

МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«Юго-Западный государственный университет»
(ЮЗГУ)

Кафедра механики, мехатроники и робототехники



Профессор по учебной работе
С.Г. Доктионова
_____ 2016 г.

**ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМЫ
АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ**

Методические указания по выполнению практической,
расчетно-графической и самостоятельной работы
по дисциплине «Программное обеспечение мехатронных
и робототехнических систем»

Курск 2016

УДК 621.(076.1)

Составители: Мальчиков А.В., Яцун С.Ф.

Рецензент

Кандидат технических наук, доцент Е.Н. Политов

Программная реализация следящей системы автоматического управления: методические указания по выполнению расчетно-графической работы по дисциплине: «Программное обеспечение мехатронных и робототехнических систем» / Юго-Зап. гос. ун-т; сост. С.Ф. Яцун, А.В. Мальчиков. – Курск, 2016. – 22 с., 27 ил. – Библиограф.: 22 с.

Изложены вопросы, связанные с проектированием следящих цифровых систем автоматического управления. Приведены рекомендации и порядок составления отдельных разделов расчетно-графической работы, приведен пример выполнения задания.

Методические указания соответствуют требованиям программы, утверждённой учебно-методическим объединением (УМО).

Предназначены для студентов направления 15.03.06 Мехатроника и робототехника всех форм обучения.

Текст печатается в авторской редакции

Подписано в печать 5.08.16. Формат 60x84 1/16

Усл.печ.л. 1,2 Уч.-изд.л. 1,1 Тираж 20 экз. Заказ 18 Бесплатно.

Юго-Западный государственный университет.

305040 Курск, ул. 50 лет Октября, 94

Содержание

1	Цель и задачи работы	4
2	Задание	5
3	Краткая теория	6
4	Ход работы	12
5	Пример выполнения	13
5.1.	<i>Линейная функция задающего воздействия</i>	13
5.2.	<i>Тригонометрическая функция задающего воздействия</i>	17
5.3.	<i>Степенная функция задающего воздействия</i>	19
6	Исходные данные для выполнения работы	21
	Библиографический список	22

1 Цель и задачи работы

Целью работы является освоение студентами принципов построения и функционирования программного обеспечения для практической реализации следящей системы автоматического управления мехатронного электропривода.

Данная работа выполняется в ходе практического занятия «Программная реализация следящей системы автоматического управления»

Выполнение работы ориентировано на формирование у студентов следующих элементов профессиональных компетенций:

ПК2 – способность разрабатывать программное обеспечение, необходимое для обработки информации и управления в мехатронных и робототехнических системах, а также для их проектирования; способностью проводить вычислительные эксперименты с использованием стандартных программных пакетов с целью исследования математических моделей мехатронных и робототехнических систем

ПК6 – способность проводить вычислительные эксперименты с использованием стандартных программных пакетов с целью исследования математических моделей мехатронных и робототехнических систем

2. Задание:

1. Составить алгоритм программы для цифровой системы управления, реализующий управляемое перемещение звена по требуемому закону.
2. Провести моделирование работы П, ПИ, ПИД регуляторов для требуемых траекторий.
3. Варьируя параметрами системы управления настроить систему управления с приемлемым качеством регулирования.
4. Сделать выводы на основе полученных результатов
5. (дополнительно) на основе составленных алгоритмов, разработать программу на языке высокого уровня.

3 Краткая теория

Рассмотренный в курсе ТАУ ПИД-регулятор и его модификации являются теоретическими идеализациями реальных регуляторов, поэтому для их практического воплощения необходимо учесть особенности, порождаемые реальными условиями применения и технической реализации.

К таким особенностям относятся:

- конечный динамический диапазон изменений физических переменных в системе (например, ограниченная мощность нагревателя, ограниченная пропускная способность клапана);
- отсутствие (как правило) в системе поддержания температуры холодильника (управляющее воздействие $u < 0$ соответствует включению холодильника, а не выключению нагревателя);
- ограниченная точность измерений, что требует специальных мер для выполнения операций дифференцирования с приемлемой погрешностью;
- наличие практически во всех системах типовых нелинейностей: насыщение (ограничение динамического диапазона изменения переменных), ограничение скорости нарастания, гистерезис и люфт;
- технологический разброс и случайные вариации параметров регулятора и объекта;
- дискретная реализация регулятора;
- необходимость плавного (безударного) переключения режимов регулирования.

Погрешность дифференцирования и шум

Проблема численного дифференцирования является достаточно старой и общей как в цифровых, так и в аналоговых регуляторах. Суть ее заключается в том, что производная вычисляется обычно как разность двух близких по величине значений функции, поэтому относительная погрешность производной всегда оказывается больше, чем относительная погрешность численного представления дифференцируемой функции.

В частности, если на вход дифференциатора поступает синусоидальный сигнал $A \sin(\omega t)$, то на выходе получим $A \omega \cos(\omega t)$, т.е. с ростом частоты ω увеличивается амплитуда сигнала на выходе

дифференциатора. Иначе говоря, дифференциатор усиливает высокочастотные помехи, короткие выбросы и шум.

