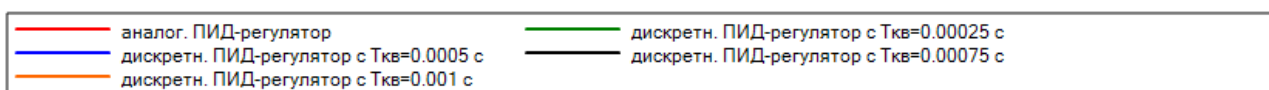
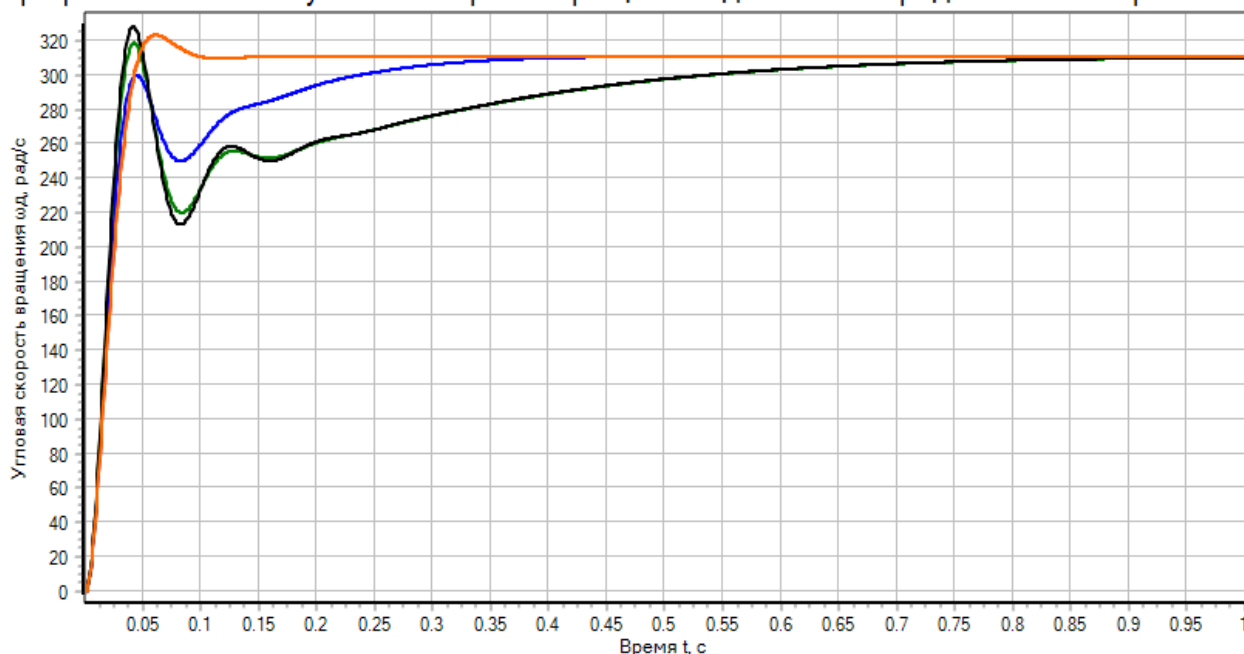
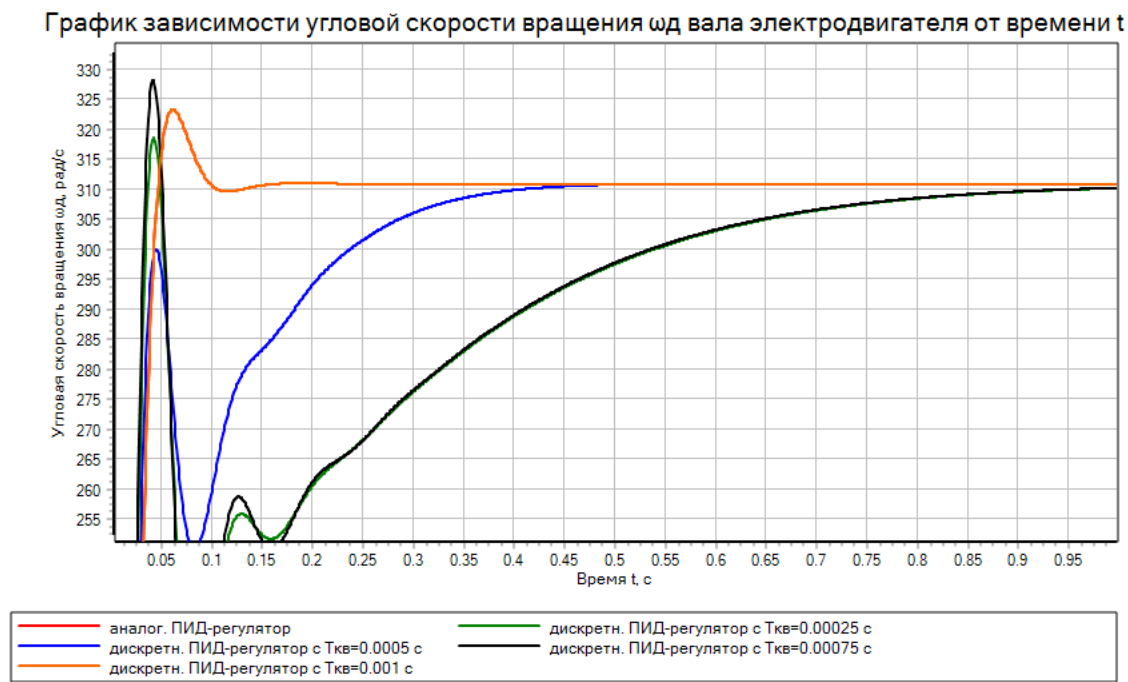


