**ТЕОРИЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ 2**

**Методическое указание по выполнению курсовой работы**

**СОДЕРЖАНИЕ**

**1. ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ КУРСОВОЙ РАБОТЫ** **3**

**2. ТЕМЫ НА КУРСОВУЮ РАБОТУ** **4**

**3. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ** **5**

**3.1 НЕЛИНЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ** **7**

**3.2 ЛИНЕЙНАЯ ИМПУЛЬСНАЯ САУ** **20**

**ТРЕБОВАНИЯ К ОТЧЕТУ ПО КУРСОВОЙ РАБОТЕ** **48**

**ПРИЛОЖЕНИЕ А** **51**

**ПРИЛОЖЕНИЕ Б** **53**

**ЛИТЕРАТУРА** **57**

2

**1. ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ КУРСОВОЙ РАБОТЫ**

**Целью курсовой работы** является анализ нелинейной САУ и линейнойимпульсной САУ. Рассматриваемые САУ, представленные принципиальной схемой, являются различными системами автоматического регулирования (САУ) частоты вращения ДПТ, напряжения ГПТ, температуры электропечи, давления в барокамере и. т.п., и следящие системы.

**В качестве исходных данных** приняты параметры элементов иустройств, входящих в данную систему.

**Основными задачами** курсовой работы являются:

* составление по принципиальной схеме функциональной схемы;
* составление математической модели в форме структурной схемы;
* исследование системы на устойчивость необходимыми критериями;
* построение переходных процессов для анализа качества процесса регулирования системы;
* оценка точности процесса регулирования.

**Нелинейная САУ:**

* Принять, что усилительное устройство в системе является нелинейным элементом (НЭ) и составить структурную схему нелинейной САУ.
* Привести структурную схему нелинейной САУ к типовой и получить передаточную функцию линейной части системы.
* Получить дифференциальное уравнение гармонически линеаризованной нелинейной системы.
* Оценить устойчивость гармонически линеаризованной нелинейной системы методом Гольдфарба.
* Используя критерий абсолютной устойчивости Попова В.М., исследовать устойчивость положения равновесия системы в целом.

**Линейная импульсная САУ:**

* Сформировать схему импульсной системы.
* Получить передаточную функцию непрерывной части импульсной системы *Wнц* ( *s* ) .
* Определить, используя теорему Котельникова, период квантования *T*0 .
* Найти передаточные функции системы в разомкнутом и замкнутом состоянии *Wрс* ( *z* ) и *Wэс* ( *z*) , соответственно.
* Определить устойчивость системы по корням характеристического уравнения.
* Определить устойчивость системы, используя аналог критерия устойчивости Михайлова.
* Приняв начальные условия нулевыми, построить дискретный сигнал системы и определить по ней показатели качества.
* Определить ошибку регулирования по задающему воздействию.

3

* 1. **ТЕМЫ НА КУРСОВУЮ РАБОТУ**

1. Исследование нелинейной и импульсной системы автоматического управления «Напряжения синхронного генератора».
2. Исследование нелинейной и импульсной системы автоматического управления «Артериального давления при искусственном кровообращении».
3. Исследование нелинейной и импульсной системы автоматического управления «Температуры в теплообменнике».
4. Исследование нелинейной и импульсной системы автоматического управления «Температуры в герметической кабине».
5. Исследование нелинейной и импульсной системы автоматического управления «Вентиляторами метрополитена».
6. Исследование нелинейной и импульсной системы автоматического управления «Частоты вращения двигателя постоянного тока».
7. Исследование нелинейной и импульсной системы автоматического управления «Частоты вращения турбореактивного двигателя».
8. Исследование нелинейной и импульсной системы автоматического управления «Температуры в герметической кабине».
9. Исследование нелинейной и импульсной системы автоматического управления «Температуры в электропечи».

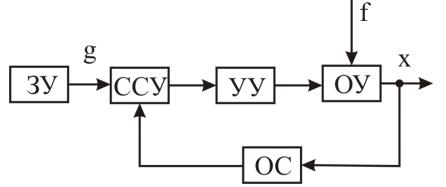
4

**3. ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ**

Любая функциональная схема САУ по отклонению включает в себя объект управления – *ОУ* с выходной регулируемой величиной *х(t)* и возмущающим воздействием – *f*; устройство управления – *УУ*, обеспечивающее c заданной точностью стабилизацию выходной величины *х* т.е. *x(t)=x0=const*; задающее устройство – *ЗУ*, обеспечивающее необходимое значение *x0*; обратную связь – *ОС*; сравнивающее суммирующее устройство –

*ССУ*

В свою очередь *УУ* может состоять из усилительного элемента, исполнительного устройства и последовательной или параллельной коррекции.



***Функциональная схема САУ***

Кроме того, в САУ возможно дополнительное регулирование по возмущающему фактору *f*, или задающему воздействию *g* либо одновременно по возмущающему фактору и задающему воздействиям (комбинированное управление).

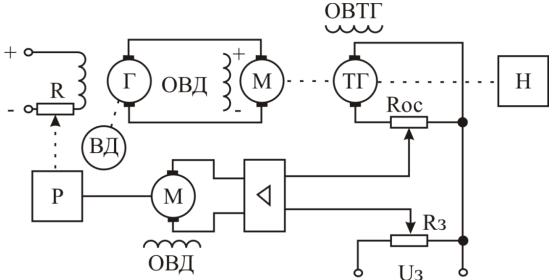
*ССУ* может быть реализовано на операционном либо электронномусилителе, магнитном либо электромашинном усилителе, либо на измерительном устройстве.

Всевозможные датчики, преобразующие выходную *х(t)* регулируемую величину *ОУ* в электрический сигнал, составляют главную обратную связь.

Исходная принципиальная схема САУ разбивается на отдельные устройства и узлы с учетом выполняемых ими функций. Выявляется в схеме *ЗУ* и *ОУ*,название которого и его выходная величина,как правило,указаны внаименовании САУ. В следящих системах *ОУ* является двигатель постоянного тока (ДПТ) с редуктором, а регулируемой величиной является угол поворота. Необходимо помнить, что в функциональной схеме САУ, в прямой цепи прохождения задающего воздействия *g* на первом месте располагается *ЗУ*, а *ОУ* – последним.

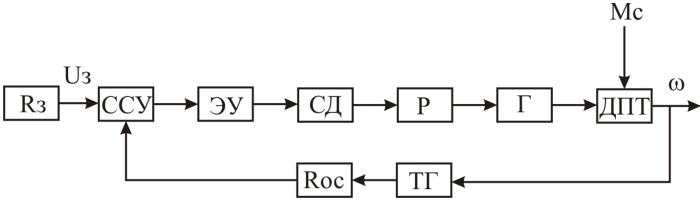
По принципиальной схеме САУ частоты  вращения ДПТ составим функциональную схему.

5



***Принципиальная схема САУ частоты*** ** ***вращения ДПТ***

Задающим устройством для САУ является потенциометр *Rз*, и располагаем его на первом месте в функциональной схем. Согласно названия САУ *ОУ* является ДПТ, а его регулируемой величиной - частота вращения . Поэтому в прямой цепи прохождения *Uз* он располагается последним. Напряжение *Uз* сравнивается с напряжение *Uос* и поочередно по ходу движения сигнала проходит через электронный усилитель *ЭУ*, серводвигатель *СД*, редуктор *Р*, генератор постоянного тока *Г* и поступает на ДПТ. Тахогенератор *ТГ* является датчиком, преобразующим частоту  в напряжение *Uос*, снимаемое с потенциометра *Rос*. Возмущающим фактором *f* в данной САУ является *Мс*.