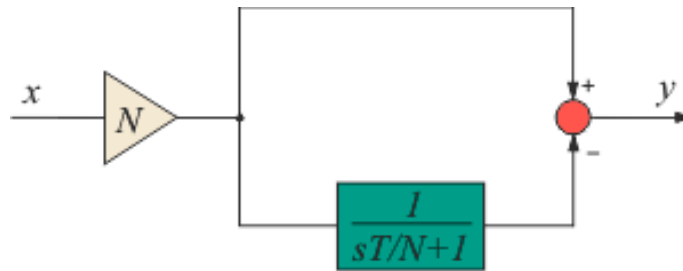


Рис. 1. Структурная реализация дифференциального члена ПИД-регулятора

Если помехи, усиленные дифференциатором, лежат за границей рабочих частот ПИД-регулятора, то их можно ослабить с помощью фильтра верхних частот. Структурная реализация дифференциатора с фильтром показана нарис. 1.

Здесь

$$y = Nx \left(1 - \frac{1}{sT/N+1} \right) = \left(\frac{sT}{sT/N+1} \right) x,$$

т.е. передаточная функция полученного дифференциатора $D(s)$ может быть представлена в виде произведения передаточной функции идеального дифференциатора на передаточную функцию фильтра первого порядка:

$$D(s) = (sT) \left(\frac{1}{sT/N+1} \right),$$

где коэффициент N задает граничную частоту фильтра и обычно выбирается равным 2...20.

Большее ослабление высокочастотных шумов можно получить с помощью отдельного фильтра, который включается последовательно с ПИД-регулятором. Обычно используют фильтр второго порядка [1] с передаточной функцией

$$F(s) = \frac{1}{1 + sT_F + s^2 T_F^2 / 2}.$$

Постоянную времени фильтра обычно выбирают равной $T_F = T_i / N$, где $N = 2...20$. Граничную частоту фильтра желательно не выбирать ниже частоты $1/T_i$, т.к. это усложняет расчет параметров регулятора и запаса устойчивости.

Кроме шумов дифференцирования на характеристики ПИД-регулятора влияют шумы измерений. Через цепь обратной связи эти шумы поступают на вход системы и затем проявляются как дисперсия управляющей переменной u . Высокочастотные шумы вредны тем, что вызывают ускоренный износ трубопроводной арматуры и электродвигателей.

Поскольку объект управления обычно является низкочастотным фильтром, шумы измерений редко проникают по контуру регулирования на выход системы. Однако они увеличивают погрешность измерений $y(t)$ и снижают точность регулирования.

В ПИД регуляторах различают шум с низкочастотным спектром, вызванный внешними воздействиями на объект управления, и высокочастотный шум, связанный с электромагнитными наводками, помехами по шинам питания и земли, с дискретизацией измеряемого сигнала и другими причинами. Низкочастотный шум моделируют как внешние возмущения ($d(s)$), высокочастотный - как шумы измерений ($n(s)$).

Интегральное насыщение

В установившемся режиме работы и при малых возмущениях большинство систем с ПИД-регуляторами являются линейными. Однако процесс выхода на режим практически всегда требует учета нелинейности типа "ограничение". Эта нелинейность связана с естественными ограничениями на мощность, скорость, частоту вращения, угол поворота, площадь поперечного сечения клапана, динамический диапазон, и т. п. Контур регулирования в системе, находящейся в насыщении (когда переменная достигла ограничения), оказывается разомкнутым, поскольку при изменении переменной на входе звена с ограничением его выходная переменная остается без изменений.

Наиболее типовым проявлением режима ограничения является так называемое "интегральное насыщение", которое возникает в процессе выхода системы на режим в регуляторах с ненулевой постоянной интегрирования $T_i \neq 0$.

Интегральное насыщение приводит к затягиванию переходного процесса (рис. 2-3).

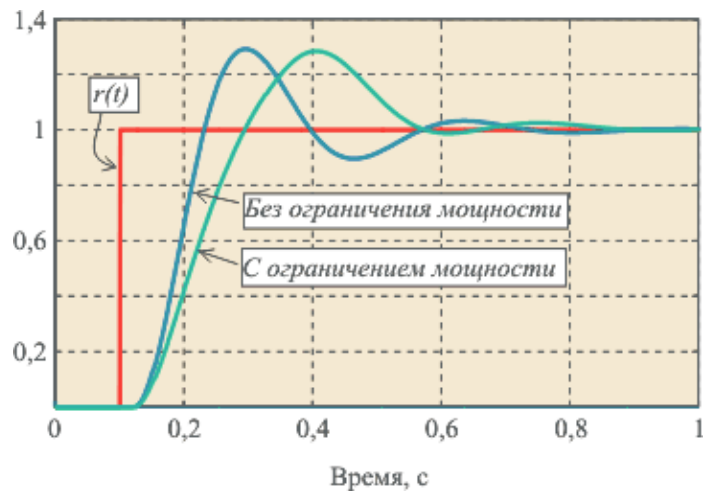


Рис. 2. Реакция выходной переменной $y(t)$ на скачок входного воздействия $r(t)$ для ПИ-регулятора при условии ограничения мощности на входе объекта $u(t)$ и без ограничения. Объект - второго порядка, $T_1 = 0,1с$, $T_2 = 0,05с$, $L = 0,02с$. Параметры регулятора: $K = 2$, $T_i = 0,06с$, $T_d = 0$.