Рис. 6.8. Графики ПИ в САУ с рассчитанными параметрами регулятора

при $T_{кв1}^{эксп} = [0,00025; 0,0005; 0,00075; 0,001]$ с



**Рис. 6.9. Графики ПП в САУ с рассчитанными параметрами регулятора
вблизи заданного значения при $T_{kv}^{эксп} = [0,00025; 0,0005; 0,00075; 0,001]$ с**

6.2. Определение периода квантования сигналов для САУ с параметрами регулятора, полученными параметрическим методом

На основе модели (рис. 5.1) была создана непрерывная структурная модель модуля движения мехатронного с ПИД-закона управления, полученная параметрическим методом (рис. 6.10) для построения АЧХ, необходимой для определения круговой частоты пропускания $\omega_{п2}$ рассматриваемой САУ [9].

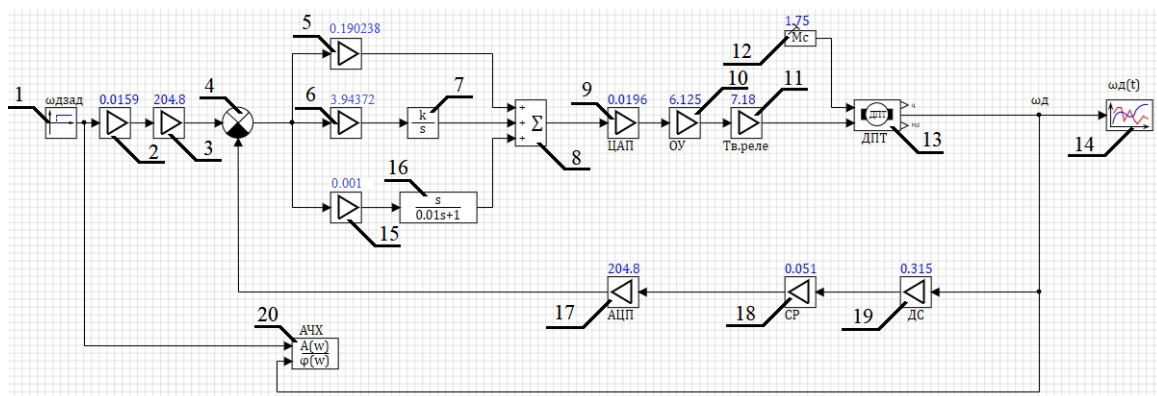


Рис. 6.10. Математическая модель для построения АЧХ САУ

с параметрами регулятора, полученными параметрическим методом:

- 1 – блок «Ступенька»; 2, 3, 5, 6, 9, 10, 11, 15, 17, 18, 19 – блок «Усилитель»;
- 4 – блок «Сравнивающее устройство»; 7 – блок «Интегратор»; 8 – блок «Сумматор»;
- 12 – блок «Константа»; 13 – блок «Двигатель постоянного тока»; 14 – блок «Временной график»;
- 16 – блок «Передаточная функция общего вида»; 20 – блок «Построение частотных характеристик»

АЧХ и выделенное значение круговой частоты пропускания $\omega_{п2} \approx 139,5 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$ рассматриваемой САУ приведены на рис. 6.11.