***Функциональная схема САУ частоты*** ** ***вращения ДПТ***

6

**3.1 НЕЛИНЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ**

Система автоматического регулирования является нелинейной, если хотя бы один элемент системы описывается нелинейным дифференциальным уравнением. Практически все САУ являются нелинейными. Если в системе при замене нелинейной характеристики устройства линейной не изменяются свойства САУ, то такую систему называют линеаризованной. Нелинейности могут быть:

* сопутствующие, если нелинейность входит в состав неизменной части САУ;
* не сопутствующие, если нелинейность входит в синтезируемую часть САУ;
* существенная;
* несущественная нелинейность;
* однозначные нелинейности;
* неоднозначные нелинейности.

Нелинейность считается несущественной, если замена нелинейного элемента линейным звеном не изменяет принципиальных особенностей системы и процессы, протекающие в линеаризованной САУ, качественно не отличаются от процессов в реальной системе.

В структурных схемах нелинейный элемент представляют в виде прямоугольника с внесением в него либо статической характеристики, либо функциональной зависимости выходной величины *y* от входной величины *x*

Для однозначной нелинейной *y*  *F* (*x*) . Для неоднозначных нелинейностей *y* –зависит не только от величины входного сигнала *x* ,но и от направления(т.е. производной) *y*  *F* (*x*, *px*)

Преобразование нелинейных САУ имеют свои особенности. Они обусловлены тем, что для них не выполняется принцип суперпозиции и правило коммутативности, т.е. *yвых*  *yвых*1  *yвых*2 .

Не все правила структурных преобразований выполняются для нелинейных САУ, например:

* сумматор нельзя переносить через нелинейное звено;
* нельзя менять местами линейное и нелинейное звенья и т д . Преобразование нелинейных САУ заключается в преобразовании

линейных звеньев, стоящих с одной стороны и с другой от нелинейного элемента.

**Дифференциальное уравнение нелинейной САУ в неявной форме**

Понятия передаточной функции для замкнутой нелинейной САУ нет. Поэтому методика получения дифференциального уравнения для данного типа систем отличается от метода получения уравнения для линейных САУ. Получим дифференциальное уравнение для замкнутой нелинейной САУ, структурная схема которой представлена на рис. 3.1

7

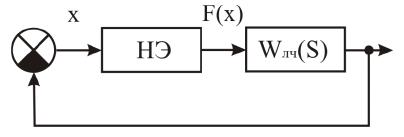


Рис. 3.1 Типовая структурная схема нелинейной САУ Обозначим передаточную функцию линейной части нелинейной САУ *Wлч* ( *s* )

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| как *W* ( *s* )  | *B* ( *s* ) | , тогда дифференциальное уравнение для нее примет вид |  |  |
|  |  |  |
| *лч* | *A*( *s* ) |  |  |  |
|  |  |  |  |
|  |  | *A*( *s* )*Y* (*t* ) *B* ( *s* )*U* (*t*). | 3.1 |  |
| Уравнение нелинейного элемента в неявной форме | | |  |  |
|  |  | *Y* (*t*) *F* (*x*, *px*). | 3.2 |  |
| Запишем уравнение для *x*(*t*) | | |  |  |
|  |  | *x*(*t*) *g* (*t*)*U* (*t*). | 3.3 |  |

Подставим (3.3), (3.2) в (3.2) получим дифференциальное уравнение для замкнутой нелинейной САУ относительно *U* (*t*) в неявном виде.

*A*(*s*)*U* (*t*) *F**g*(*t*) *u*(*t*), *s**g*(*t*) *u*(*t*) *B*(*s*)

На практике это уравнение не используют, поэтому получим дифференциальное уравнение относительно *X(t)*. Для этого из (3.3) выразим *U(t)* и подставим в(3.1),получим дифференциальное уравнениеотносительно *X(t)* в неявном виде

|  |  |
| --- | --- |
| *A*( *p*) *x*(*t*) *B*(*x*) *F* (*x*, *sx*) *A*(*s*) *g*(*t*). | 3.4 |

Если задающее воздействие *g(t)*=0, то из (3.4) получим дифференциальное *уравнение свободного движения* нелинейной САУ в

|  |  |
| --- | --- |
| неявном виде. |  |
| *A*( *p*) *x*(*t*) *B*(*x*) *F* (*x*, *sx*)0. | 3.5 |

В связи с тем, что нелинейные САУ не имеют дифференциального уравнения в явном виде, для анализа и синтеза такого класса систем используют следующие подходы.

I-й подход:

* Принимая гипотезу о линейности статической характеристики нелинейного элемента, проводится анализ и синтез линеаризованной САУ.
* Затем, оценивается устойчивость нелинейной САУ, используя метод гармонической линеаризации, критерий устойчивости В.М. Попова

либо Н.И. Цыпкина. II-й подход:

* Составляется математическая модель для каждого участка статической характеристики нелинейного элемента.
* На основании метода пространства состояния системы и с учетом полученных математических моделей выполняется описание

8

нелинейной САУ в виде системы дифференциальных уравнений первого порядка.

* Анализируя решения систем дифференциальных уравнений первого порядка для каждого участка статической характеристики, оценивается устойчивость нелинейной САУ.

**Использование метода гармонической линеаризации для анализа устойчивость нелинейной САУ**

Исследование нелинейных систем автоматического управления весьма удобно проводить с помощью метода гармонической линеаризации (гармонического баланса) [7]. Метод базируется на использовании частотных характеристик, применяемых в теории линейных систем. Данный метод требует учитывать ряд допущений:

* Структурная схема должна быть типовой (рис. 3.1) .
* Характеристика нелинейного элемента (Н.Э.) должна быть симметричной относительно начала координат.
* В системе должны существовать автоколебания с постоянной амплитудой *an* и частотой *n* .
* Система должна быть автономной, т.е. *g* (*t*)  0 .

Если замкнутую автономную (без внешних воздействий) нелинейную систему удается представить в виде соединений безынерционного нелинейного элемента (Н.Э.) и устойчивой линейной части с передаточной функцией *Wë÷* (*s*) (рис. 3.1), то к ней при определенных условиях можно

применить метод гармонической линеаризации. Основная идея метода состоит в том, что возможные устойчивые колебания на выходе линейной части нелинейной системы приближенно считаются гармоническими (синусоидальными).

Допустим, на вход нелинейного элемента поступает синусоидальный сигнал *x*(*t*)  *a*  sin(**  *t*) . Следовательно, выходной сигнал НЭ *y*(*t*) , является

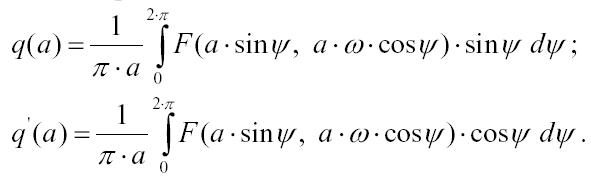
тоже периодическим, который можно разложить в ряд Фурье. Этот ряд содержит гармонические составляющие с частотами, кратными частоте , 2, … входного сигнала *x*(*t*) . Полагая, что этот сигнал, проходя через

линейную часть, фильтруется до такой степени, что высшими гармониками можно пренебречь, запишем уравнение гармонической линеаризации нелинейного элемента:

|  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- |
| *y*(*t*) *F* (*x*, *sx*) *F* (*a* sin** , *a* cos** ) *q*(*a*) *x*(*t*) | *g*(*a*) |  *s*  *x*(*t*),. | 3.6 |  |
| ** |  |  |
|  |  |  |  |