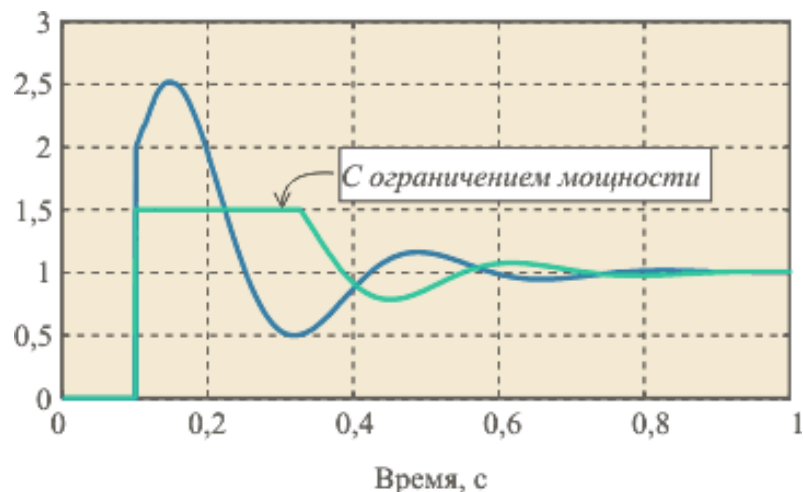


Рис. 3. Сигнал на входе объекта $u(t)$ при условии ограничения мощности и без. Объект – второго порядка, $T_1 = 0,1с$, $T_2 = 0,05с$, $L = 0,02с$. Параметры регулятора: $K = 2$, $T_i = 0,06с$, $T_d = 0$

Аналогичный эффект возникает вследствие ограничения пропорционального и интегрального члена ПИД-регулятора (рис. 4-5).

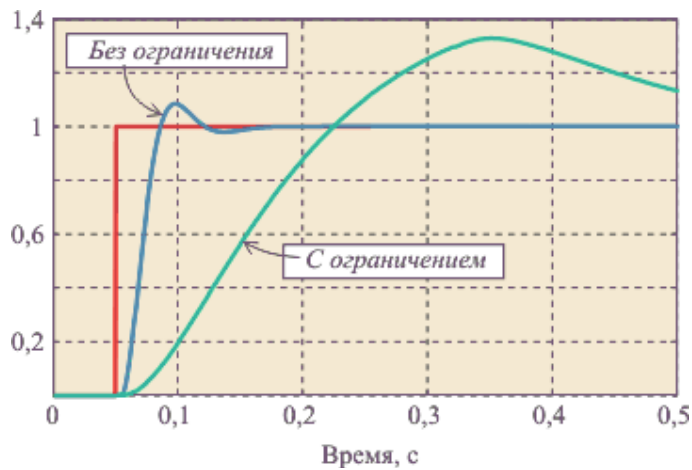


Рис.4. Реакция выходной переменной $y(t)$ на скачок входного воздействия $r(t)$ для ПИД-регулятора при условии ограничения мощности на входе объекта $u(t)$ и без ограничения. Объект - второго порядка, $T_1 = 0,1с$, $T_2 = 0,05с$, $L = 0,02с$. Параметры регулятора: $K = 10$, $T_i = 0,014с$, $T_d = 0,3с$.

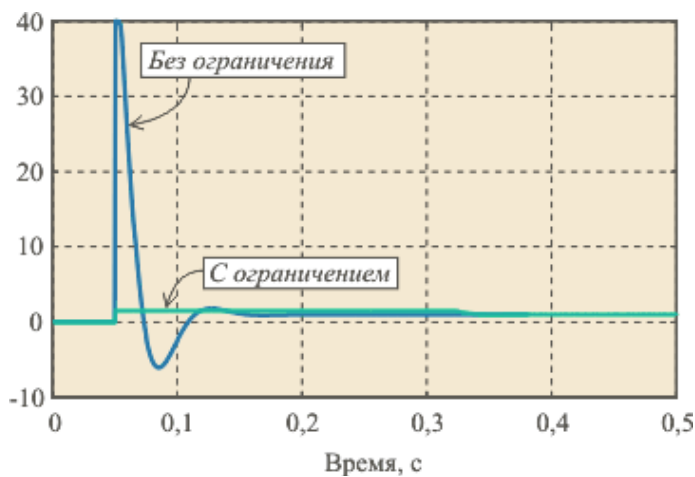


Рис. 5. Сигнал на входе объекта $u(t)$ в контуре с ПИД-регулятором при условии ограничения мощности и без. Объект – второго порядка, $T_1 = 0,1с$, $T_2 = 0,05с$, $L = 0,02с$. Параметры регулятора: $K = 10$, $T_i = 0,014с$, $T_d = 0,3с$.

Однако часто под интегральным насыщением понимают совокупность эффектов, связанных с нелинейностью типа "ограничение".

Суть проблемы интегрального насыщения состоит в том, что если сигнал на входе объекта управления $u(t)$ вошел в зону насыщения (ограничения), а сигнал рассогласования $r(t) - y(t) \neq 0$ не равен нулю, интегратор продолжает интегрировать т. е. сигнал на

его выходе растет, но этот сигнал не участвует в процессе регулирования и не воздействует на объект вследствие эффекта насыщения. Система управления в этом случае становится эквивалентной разомкнутой системе, сигнал на входе которой равен уровню насыщения управляющего сигнала $u(t)$.

Для тепловых систем ограничением снизу обычно является нулевая мощность нагрева, в то время как ПИД-регулятор требует подачи на объект "отрицательной мощности нагрева", т.е. требует охлаждения объекта.

Эффект интегрального насыщения известен давно. В аналоговых регуляторах его устранение было достаточно проблематичным, поскольку в них проблема не могла быть решена алгоритмически, а только аппаратными средствами. С появлением микропроцессоров проблему удается решить гораздо эффективнее. Методы устранения интегрального насыщения обычно являются предметом изобретений, относятся к коммерческой тайне фирм-производителей и защищаются патентами.