Определим ориентировочное значение периода квантования $T_{кв1}^{\text{ор}}$ для дискретного ПИД-закона управления с оптимальными значениями передаточных коэффициентов, полученными в пункте 5, реализуемого АБ по формуле [10]

$$T_{кв2}^{\text{ор}} = \frac{\pi}{\omega_{п1}} = \frac{3,1416}{139,5} \approx 0,023 \text{ с.} \quad (6.4)$$

Для более точного определения периода квантования была построена непрерывно-дискретная математическая модель САУ с параметрами регулятора, полученными параметрическим методом, представленная на рис. 6.12 [11].

Задав оптимальные рассчитанные параметры непрерывного ПИД-регулятора в свойствах блока 5 (рис. 6.12), с помощью построенной модели были получены семейства графиков ПП (рис. 6.13 – 6.16) при различных значениях периода квантования вблизи ориентировочного.

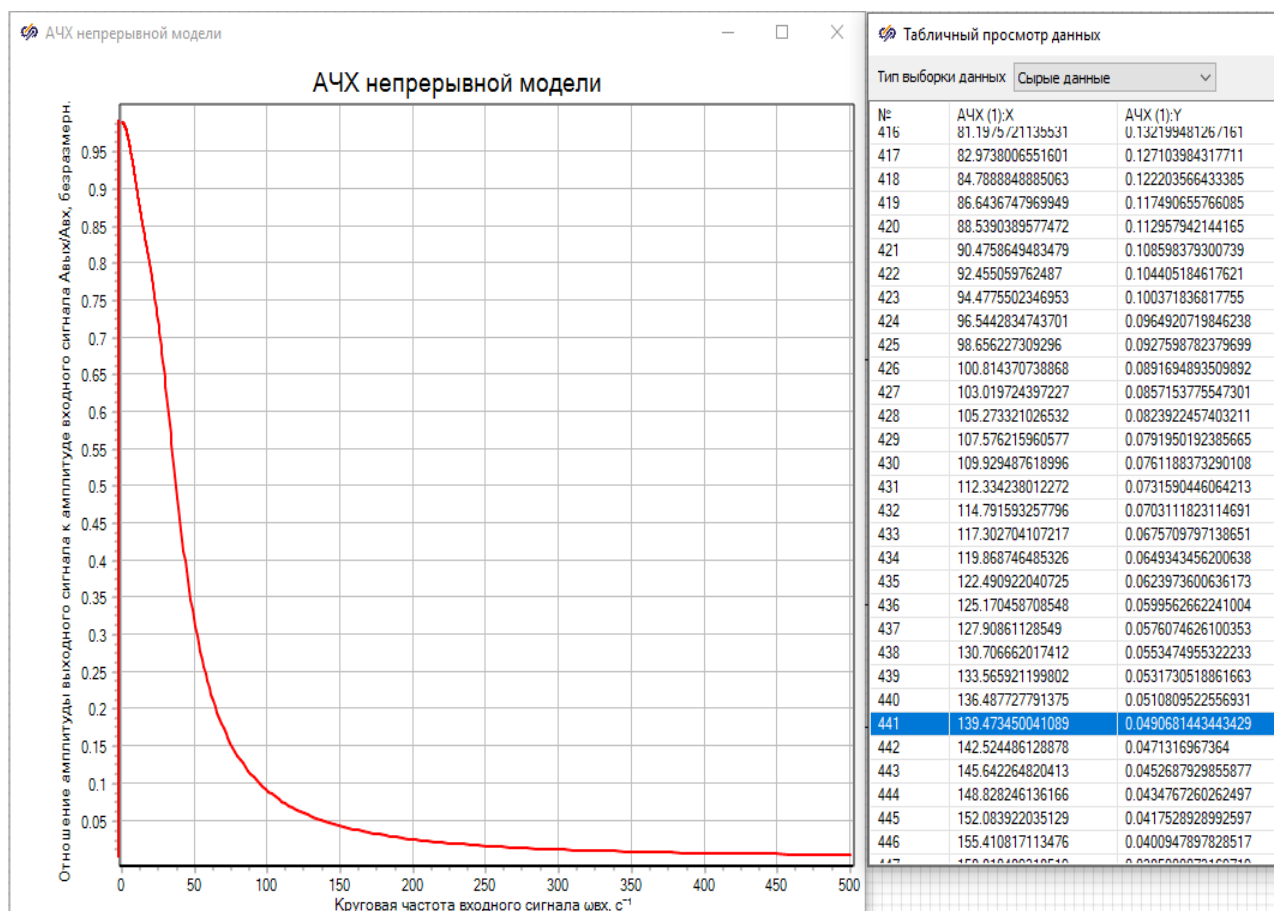


Рис. 6.11. АЧХ и выделенное значение круговой частоты пропускания рассматриваемой САУ с параметрами регулятора, полученными параметрическим методом