где **  **  *t* ; *q*(*a*), *q*(*a*) - коэффициенты гармонической линеаризации нелинейного элемента равны, соответственно:

9



Уравнение (3.6) является уравнением гармонической линеаризации с точностью до высших гармоник для случая, когда НЭ имеет неоднозначную характеристику. Для случая, когда НЭ имеет однозначную характеристику

|  |  |
| --- | --- |
| *y*(*t*) *q*(*a*) *x*(*t*). | 3.7 |

Выражения для определения значений коэффициентов гармонической линеаризации *q*(*a*), *q*(*a*) приведены в [16]

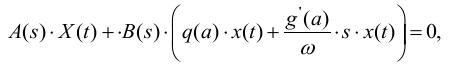
**Дифференциальное и характеристическое уравнения гармонически линеаризованной нелинейной САУ**

Использование метода гармонической линеаризации позволяет получить дифференциальные уравнения нелинейной САУ в явном виде. Для этого подставим уравнение (3.6) либо (3.7) в уравнение (3.4). В результате этого получаем дифференциальные уравнения гармонически линеаризованной нелинейной САУ с неоднозначной и однозначной характеристиками, соответственно:

|  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
|  |  |  |  |  | 3.8 |  |
|  | *g* ( *a*) |  *A*( *s* ) *g* (*t* ),. |  |
| *A*( *s* ) *X* (*t* ) *B* ( *s* ) | *q* ( *a* ) *x* (*t* ) |  |  *s*  *x* (*t* ) |  |  |
| ** |  |  |
|  |  |  |  |  |  |
| *A*( *s*) *X* (*t* ) *B*( *s*)( *q*( *a*) *x*(*t* )) *A*( *s*) *g* (*t* ) | | | | | 3.9 |  |

И для автономной САУ:

3.10



3.11

Для уравнений (3.8) – (3.11) характеристическими уравнениями для гармонически линеаризованной нелинейной САУ с неоднозначной и однозначной характеристиками являются, соответственно

3.12



3.13

**Получение для нелинейной САУ типовой структурной схемы**

Чтобы структурную схему нелинейной САУ привести к типовой (см. рис. 3.1) , воспользуемся следующими соображениями:

* Так как система должна быть автономной, необходимо в исходной схеме отбросить и задающее воздействие, и возмущающий фактор с прилегающими к ним цепями.
* В связи с тем,что нелинейный элемент должен стоять в типовой схеме сразу же после главного сумматора, необходимо добавить в

10

исходные схемы на входе нелинейного элемента еще один сумматор.

* Если нелинейный элемент имеет инерционность (как, например, тиристорный преобразователь), то коэффициент усиления реализуется в его статической характеристике, а инерционность остается отдельным звеном.
* Типовую схему нужно начинать рисовать с введенного сумматора.
* Дорисовываем за нелинейным элементом все остальные блоки исходной схемы, перемещаясь по ней по ходу движения задающего сигнала до введенного сумматора.
* Если в исходной схеме имеются местные обратные связи или дополнительные каналы регулирования, их тоже необходимо дорисовать.

***Пример.*** Привести структурную схему САУ частотывращения ДПТс нелинейной характеристикой ГПТ к типовой. Получить дифференциальное

и характеристическое уравнения гармонически линеаризованной системы. Нелинейная характеристика ГПТ приведена на рис. 3.2.

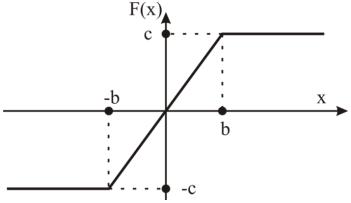
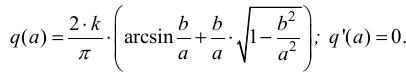


Рис. 3.2. Нелинейная характеристика ГПТ типа «насыщение» Для такой нелинейности коэффициенты линеаризации имеют вид



3.14

***Решение.***

Воспользуемся структурной схемой САУ частоты  вращения ДПТ, представленной на рис. 3.3; отбросим все воздействия; ГПТ представим как нелинейный элемент и инерционное звено с передаточной функцией

|  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| *WГПТ* | ( *s* )  |  | 1 |  | . На входе НЭ добавим дополнительный сумматор (рис. |  |
|  |  |  |  |
|  |  |  |  |
|  | *TГ* | |  *s* 1 | |  |  |
| 3.4). |  |  |  |  |  |  |

11

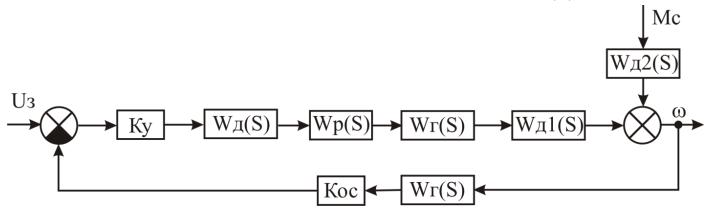


Рис. 3.3. Структурная схема САУ частоты  вращения ДПТ

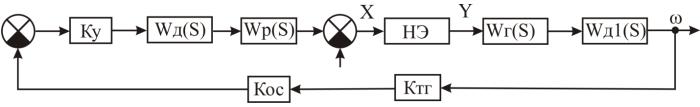


Рис. 3.4. Структурная схема нелинейной САУ частоты  вращения ДПТ Начинаем рисовать структурную схему с введенного сумматора и,

перемещаясь по структурной схеме по ходу движения сигнала, вырисовываем все элементы системы (см. рис. 3.5).

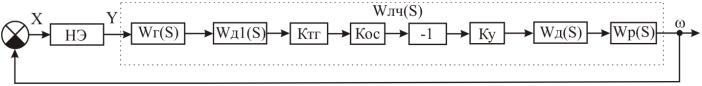
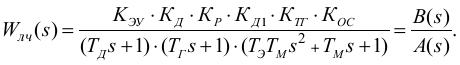
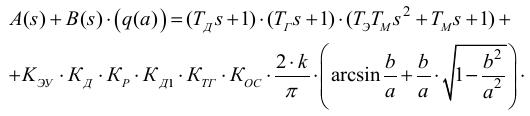
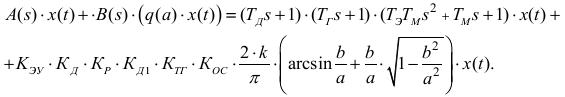


Рис. 3.5. Приведение структурной схемы нелинейной САУ к типовой Получим передаточную функцию линейной части нелинейной системы



Используя уравнения (3.11) и (3.14), запишем дифференциальное и характеристическое уравнения гармонически линеаризованной системы, соответственно

3.15



3.16

12

*G Н* ( *a*)

**Использование метода Гольдфарба для оценки устойчивости нелинейной САУ**

Анализ устойчивости гармонически линеаризованной нелинейной САУ проводится в 2 этапа [3]. На первом этапе принимают гипотезу, что в системе существуют автоколебания и определяют амплитуду *an* и частоту этих

колебаний *n* , а затем, на втором этапе оценивается устойчивость найденного

периодического решения и устойчивость нелинейной САУ. Для этих целей можно использовать либо критерий Михайлова, либо метод Гольдфарба.

Рассмотрим метод Гольдфарба. Основное уравнение метода гармонического баланса (линеаризации) [7] имеет вид



3.17

где *WЛ* ( *j*) – передаточная функция линейной части нелинейной САУ; а

*Wн* ( *a*)–комплексный коэффициент передачи гармоническилинеаризованного нелинейного элемента.