Подробно с методами борьбы с различными проблемами реализации цифровых регуляторов можно ознакомиться в литературе, указанной в конце методического руководства.

ПИД-регулятор при отработке траектории

В предыдущей работе рассматривалась постоянная внутри цикла величина задающего воздействия $\varphi_{зад}$, таким образом в начальный момент времени рассогласование имело большое значение. В случае если задающая величина является функцией времени, и в начальный момент равна реальному положению, то ошибка будет иметь меньшие значения.

Для задания требуемой траектории можно использовать как линейную функцию задающего воздействия, так и функцию с плавным разгоном/торможением.

Уравнение для S-образной траектории может иметь вид:

$$T(t) = \frac{3H \cdot t^2}{\tau^2} - \frac{2H \cdot t^3}{\tau^3}, \text{ где } T(t) - \text{уравнение траектории, } H -$$

значение полного перемещения, τ - время полного перемещения. Обратим внимание, что при программной реализации, необходимо

учитывать текущее положение объекта управления, а также время t - в данной формуле, начинается от 0 и заканчивается τ . Для этого удобно создать вложенный цикл, рассчитывающий требуемое положение объекта на траектории в конкретный момент времени.

4 Ход работы

Для моделирования следящей системы автоматического управления при обработке траектории будем использовать математическую модель привода, используемую нами в первой РГР. Напомним схему мехатронного привода (рис. 6).

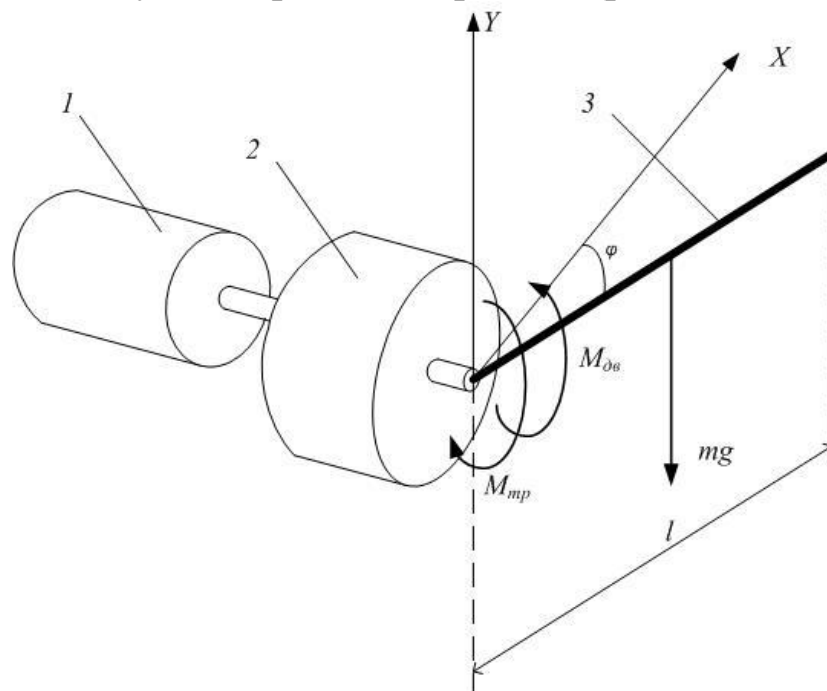


Рис. 6. Расчетная схема

Мехатронный привод состоит из двигателя постоянного тока 1, редуктора 2, и стержня 3, закрепленного на выходном валу редуктора. На валу редуктора установлен также датчик угла поворота, определяющий положение вала (на рис. не показан).

Уравнения также будем использовать из первой расчетно-графической работы.

Численное моделирование также проводится в системе MathCAD с использованием метода Верле. Листинг программы моделирования покажем в рамках примера выполнения работы.

5 Пример выполнения

Согласно вариантам задания определяем из таблице параметры мехатронного привода, массу и длину звена, и т.д. Приведем пример листинга программы моделирования для различных методик реализации траектории движения исполнительного механизма.

5.1. Линейная функция задающего воздействия

Покажем листинг программы моделирования линейной функции задающего воздействия.

```
A(Time) := | dt ← 0.0001  
Count ←  $\frac{\text{Time}}{\text{dt}}$   
m ← 0.5  
l ← 0.2  
L ← 0.00005  
R ← 0.5  
g ← 9.807  
J ←  $\frac{(\text{m}\cdot\text{l}^2)}{3}$   
red ← 20  
Cm ← 0.03  
Ce ← 0.03  
MtrPr ← 0.01  
μ ← 0.002  
kp ← 0.5  
ki ← 0  
kd ← 0  
fs ← 1000  
fc ← 1000  
tmin ← 5000  
tmax ← 10000  
k ← 0.009
```