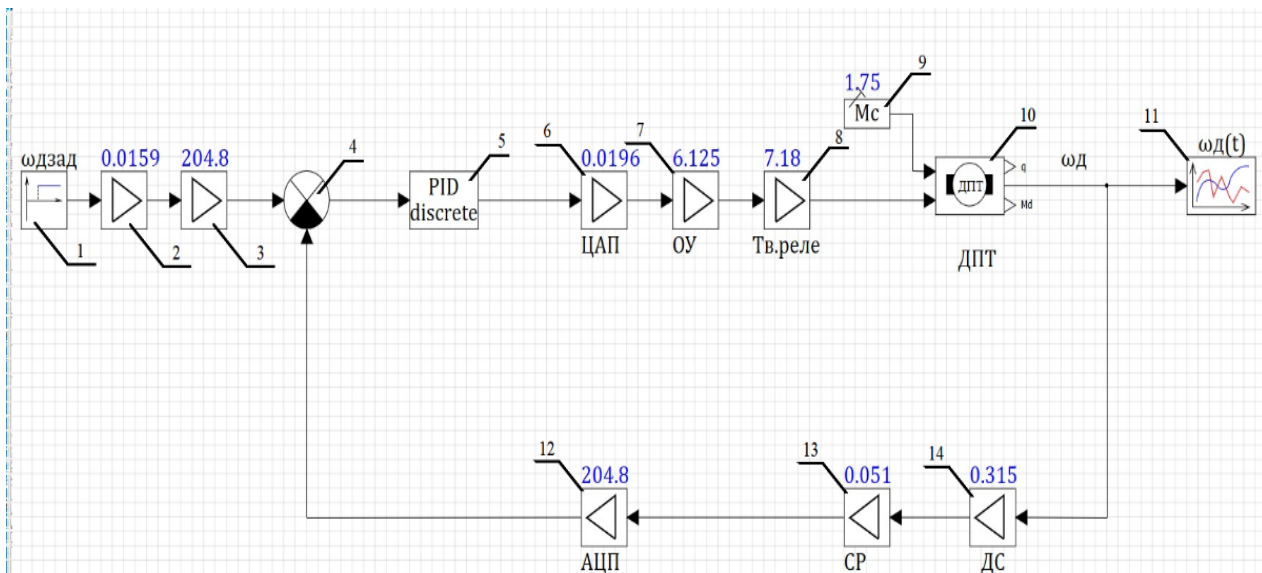


Рис. 6.12. Непрерывно-дискретная математическая САУ с параметрами регулятора, полученными параметрическим методом:

1 – блок «Ступенька»; 2, 3, 6, 7, 8, 12, 13, 14 – блок «Усилитель»;
 4 – блок «Сравнивающее устройство»; 5 – блок «Дискретный ПИД-регулятор»;
 9 – блок «Константа»; 10 – блок «Двигатель постоянного тока»; 11 – блок «Временной график»

График зависимости угловой скорости вращения ω_d вала электродвигателя от времени t