На основании уравнений (3.6), (3.7) можем записать



3.18



3.19

Решая уравнение (3.17) относительно  и *a* ***,*** можно определить параметры автоколебаний. Гольдфарб Л.С. предложил решать его графическим способом, представив это уравнение как



3.20

где *GН* ( *a*)  1*WН* ( *a*) – обратная характеристика НЭ.



На комплексной плоскости строится годограф линейной части *WЛ* ( *j*)

(рис. 3.3) и отрицательная характеристика НЭ *G* *Н* ( *a*) . Точки пересечения

этих характеристик и дают решения уравнения (3.20). По характеристике

определяется амплитуда колебаний *an* , а по годографу *WЛ* ( *j*) –

частоту *n* .

На рис. 3.6 показан случай наличия в системе 2-х периодических решений: точки пересечения графиков 2 ( *an*1 , *н*1 ) и 5 ( *an* 2 , *н* 2 ) . Для

положительных приращений амплитуды *a* *n* *a* , годограф *WЛ* ( *j*) охватывает т.4 и не охватывает т.1, а для отрицательных *a* *n* *a* – охватывает т.3 и не охватывает т.6.

13

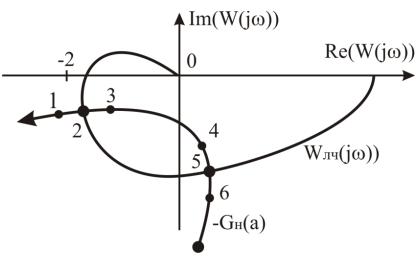


Рис. 3.6. Графическое представление метода Гольдфарба

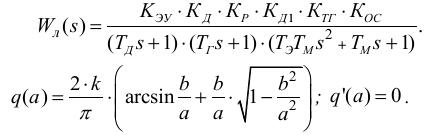
Если годограф *WЛ* ( *j*) не охватывает точку с положительным приращений амплитуды *a* *n* *a* (см. т.1), и охватывает точку с *a* *n* *a* , то

найденное решение будет устойчивым (т.2) и система устойчива в большом. В противном случае (т.5) найденное решение является неустойчивым, а система устойчива в малом.

**Пример**.Используя метода Гольдфарба,оценить устойчивость САУ частоты вращения ДПТ с нелинейной характеристикой ГПТ. Нелинейная характеристика ГПТ приведена на рис. 3.2.

**Решение.**

Воспользуемся передаточной функцией линейной части и коэффициентами гармонической линеаризации из примера 2.13

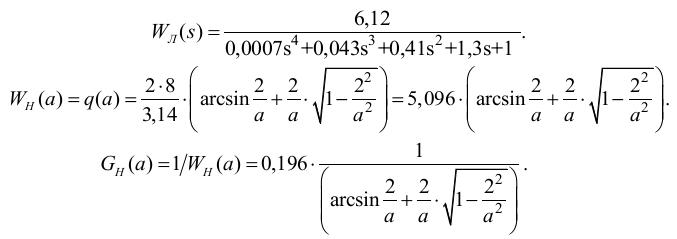


Зададим параметры системы: *TЭ*  0.02*c*.; *TМ*  0.5*c*.; *TД*  0.1*c*.; *TГ*  0.7*с*.;

*K ЭУ* 10*c*.; *K д* 0.6; *K р* 0.2; *K г*18; *K д*18.5; *KТГ* 0.15; *KОС* 0.5; *k*  *K Г* 1; *b* 2.

Тогда

14



Переходим в частотный диапазон и, используя ППП Mathcad, строим годограф АФЧХ *WЛ* ( *j*) и *G* *Н* ( *a*) . Результаты приведены на рис. 3.5.

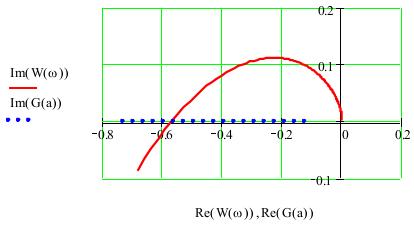


Рис. 3.7. Годограф АФЧХ *WЛ* ( *j*) и *G* *Н* ( *a*)

Вывод. Графики пересекаются, следовательно, есть общее решение уравнения (3.20), и согласно формулировки метода Гольдфарба найденное решение устойчивое и САУ частоты  вращения ДПТ устойчивая в большом.

**Использование критерия устойчивости В.М. Попова для анализа устойчивости нелинейной САУ**

В.М.Поповым в 1959г. предложен весьма удобный частотный критерий исследования абсолютной устойчивости положения равновесия нелинейной САУ. Абсолютной устойчивостью называется асимптотическая устойчивость системы в целом. Использование критерия В.М. Попова требует учитывать следующие ограничения и допущения:

* Структурная схема должна быть типовой.
* Характеристика нелинейного элемента должна быть однозначной.
* Линейная часть нелинейной САУ должна быть устойчивой.
* Характеристика НЭ должна принадлежать сектору [0, *k*] (см. рис. 3.8), т.е. должно выполняться условие: 0  *f* ( *x*)  *k* .

15

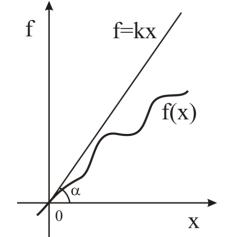


Рис. 3.8. Характеристика нелинейного элемента

*Формулировка*.Для того,чтобы положение равновесия нелинейнойСАУ было абсолютно устойчивым, необходимо выполнение неравенства



3.21

при всех **  0 , где ** произвольное вещественное число.

Другими словами, если можно подобрать конечное вещественное число

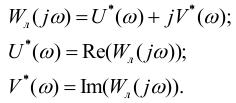
** таким чтобы выполнялось неравенство (3.21) ,то положение равновесия замкнутой САУ будет абсолютно устойчивым.

Как следует из формулировки критерия, он дает лишь необходимое, но не достаточное условие устойчивости, т.е. при несоблюдении критерия система может оказаться и устойчивой.

Неравенство (3.21) называют неравенством Попова, и на практике применяется его графическое решение. Для удобства вводится в

рассмотрение видоизмененная частотная характеристика линейной части

*WЛ* ( *j*).



3.22

Выделим в неравенстве (3.21) из квадратной скобки действительную составляющую:



С учетом уравнений (3.22) запишем неравенство (3.21) как



3.23

16

*WЛ*\*( *j*)

Решение уравнения (3.22) сводиться к следующему (см. рис. 3.14):

* задавая частоту ω от 0 до , строим в комплексной плоскости видоизмененную частотную характеристику линейной части *WЛ* ( *j*) ;
* в данной плоскости проводим прямую под любым наклоном ** и через точку с координатами ( 1/ *k*1 , *j*0) (см. рис. 3.9 а).

***Формулировка критерия Попова.***

Для того, чтобы положение равновесия нелинейной САУ было абсолютно устойчивым, необходимо чтобы весь годограф видоизмененной

частотной характеристики линейной части располагался справа от

прямой, проведенной под любым углом наклона ** , проходящую через точку с координатами ( 1/ *k*1 , *j*0) . Где *k*1 - тангенс угла наклона прямой,

ограничивающей сектор (0, *k*1 ) .