Рис. 7. Листинг программы (часть 1)

```

for t ∈ 0..Count
  φзад ←  $\begin{cases} 0 & \text{if } t < t_{\min} \\ \text{otherwise} \\ \begin{cases} k \cdot (t - t_{\min}) & \text{if } t_{\min} \leq t \leq t_{\max} \\ 45 & \text{otherwise} \end{cases} \end{cases}$ 
  sφ ←  $\text{round}\left(\frac{\varphi \cdot 360}{2\pi}, 0\right)$  if  $\text{mod}\left(t, \frac{1}{dt \cdot fs}\right) = 0$ 
  if  $\text{mod}\left(t, \frac{1}{dt \cdot fc}\right) = 0$ 
    sdφ ←  $\frac{[(\varphi_{\text{зад}} - s\varphi) - (\text{prev}s\varphi_{\text{зад}} - \text{prev}s\varphi)]}{dt \cdot fc}$ 
    iφ ←  $[(\varphi_{\text{зад}} - s\varphi) \cdot dt \cdot fc + i\varphi]$ 
    prevsφ ← sφ
    prevsφзад ← φзад
    cU ←  $k_p \cdot (\varphi_{\text{зад}} - s\varphi) + k_d \cdot sd\varphi + k_i \cdot i\varphi$ 
    U ←  $\begin{cases} cU & \text{if } |cU| < 9 \\ 9 \cdot \text{sign}(cU) & \text{otherwise} \end{cases}$ 
    di ←  $\frac{U - R \cdot i - C_e \cdot d\varphi \cdot \text{red}}{L}$ 
    i ← i + di · dt
    i ←  $\begin{cases} i & \text{if } |i| < 3 \\ 3 \cdot \text{sign}(i) & \text{otherwise} \end{cases}$ 
    Md ←  $C_m \cdot i \cdot \text{red}$ 
    SumM ←  $dd\varphi \cdot J - Md + m \cdot g \cdot \cos(\varphi) \cdot \frac{1}{\gamma} + \mu \cdot d\varphi$ 

```

Рис. 8. Листинг программы (часть 2)

```

if dφ = 0
  | Mtr ← MtrPr·sign(SumM) if |SumM| > MtrPr
  | Mtr ← SumM otherwise
Mtr ← MtrPr·sign(dφ) otherwise
Md = m·g·cos(φ)· $\frac{1}{2}$  - μ·dφ - Mtr
ddφ ←  $\frac{Md - m·g·cos(φ)·\frac{1}{2} - μ·dφ - Mtr}{J}$ 
dφ ← dφ + ddφ·dt
φ ← φ + dφ·dt +  $\frac{ddφ·dt^2}{2}$ 
Bt,0 ← t·dt
Bt,1 ← φ
Bt,2 ← sφ
Bt,3 ← iφ
Bt,4 ← sdφ
Bt,5 ←  $\frac{dφ·45·red}{2·π}$ 
Bt,6 ← cU
Bt,7 ← φzad
t ← t + 1

```

Рис. 9 Листинг программы (часть 3)

Результаты моделирования можем отобразить в виде таблицы или временных зависимостей.

	0	1	2	3	4	5
E := A(2)	0	-1.126·10 ⁻⁶	0	0	0	-1.075
t := E ⁽⁰⁾	1·10 ⁻⁴	-2.945·10 ⁻⁶	0	0	0	-2.095
φ := $\frac{E^{(1)}·360}{2·3.14}$	2·10 ⁻⁴	-5.465·10 ⁻⁶	0	0	0	-3.105
sφ := E ⁽²⁾	3·10 ⁻⁴	-8.678·10 ⁻⁶	0	0	0	-4.103
iff := E ⁽³⁾	4·10 ⁻⁴	-1.258·10 ⁻⁵	0	0	0	-5.091
dff := E ⁽⁴⁾	5·10 ⁻⁴	-1.715·10 ⁻⁵	0	0	0	-6.068
NN := E ⁽⁵⁾	6·10 ⁻⁴	-2.24·10 ⁻⁵	0	0	0	-7.034
er := E ⁽⁶⁾	7·10 ⁻⁴	-2.831·10 ⁻⁵	0	0	0	-7.99
	8·10 ⁻⁴	-3.488·10 ⁻⁵	0	0	0	-8.936
	9·10 ⁻⁴	-4.21·10 ⁻⁵	0	0	0	-9.871
	1·10 ⁻³	-4.996·10 ⁻⁵	0	0	0	-10.796
	1.1·10 ⁻³	-5.846·10 ⁻⁵	0	0	0	-11.711
	1.2·10 ⁻³	-6.758·10 ⁻⁵	0	0	0	-12.617
	1.3·10 ⁻³	-7.733·10 ⁻⁵	0	0	0	-13.512
	1.4·10 ⁻³	-8.769·10 ⁻⁵	0	0	0	-14.398
	1.5·10 ⁻³	-9.866·10 ⁻⁵	0	0	0	...