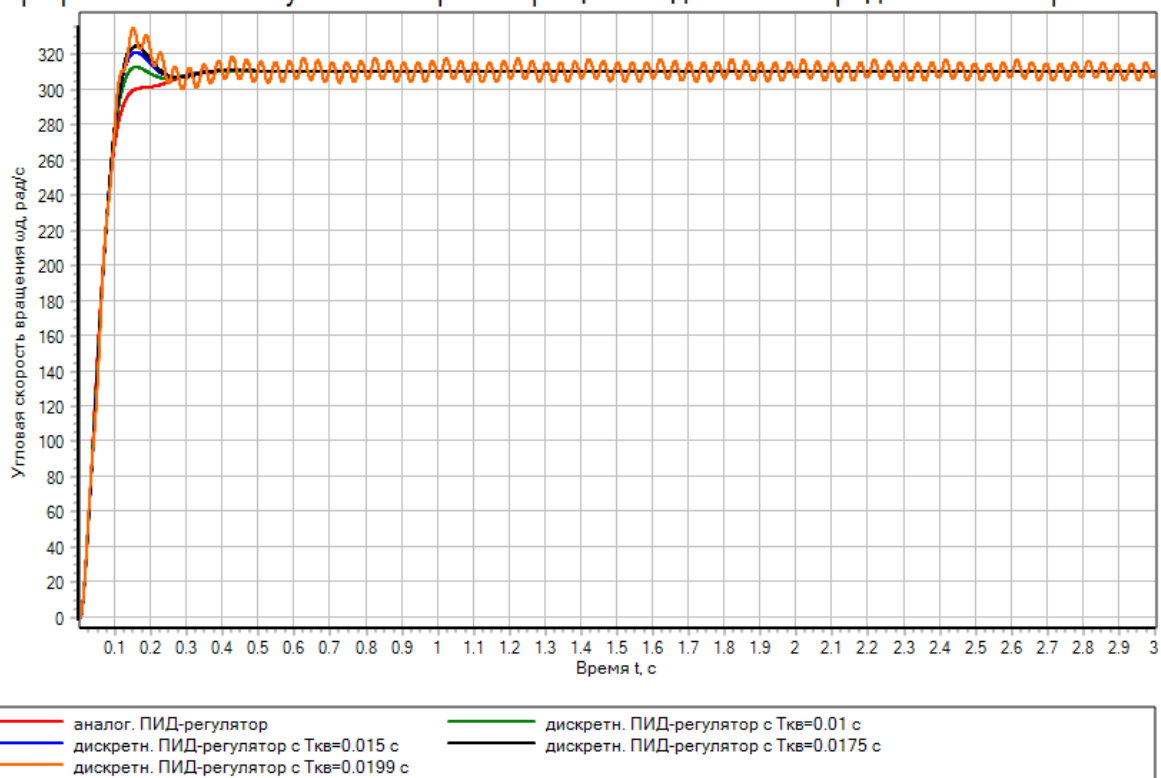


Рис. 6.13. Графики ПП в САУ с параметрами регулятора, полученными параметрическим методом, при $T_{кв2}^{эксп} = [0,01; 0,015; 0,0175; 0,0199]$ с

График зависимости угловой скорости вращения ω_d вала электродвигателя от времени t

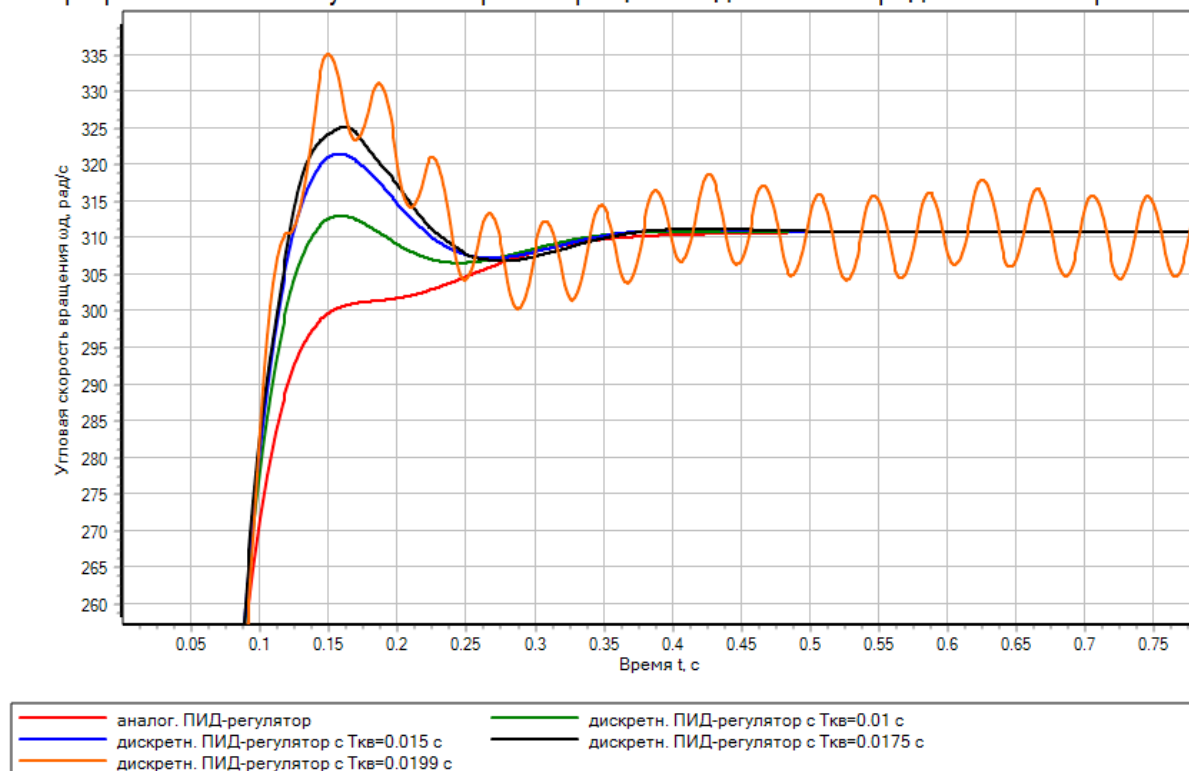


Рис. 6.14. Графики ПП в САУ с параметрами регулятора, полученными параметрическим методом, вблизи заданного значения при $T_{кв2}^{эксп} = [0,01; 0,015; 0,0175; 0,0199]$ с