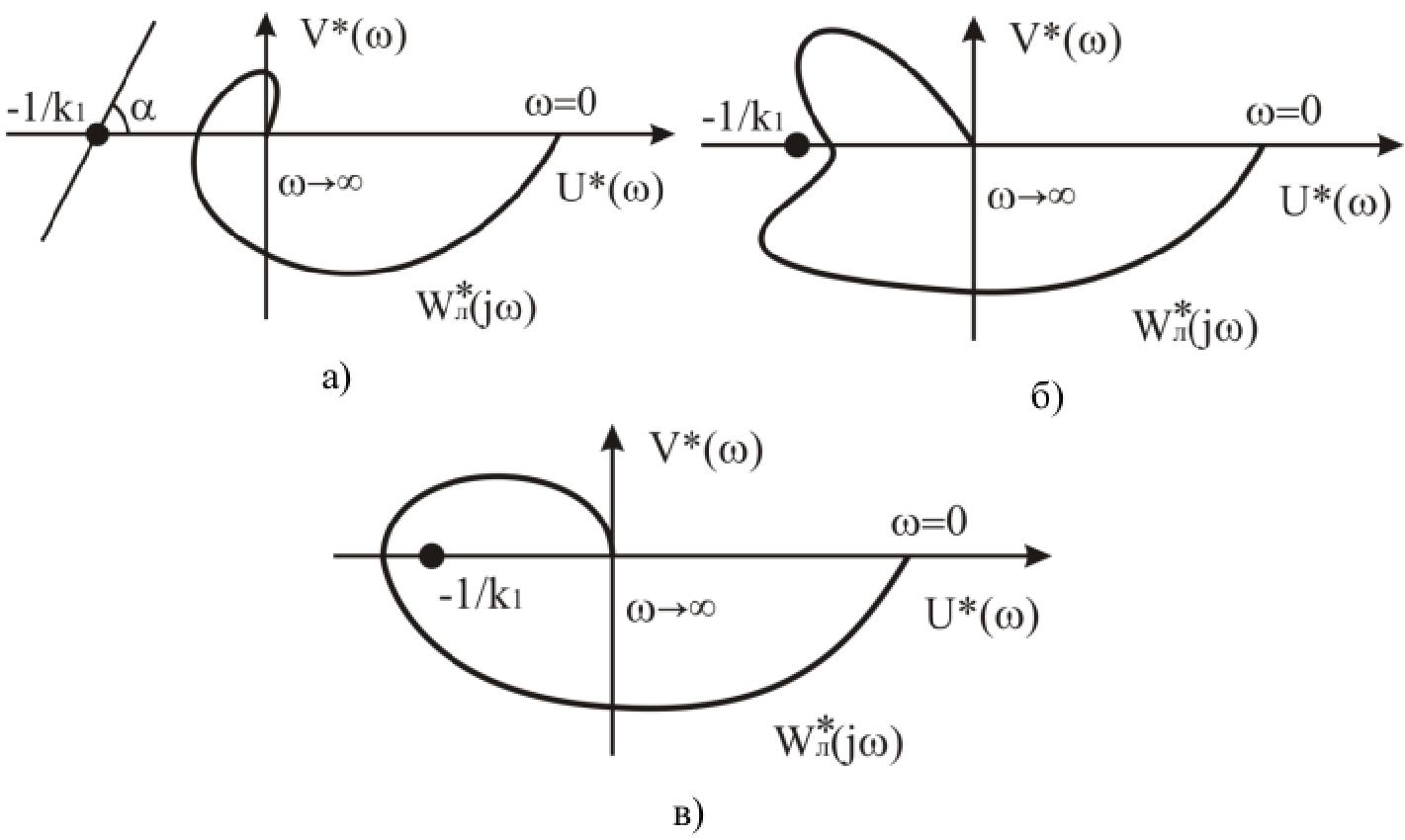


Рис. 3.9. Решение неравенства Попова

Согласно рисунку, для а) – положение равновесия САУ является абсолютно устойчивым; для б) и в ) – не возможно провести прямую, чтобы весь годограф видоизмененной частотной характеристики линейной части *WЛ* ( *j*)располагался справа от нее,следовательно,условие критерия Попова

не выполняется, но система может быть и устойчивой.

***Пример.*** Используя критерий Попова,оценить устойчивость САУ частотывращения ДПТ с нелинейной характеристикой ГПТ.Зададим параметры нелинейной характеристика ГПТ: *K* *Г* 1  8; *b*  4; *m*  0.1.

17

*WЛ*\*( *j*)

***Решение.***

Построим нелинейную характеристику ГПТ с учетом ее параметров

(см. рис. 3.10).

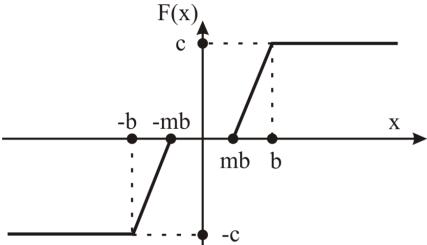


Рис. 3.10 - Нелинейная характеристика ГПТ Воспользуемся передаточной функцией линейной части и параметрами

системы из предыдущего примера



Переходим в частотный диапазон и, используя ППП Mathcad, строим годограф АФЧХ видоизмененной частотной характеристики линейной части *WЛ*\*( *j*)и проставляем точку с координатами[0.139; *j*0].

***Результат:***

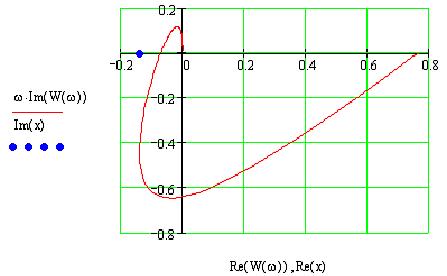


Рис. 3.11 Использование Критерия Попова для оценки устойчивости системы

Вывод. Критерий Попова выполняется, так как через точку можно провести прямую под любым углом наклона, чтобы весь годограф АФЧХ

видоизмененной частотной характеристики линейной части располагался справа от нее.

18

**Использование критерия устойчивости В.М. Попова для случая нейтральной либо неустойчивой линейной части**

В случае, если линейная часть нейтральная или неустойчивая, то критерий Попова неприменим. Для обобщения критерия Попова для данного случая проводится преобразование структурной схемы таким образом, чтобы линейная часть стала устойчивой. Для этого, в структурной схеме параллельно нелинейному элементу вводится пропорциональное звено с коэффициентом передачи - ***r***, а линейная часть охватывается отрицательной ОС с коэффициентом передачи ***r*** (см. рис. 3.12).

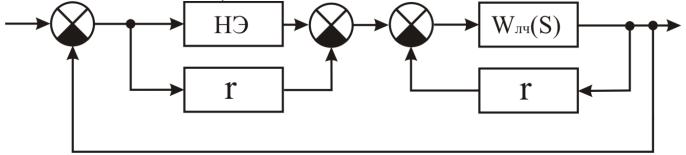


Рис. 3.12. Преобразование структурной схемы Запишем передаточную функцию преобразованной линейной части

нелинейной САУ



Значение r выбирается таким образом, чтобы преобразованная линейная часть нелинейной САУ стала устойчивой.

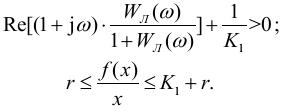
Согласно формулировки критерия Попова: положение равновесия системы абсолютно устойчиво, если будет выполняется следующее неравенство



и характеристика НЭ *f*1 ( *x*) должна лежать в секторе [0, *k*1] , то есть



Оба выражения можно свести к исходным:



Характеристика НЭ должна лежать в секторе [ *r* , *k*1  *r*] . Если линейной части

нелинейной САУ является нейтральной, то r выбирается предельно малой величиной.