Рис. 10 Вывод результатов моделирования

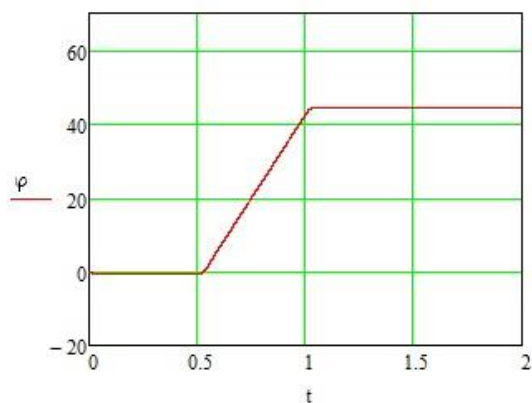


Рис. 11. График фактического перемещения звена

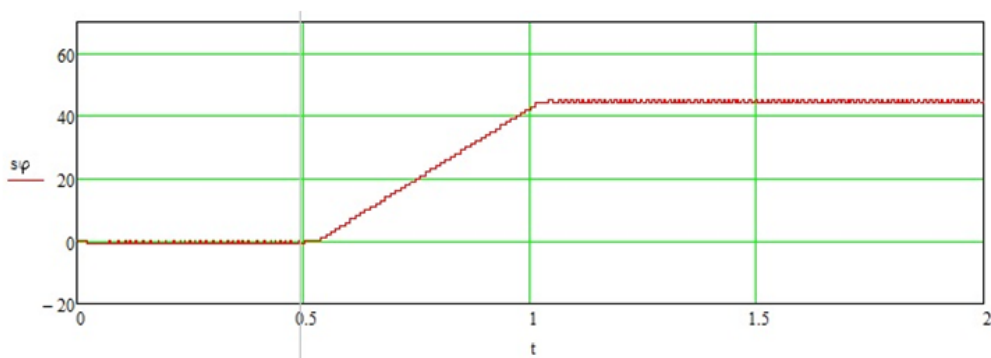


Рис. 12. перемещение полученное с датчика

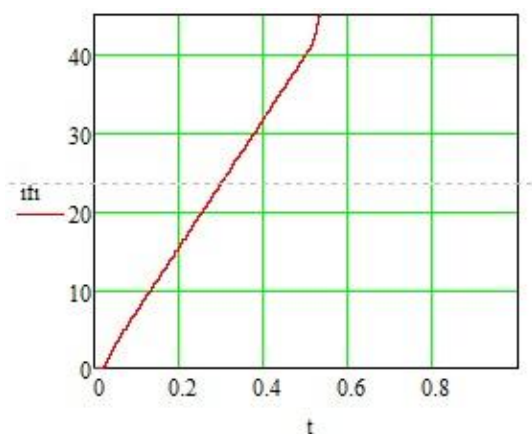


Рис. 13. График интегральной ошибки

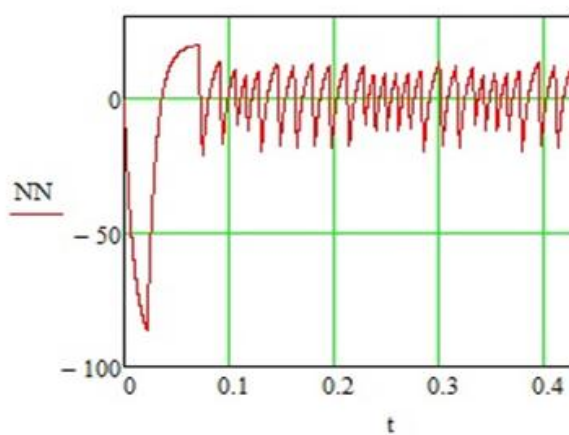


Рис. 14. График частоты вращения вала двигателя

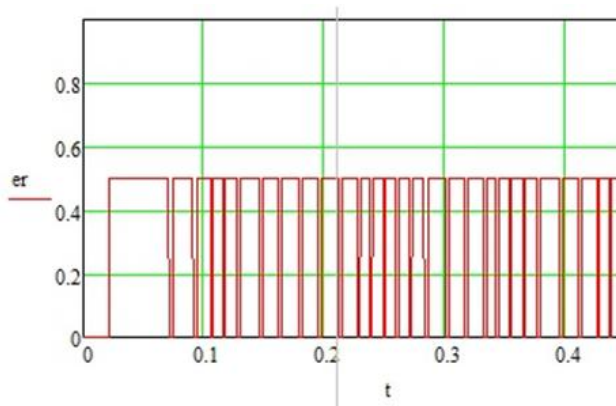


Рис. 15. График изменения ошибки

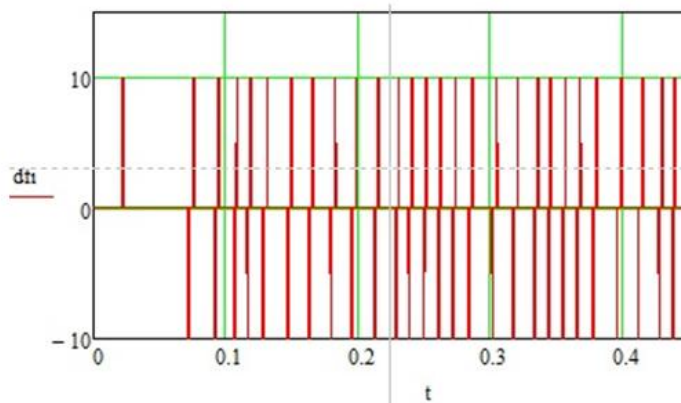


Рис. 16. График производной ошибки

Как показали результаты моделирования дифференциальная составляющая ошибки не имеет физического смысла а ее изменение обусловлено погрешностью измерений, поэтому в регуляторе коэффициент k_d примем равным 0.