График зависимости угловой скорости вращения ω_d вала электродвигателя от времени t

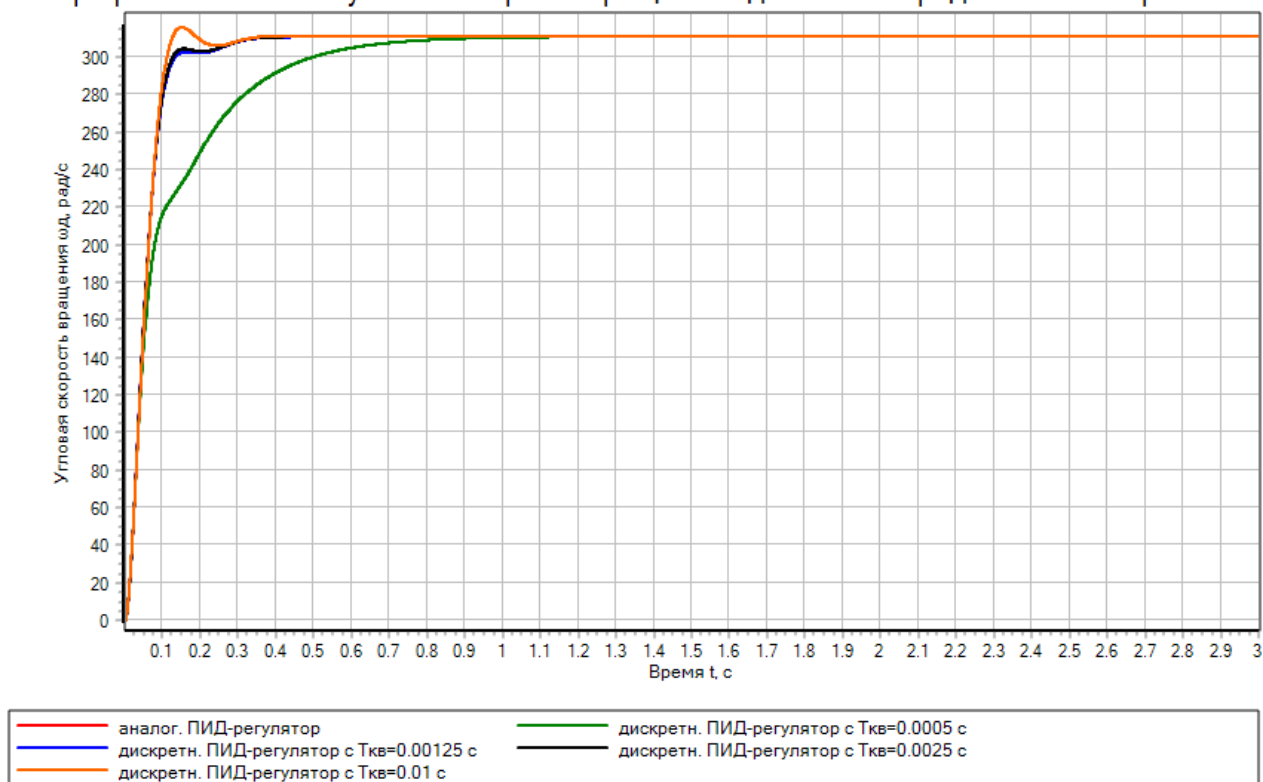


Рис. 6.15. Графики ПП в САУ с параметрами регулятора, полученными параметрическим методом, при $T_{кв2}^{эксп} = [0,0005; 0,00125; 0,0025; 0,01]$ с