19

* + - 1. **ЛИНЕЙНАЯ ИМПУЛЬСНАЯ САУ**
* зависимости от способов передачи и преобразования сигналов системы автоматического управления можно разделить на:
  + - непрерывные САУ;
    - дискретные САУ.
  + непрерывных системах сигналы в процессе преобразования не прерываются. В дискретных системах имеются элементы или звенья, превращающие непрерывные сигналы в последовательность импульсов или в ряд квантованных сигналов, или в цифровой код. Во многих современных САУ используются дискретные устройства и цифровые процессоры.

Дискретный способ передачи и преобразования сигналов предусматривает их квантования по уровню либо времени, либо по уровню и времени. Различают 3 вида квантования и, соответственно, 3 класса дискретных САУ:

1. Квантование по уровню. В этом случае происходит фиксация дискретных уровней сигнала в определенные моменты времени. Для квантования по уровню используется многопозиционный релейный элемент (МРЭ), представленный на рис. 3.13, а его статическая характеристика – на рис. 3.14:



Рис. 3.13. Многопозиционный релейный элемент

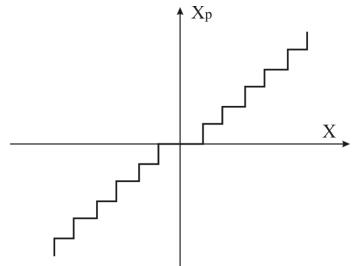


Рис. 3.14. Характеристика многопозиционного релейного элемента

Результаты квантования по уровню изображены на рис. 3.15, где *X* *p* – квантованный сигнал.

20

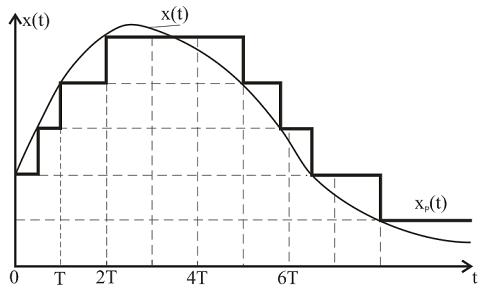


Рис. 3.15. Квантование по уровню

Так как в качестве квантователя непрерывного сигнала *Х(t)* используется релейный элемент, то дискретные САУ называются релейными. Такой класс дискретных систем относят к классу нелинейных САУ, а для анализа и синтеза релейных систем используют теорию нелинейных систем.

1. Квантование по времени. В этом случае происходит фиксация непрерывного сигнала в дискретные моменты времени: *0, T, 2T, 3T* и т.д. Квантование непрерывного сигнала можно получить, пропуская непрерывный сигнал через ключ (см. рис. 3.16), который периодически с тактом квантования *Т* замыкается на время *h*. В дискретных САУ этот элемент называют импульсным элементом. Результат квантования изображен на рис. 3.17.

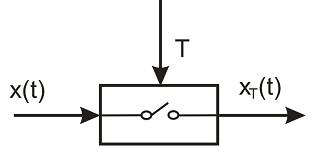


Рис. 3.16. Импульсный элемент

21

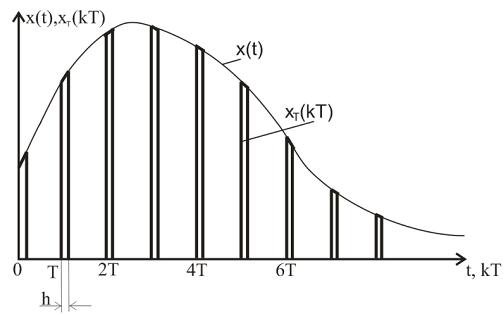


Рис. 3.17. Квантование по времени

Если длительность импульса *h* существенно меньше такта квантования *Т*,а за ключом стоит линейное звено с постоянной времени *ТЛЗ>>h*,топоследовательность импульсов *ХТ(t)* можно рассматривать как серию мгновенных импульсов вида *δ*-функций, амплитуды которых равны значениям входного сигнала *X(t)* в момент квантования (см. рис. 3.18).

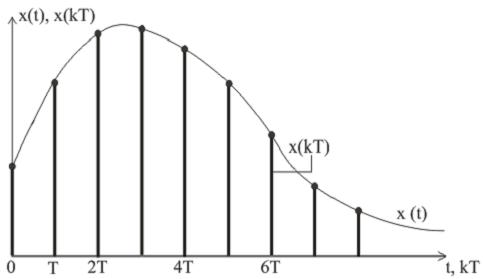
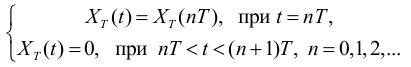


Рис. 3.18. Квантование сигнала для случая *Тлз>>h*

Информация между периодами квантования теряется. Дискретный сигнал можно представить следующим образом:



Так как в качестве квантователя непрерывного сигнала в дискретных САУ используется импульсный элемент, дискретные системы называют импульсными САУ.

1. Квантование по уровню и времени. В данном случае, в дискретные моменты времени: *0, T, 2T, 3T* и т.д. выбираются значения непрерывной функции *Х(t)* и в дальнейшем они фиксируются на ближайшем уровне.

Результаты квантования по уровню и времени изображены на рис. 3.19.

22

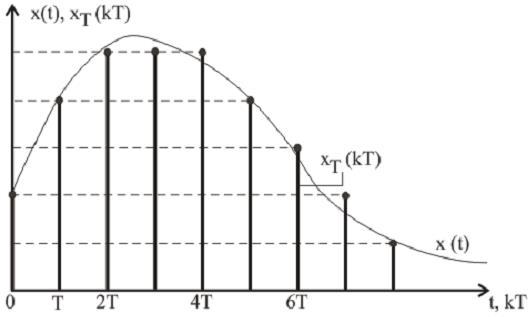


Рис. 3.19. Квантование по уровню и времени

Квантование осуществляется кодоимпульсным модулятором или аналого-цифровым преобразователем (АЦП) встроенным в ЦЭВМ. Поэтому дискретные САУ такого класса называются цифровыми.

Квантование по уровню вводит в цифровую систему нелинейность, но при разрядности АЦП – 32 и более, различия между сигналами на рядом лежащих уровнях являются несущественными. Поэтому квантованием по уровню можно пренебречь. Кроме того, импульсные САУ и цифровые объединяются одним признаком – квантование по времени осуществляется импульсным элементом. Таким образом, для анализа и синтеза цифровых систем можно применить теорию импульсных САУ

Процесс преобразования непрерывного сигнала в последовательность импульсов, параметры которых зависят от значений этого сигнала в дискретные моменты времени, называют импульсной модуляцией. Входным сигналом импульсного элемента или модулятора является непрерывный сигнал, а выходным – модулированная последовательность импульсов.

В зависимости от того, какой параметр импульса (амплитуда, длительность, фаза) модулируется непрерывным сигналом, различают: амплитудно-импульсную модуляцию (АИМ), широтно-импульсную модуляцию (ШИМ), фазоимпульсную модуляцию (ФИМ). Возможна также модуляция, при которой амплитуда, длительность и фаза импульсов постоянны, а функцией непрерывного сигнала на входе модулятора является период повторения или частота импульсов на выходе модулятора. Такой вид модуляции называется частотно-импульсной (ЧИМ).

Если модулируемый параметр последовательности импульсов определяется значениями входного сигнала в фиксированные равноотстоящие моменты времени и остается постоянным в течение времени существования импульса, то такой вид модуляции называется импульс ной модуляцией первого рода. Возможны случаи, когда модулируемый параметр последовательности импульсов в течение времени существования импульса изменяется в соответствии с текущим значением входного сигнала. Такой вид модуляции называется импульсной модуляцией второго рода.