5.2. Тригонометрическая функция задающего воздействия

```

for t ∈ 0..Count
  | φзад ← | 0 if t < tmin
            | otherwise
            | -25·cos[w·(t - tmin)] + 25 if tmin ≤ t ≤ tmax
            | 45 otherwise

```

Рис. 17. Листинг программы (задание тригонометрической функции)

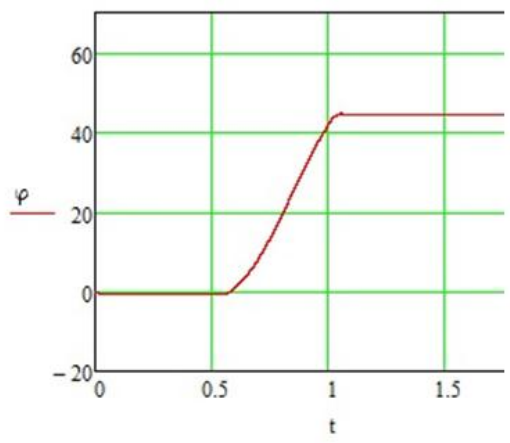


Рис. 18. График перемещения звена

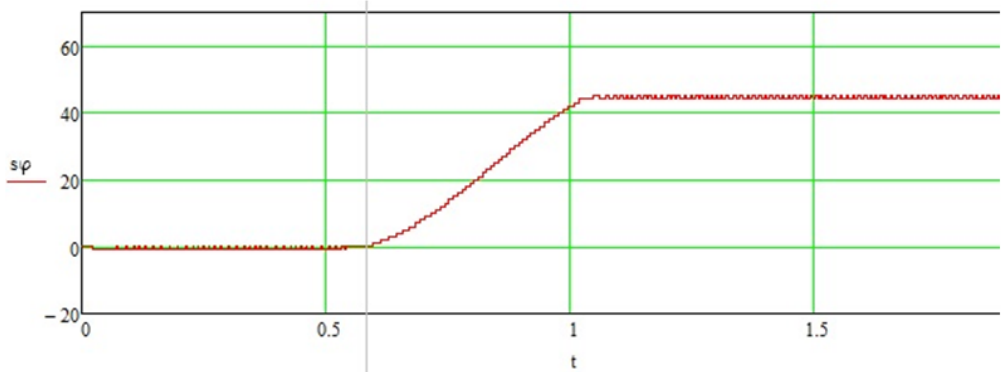


Рис. 19. График перемещения звена

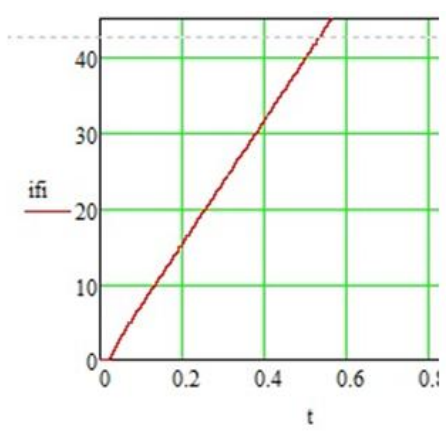


Рис. 20. График интегральной ошибки

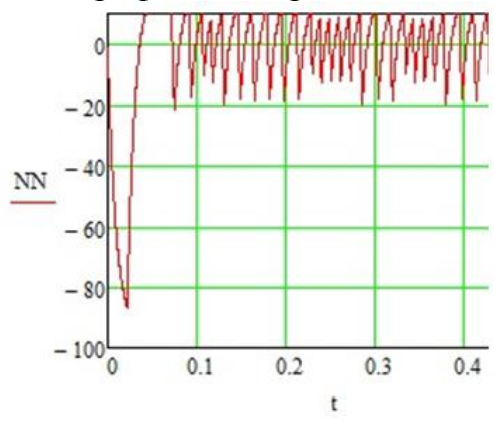


Рис. 21. График частоты вращения вала двигателя

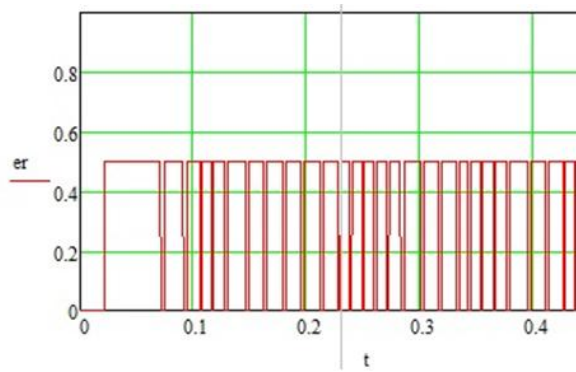


Рис. 22. График изменения ошибки

5.3. Степенная функция задающего воздействия

```

for t ∈ 0..Count
  φзад ← 0 if t < tmin
  otherwise
     $\frac{3H(t - t_{min})^2}{(t_{max} - t_{min})^2} - \frac{2H(t - t_{min})^3}{(t_{max} - t_{min})^3}$  if tmin ≤ t ≤ tmax
    45 otherwise

```

Рис. 23. Листинг программы (задание степенной функции)