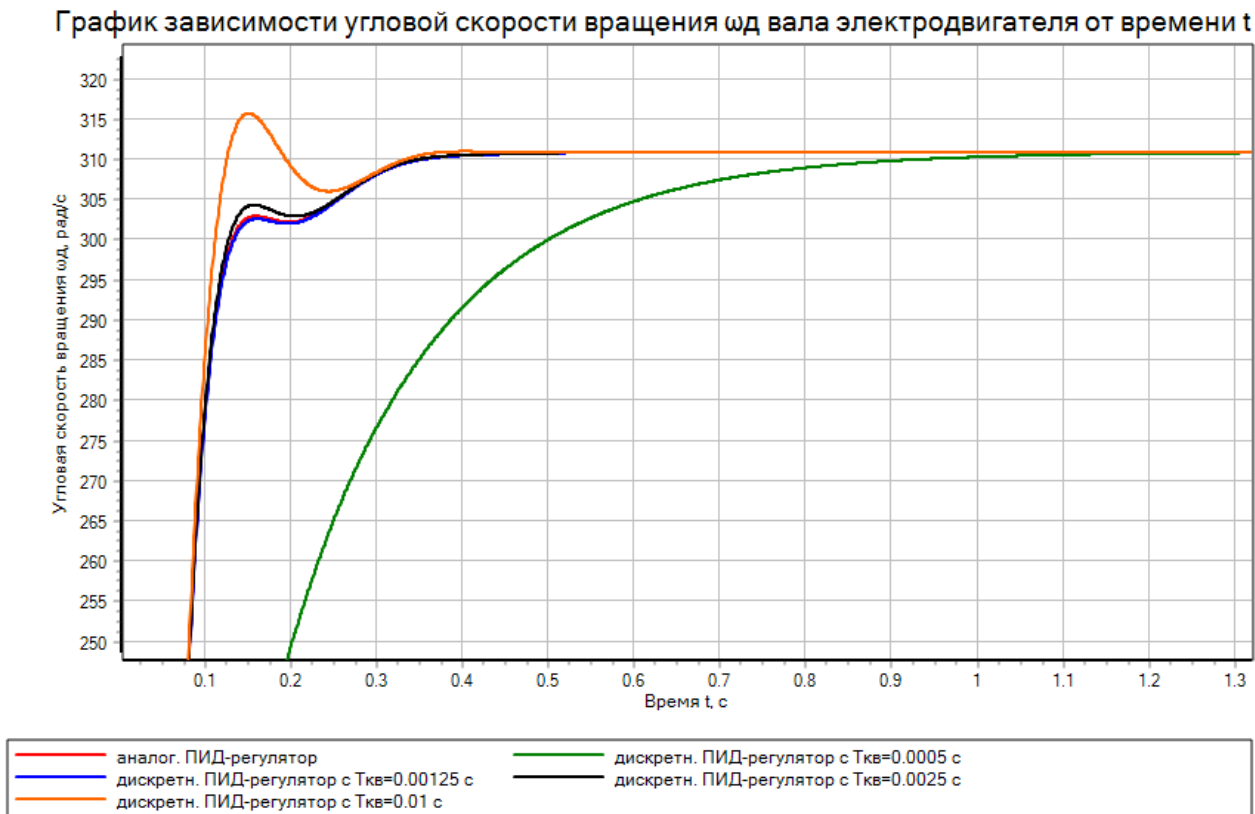


Рис. 6.16. Графики ПП в САУ с параметрами регулятора, полученными параметрическим методом, вблизи заданного значения при $T_{кв2}^{эксп} = [0,0005; 0,00125; 0,0025; 0,01]$ с

Учтем условие для ПИД-закона управления $T_{кв2} < T_d$. В результате визуального анализа полученных графиков, чтобы ПП в САУ с дискретным ПИД-регулятором был адекватен относительно САУ с непрерывным регулятором, значение периода квантования дискретного ПИД-регулятора должно удовлетворять неравенству

$$0,00125 \text{ с} \leq T_{кв2} < 0,01 \text{ с}. \quad (6.5)$$

Назначим $T_{кв2} = 0,00125$ с. Таким образом, передаточная функция АБ в САУ с параметрами регулятора, полученными параметрическим методом (рис. 6.12), будет иметь вид

$$W_{AB}(z) = \frac{\tilde{U}_2(z)}{\Delta \tilde{U}(z)} = k_{\Pi} + k_{И} \frac{T_{кв1} z}{z-1} + k_{Д} \frac{z-1}{T_{кв1} z},$$

$$W_{AB}(z) = \frac{\tilde{U}_2(z)}{\Delta \tilde{U}(z)} = 0,190238 + 3,94372 \frac{0,001z}{z-1} + 0,001 \frac{z-1}{0,001z}. \quad (6.6)$$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате моделирования были синтезированы:

- САУ с рассчитанными параметрами регулятора;

- САУ с параметрами регулятора, полученными параметрическим методом и их непрерывно-дискретные модели (рис. 5.3, 5.12). По ряду показателей качества их переходных процессов было проведено сравнение синтезированных САУ и выявлено, что САУ с рассчитанными параметрами регулятора имеет более высокие показатели качества переходного процесса.