23

*x* (*t* )

САУ с амплитудно-импульсной модуляцией первого рода относятся к классу линейных систем, поэтому будем рассматривать теорию анализа и синтеза только линейных импульсных САУ.

Линейной импульсной системой называется такая система автоматического управления, которая кроме звеньев, описываемых линейными дифференциальными уравнениями, содержит импульсный элемент, преобразующий непрерывное входное воздействие в последовательность импульсов.

**Обобщенная структурная схема импульсной системы**

Одноконтурную импульсную систему автоматического управления можно представить как взаимодействующие друг с другом импульсная и непрерывная (НЧ) части САУ (см. рис. 3.20).

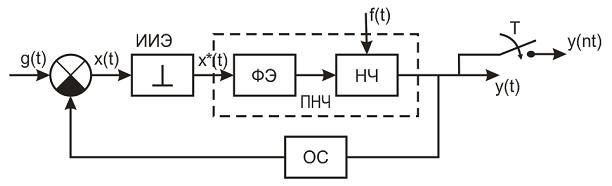


Рис. 3.20. Функциональная схема импульсной системы

В непрерывную часть (НЧ) обычно входит объект управления, а также усилительное и исполнительное устройства. Импульсная часть (ИЧ), как правило, является управляющим устройством и объединяет функциональные элементы, участвующие в импульсном преобразовании сигнала. Эта часть может быть реализована в виде ключей, модуляторов, импульсных регуляторов, цифровых вычислительных устройств с аналого-цифровыми и цифроаналоговыми преобразователями и т.д.

Функционально импульсную часть можно рассматривать как некоторый преобразователь непрерывного сигнала в импульсное управляющее воздействие того или иного вида. В линейных амплитудно-импульсных системах выходной сигнал импульсной части представляет собой последовательность импульсов, амплитуды которых пропорциональны значениям непрерывного сигнала в равноотстоящие моменты квантования Т. В простейшем случае импульсная часть является реальным импульсным элементом или импульсным модулятором.

При исследовании импульсных систем их реальные импульсные элементы обычно заменяют последовательным соединением идеального импульсного элемента (ИИЭ) и формирующего элемента (ФЭ) (см. рис. 3.20).

Идеальный импульсный элемент под воздействием непрерывного

входного сигнала (см. рис. 3.21) формирует идеальные мгновенные

импульсы *x* \* ( *t* ) вида ** -функций, «амплитуды площадей» которых равны

24

*u* (*t* )

значениям входного сигнала в моменты квантования. Обычно коэффициент усиления импульсного элемента *ku* относят к непрерывной части системы,

считая, что коэффициент передачи идеального импульсного элемент равен

единице.

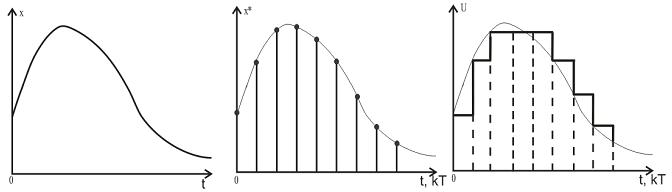
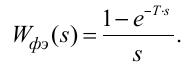


Рис. 3.21. Формирование сигналов реальным импульсным элементом

Формирующий элемент преобразует эти импульсы в сигналы

нужной формы. Формирующий элемент представляет собой амплитудно-импульсный модулятор. Реакция формирующего элемента на мгновенный импульс последовательности *x* \* ( *t* ) совпадает по своей форме с реальным импульсом последовательности *u* (*t* ) на выходе реального импульсного элемента. На практике чаще всего в качестве ФЭ используют экстраполятор нулевого порядка с передаточной функцией



3.24

Для удобства анализа систем формирующий элемент объединяют вместе с непрерывной частью. В этом случае независимо от формы реальных импульсов, импульсные системы с амплитудной модуляцией можно представить в виде соединения идеального импульсного элемента и приведенной непрерывной части (ПНЧ) (см. рис. 3.22). Выходной сигнал приведенной непрерывной части импульсной системы представляет собой непрерывный сигнал, описываемый функцией времени *y* (*t* ) . Для того, что бы воспользоваться дискретным преобразованием Лапласа принято рассматривать этот сигнал в дискретные моменты времени, совпадающие с моментами замыкания идеального импульсного элемента на входе. Это равносильно (см. рис. 3.19) включению фиктивного идеального импульсного элемента на выходе системы, работающего синхронно и синфазно с основным импульсным элементом. Реакция ПНЧ на ** -функций представляет собой сумму импульсных (весовых) переходных характеристик *w*(*t* ).Передаточная функция приведенной непрерывной части равна



3.25

Структурная схема импульсной САУ изображена на рис. 3.22.

25

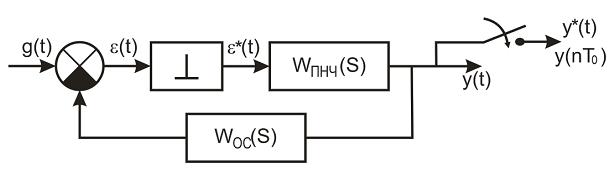


Рис. 3.22. Структурная схема импульсной САУ

***Пример.*** Составить структурную схему импульсной САУ частотывращения ДПТ.

***Решение.***

Воспользуемся структурной схемой САУ частоты  вращения ДПТ, изображенной на рис. 3.3; поставим простейший импульсный элемент и формирователь импульсов после сумматора; и на основании рис. 3.22 можем составить структурную схему импульсной системы (см. рис. 3.23).

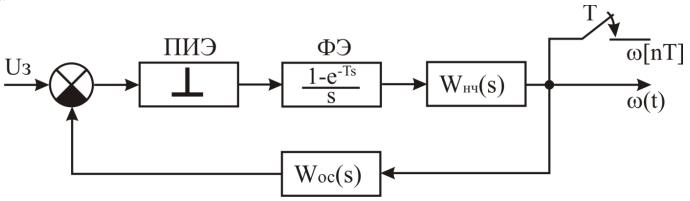
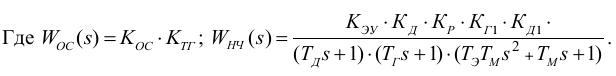


Рис. 3.23. Структурная схема импульсной САУ частоты  вращения ДПТ



**Математический аппарат импульсных систем**

***Решетчатые функции и разностные уравнения***

Приведенная непрерывная часть реагирует лишь на дискретные значения непрерывного сигнала в моменты квантования *nT* . Поэтому непрерывную функцию *x* (*t*) , описывающую непрерывный сигнал, можно заменить

соответствующей решетчатой функцией *x* ( *nT* ) *x* (*t* ) *при t*  *nT* ;

*x* ( *nT* )0 *при nT*  *t* ( *n* 1)*T* ,

при *n*  0,1,2,...

26

Таким образом, для того чтобы получить решетчатую функцию по заданной непрерывной функции *x* (*t*) , нужно в последней заменить *t* на *nT*

(рис. 3.24).