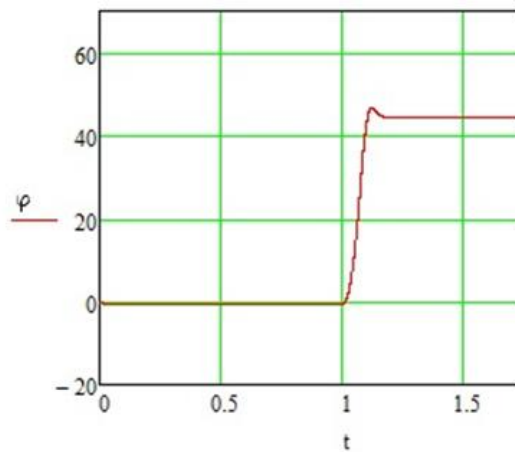


Рис. 24. График перемещения звена

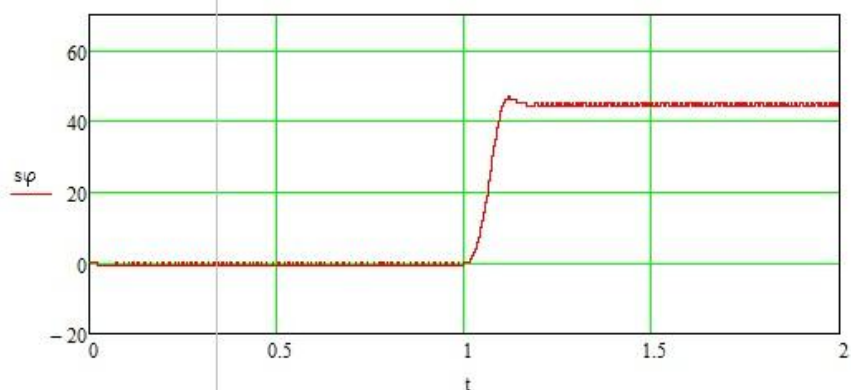


Рис. 25. График перемещения звена

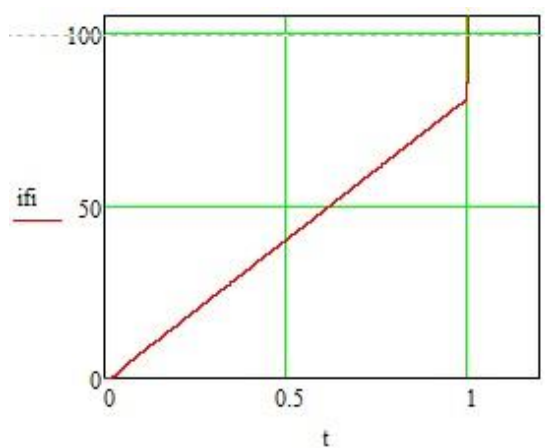


Рис. 26. График интегральной ошибки

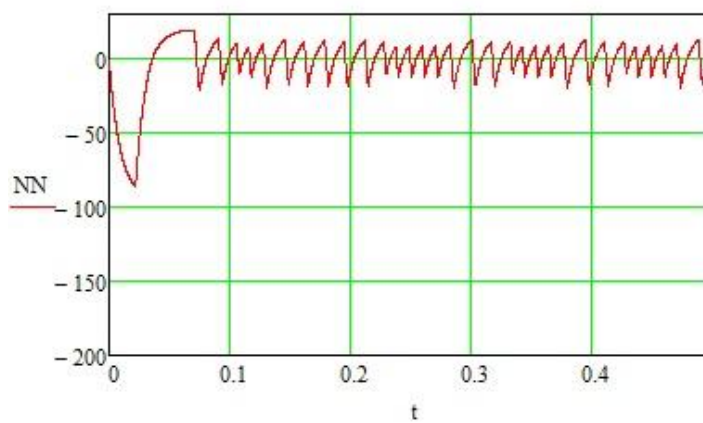


Рис. 27. График частоты вращения вала двигателя

6 Исходные данные для выполнения работы

№ Варианта	Масса звена, кг	Длина звена, м	Момент силы трения		Модель двигателя	Перед. отнош. редуктора	Частота системы измерения	Частота САУ
0(пример)	0,5	0,2	0,01		RE40	20	1000	200
1	0,8	0,1	0,015		RE40	20	1000	200
2	1	0,1	0,005		RE40	20	1100	300
3	1,5	0,2	0,02		RE40	30	1200	500
4	0,4	0,2	0,01		RE40	20	1000	200
5	0,8	0,2	0,015		RE40	25	1000	400
6	1	0,1	0,005		RE40	20	1100	300
7	1,5	0,1	0,02		RE40	25	1200	500
9	0,5	0,2	0,01		RE40	20	1000	200
10	0,5	0,2	0,04		RE40	20	1000	200
11	0,8	0,1	0,015		RE30	20	1000	200
12	1	0,1	0,005		RE30	20	1100	300
13	1,5	0,2	0,02		RE30	30	1200	500
14	0,4	0,2	0,01		RE30	20	1000	200
15	0,8	0,2	0,015		RE30	25	1000	400
16	1	0,1	0,005		RE30	20	1100	300
17	1,5	0,1	0,02		RE30	25	1200	500
18	0,5	0,2	0,01		RE30	20	1000	200
19	1,5	0,2	0,01		RE30	40	1000	200
20	1,8	0,1	0,015		RE30	45	1000	200

Библиографический список

1. Astrom K.J., Hagglund T.. Advanced PID control. - ISA - The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006, 460 p.
2. Денисенко В.В. ПИД-регуляторы: вопросы реализации. - СТА, №4, 2007, с. 86 - 97, №1, 2008, с. 86-99.
3. Денисенко В.В. Разновидности ПИД-регуляторов. Автоматизация в промышленности, №6, 2007, с. 45 - 50.
4. Ротач В.Я. Теория автоматического управления. М.: МЭИ, 2004, 400 с.
5. Calcev G., Gorez R. Iterative technique for PID controller tuning. - Proceedings of the 34th IEEE Conference on Decision and Control, 1995, vol. 3, 13-15 Dec 1995, p. 3209 - 3210.
6. Изерман Р. Цифровые системы управления. М.: Мир, 1984, 541 с.
7. Энциклопедия АСУ ТП, [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://bookasutp.ru>