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Герман-Галкин, С. Г. Модельное проектирование электромеханических мехатронных модулей движения в среде SimInTech / С. Г. Герман-Галкин, Б. А. Карташов, С. Н. Литвинов. – М. : ДМК Пресс, 2021. – 494 с.
2. Закиров, И. Р. Динамическое моделирование интеллектуальных систем контроля и управления мехатронными модулями движения в среде SimInTech / И. Р. Закиров, В. Ю. Корнилов // Мехатроника, автоматика и робототехника. – 2023. – № 11. – С. 62 – 67.
3. Научная электронная библиотека / ООО Научная электронная библиотека. – URL : <https://www.elibrary.ru/> (дата обращения: 19.10.2024).
4. Афоничев, Д. Н. Особенности моделирования электрических машин в программе SIMINTECH / Д. Н. Афоничев, С. Н. Пиляев // Моделирование информационных систем : материалы Междунар. науч.-практ. конф., Воронеж, 19–20 мая 2021 года. – Воронеж : ФГБОУ ВО «Воронежский государственный лесотехнический университет имени Г. Ф. Морозова», 2021. – С. 340 – 345.
5. Корзников, М. Э. Применение среды динамического моделирования SIMINTECH для исследования и анализа технических систем / М. Э. Корзников, Е. А. Овчаренко, И. В. Ершова // Актуальные вопросы инновационного развития арктического региона РФ : сб. ст. V Всерос. науч.-практ. конф., Северодвинск, 20 – 30 ноября 2023 года. – Северодвинск : Северный (Арктический) федеральный университет им. М. В. Ломоносова, 2024. – С. 619 – 623.
6. Синтез ПИД-регуляторов для объектов третьего порядка с запаздыванием: сравнение программ AltairEmbed и SimInTech / Н. А. Журавлев, А. И. Уберт, В. Г. Шахтшнейдер, О. П. Русаков // Автоматика и программная инженерия. – 2020. – № 2(32). – С. 43 – 50.
7. Афоничев, Д. Н. Использование программного комплекса SimInTech для проектирования мехатронных систем / Д. Н. Афоничев, С. Н. Пиляев, С. В. Кузьменко // Наука и образование на современном этапе развития: опыт, проблемы и пути их решения : материалы национальной науч.-практ. конф., Воронеж, 26–27 ноября 2019 года. – Воронеж : Воронежский государственный аграрный университет им. Императора Петра I, 2019. – С. 335-339.
8. Петуховская, В. Р. Разработка нечеткого регулятора в среде динамического моделирования SIMINTECH / В. Р. Петуховская, А. С. Александрова // Химия. Экология. Урбанистика. – 2020. – Т. 4. – С. 294 – 297.
9. Лыткин, С. В. Исследование возможностей SIMINTECH для моделирования автоматизированных и мехатронных систем / С. В. Лыткин // ModernScience. – 2021. – № 7. – С. 319 – 323.

10. Лекомцев, П. В. Моделирование гибридного шагового двигателя в пространстве состояний при переменном моменте сопротивления нагрузки / П. В. Лекомцев, Ю. Р. Никитин, С. А. Трефилов // Интеллектуальные системы в производстве. – 2020. – Т. 18, № 3. – С. 58 – 63.
11. Коллективный блог // Habr. – URL : <https://habr.com/ru/articles/508530/> (дата обращения: 27.10.2024).
12. Юревич, Е. И. Теория автоматического управления : учебник / Е. И. Юревич. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л. : Энергия, 1975. – 416 с.

Учебное электронное издание

МОДЕЛИРОВАНИЕ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ В СРЕДЕ SiminTech

Методические указания

Составители:

БАЛАБАНОВ Павел Владимирович
ЮДАЕВ Виктор Алексеевич

Редактирование Е. С. Мордасовой
Графический и мультимедийный дизайнер Н. И. Кужильная
Обложка, упаковка, тиражирование Е. С. Мордасовой

Подписано к использованию 19.06.2025.

Тираж 50 шт. Заказ № 87

Издательский центр ФГБОУ ВО «ТГТУ»
392000, г. Тамбов, ул. Советская, д. 106, к. 14.
Тел./факс (4752) 63-81-08.
E-mail: izdatelstvo@tstu.ru