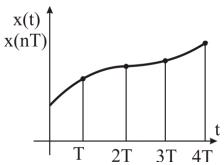


Рис. 3.24. Функция *x* (*t*) и ее решетчатая функция *x* ( *nT* )

Решетчатые функции описывают «порождающие» их непрерывные функции только в дискретные моменты времени, совпадающие с моментами квантования. В промежутках между моментами квантования информация об изменениях непрерывных функций отсутствует. Если интервал квантования *T* задан,то по функции *x* (*t*)решетчатая функция *x* ( *nT* )определяется

однозначно. Обратное утверждение несправедливо. Для выявления поведения непрерывной функции между моментами квантования вводят промежуточное фиксированное время *t*  ** . В этом случае непрерывную функцию *x* (*t*) можно заменить смещенной решетчатой функцией

|  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| *x* ( *nT* , *T* ) *x* (*t*) | | | *при t*  *nT*  *T*. | |  |  |
| Изменяя | *T* | от | 0 до *T* , | можно получить семейство решетчатых | | |
| функций *x* ( *nT* , *T* ), | | *n* 1,2,3,..., | | определяющее | функцию | *x* (*t*)при всех |
| значениях *t* . |  |  |  |  |  |  |
| При | исследовании | | | непрерывных | систем | пользуются |

дифференциальными уравнениями, определяющими связь между непрерывной функцией *x* (*t*) и ее производными *d* *k* *x* (*t* )*dtk* .Аналогично, *соотношение между решетчатой функцией x ( n) и ее разностью k x ( n)*



определяет уравнение в конечных разностях или разностное уравнение. Если это соотношение линейно, то разностное уравнение называется линейным.

Линейное разностное уравнение с постоянными коэффициентами можно представить в форме



3.26

либо



3.27

где *f* (*n*) — известная решетчатая функция, *x* ( *n*) — искомая решетчатая функция, представляющая собой решение разностного уравнения.

27

Данное разностное уравнение, содержащие *x* ( *n*) и *x* ( *n*  *k* ) , называется

разностным уравнением *k*-ого порядка.. Классические методы решения разностных уравнений во многом аналогичны классическим методам решения дифференциальных уравнений.

Решение разностного уравнения дает значения выходной величины лишь в дискретные моменты времени *t*  *nT* . Во многих случаях этого вполне достаточно для суждения о поведении системы. Если же возникает необходимость в получение информации выходной величины в любой момент времени, то используется смещенная последовательность .

В том случае, когда *f* (*n*)  0 , уравнения (3.26) и (3.27) называются однородными.

***Использование z-преобразований***

Для последовательностей *f* (*n*) может быть введено понятие дискретного

преобразования Лапласа, определяемого формулой



3.28

В формуле, как и в случае непрерывного преобразования Лапласа, комплексная величина *s*  *c*  *j* , где *с* – абсцисса абсолютной сходимости.

Если *c* , то ряд, определяемый формулами (3.28), сходится и оригиналу *f* (*n*)соответствует некоторое изображение.

Для исследования импульсных систем большое распространение получило z-преобразование, которое связано с дискретным преобразованием Лапласа и вытекает из него.

Под z-преобразованием понимается изображение последовательности, определяемое формулами



3.29

В этой формуле введено новое обозначение *z*  *eST* .

Основные правила и теоремы применительно к z-преобразованию являются также справедливыми для дискретного преобразования Лапласа.

Если изображение F(z) представляет собой простейшую табличную форму, то переход к оригиналу не представляет трудности. Сложная дробно рациональная форма может быть представлена в виде суммы дробей первой степени, тогда можно воспользоваться таблицей Z-преобразования для

|  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| получения оригинала от каждой простой дроби. | | | | | |  |  |
| Кроме | того, | если | |  | *F* ( *z*)представляет собой | отношение двух |  |
| многочленов | *F* ( *z* ) | *B* ( *z* ) |  | , | то можно воспользоваться | аналогом формулы |  |
| *A*( *z* ) | |  |
|  |  |  |  |  |  |

разложения Хэвисайда, используемой для непрерывных систем.

28



где *A*( *z* ) - производная *A*( *z*) по *z* , а *zi* – корни знаменателя (*i* =1, 2, …l).

В зависимости от степеней полиномов числителя, знаменателя *F* ( *z*) и

от корней выражение формулы разложения может меняться [1].

Кроме того, *F* ( *z*) можно разложить в ряд Лорана (ряд по убывающим

степеням *z* )

*F* ( *z* ) *C*0 *C*1 *z* 1... *Ck z**k* ...,

где *C*0  *f* (0), *C*1  *f* (1), *C*2  *f* (2),... *Ck*  *f* ( *k*) и так далее.

Разложение в ряд можно делать любым способом, так как такое разложение единственно. Наиболее удобным приемом для дробно рациональных функций является деление числителя на знаменатель.

Применяя разложение в ряд Лорана, можно вычислить значения оригинала *f* (*n*) или *f* (*n*,** ) в дискретных точках без нахождения полюсов

изображений *F* ( *z*) .



3.30

**Теорема Котельникова**

Если непрерывную зависимость в результате квантования заменили решетчатой функцией, происходит потеря части информации. Такая потеря информации происходит и в результате работы импульсных модуляторов. В пределе, при бесконечной частоте квантования, получается непрерывный сигнал. Представляет интерес нижний предел частоты квантования. В самом деле, если частота низка, непрерывный сигнал за один интервал может весьма существенно измениться. Следовательно, может оказаться невозможным восстановление исходного сигнала по его решетчатой функции.

Определим то условие, выполнение которого обеспечивает полностью восстановить выходной сигнал. Допустим, непрерывная часть импульсной систем имеет АЧХ, представленную на рис. 3.25, с полосой пропускания от

*нч* до *нч* .

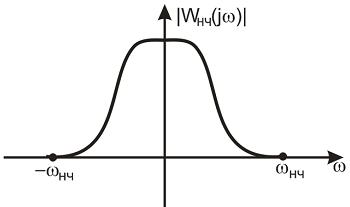


Рис. 3.25. Полоса пропускания НЧ импульсной САУ

29

Особенностью импульсной САУ является то, что частотные характеристики представляют собой периодические функции частоты **0 .

**0  2**  *fk*  2**

Частотный спектр импульсной САУ представлен на рис. 3.26.

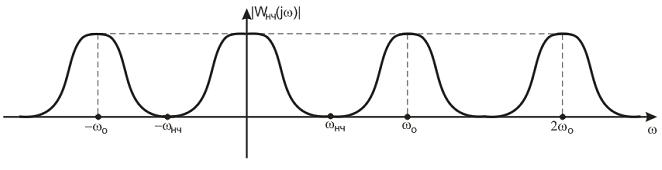


Рис. 3.26. Частотный спектр импульсной системы

Периодичность частотных характеристик импульсной САУ, а также их симметричность относительно оси ординат, означает, что для их полного описания достаточно иметь частотные характеристики в диапазоне частоты ** от 0 до *T* .Чтобы выделить сигнал без искажения,нужно,чтобы



«боковые» спектры не накладывались на основной спектр, для этого необходимо, чтобы **0  2*нч* .

Импульсная теорема сформулирована и доказана В.А. Котельниковым

* 1933 году. В соответствии с этой теоремой, если сигнал не содержит частот выше, чем *нч* , он полностью описывается своими значениями, измеренными
* дискретные моменты времени с интервалом *T*  ** *нч*,**



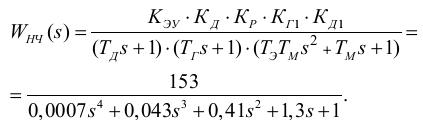
|  |  |
| --- | --- |
| Таким образом, период квантования должен быть |  |
| *T*  ** . | 3.31 |
| *нч* |  |



***Пример***.Используя Теорему Котельникова определить период квантованияимпульсной САУ частоты ** вращения ДПТ.

***Решение.***

Выразим передаточной функции непрерывной части из предыдущего примера. *TЭ*  0.02*c*.; *TМ*  0.5*c*.; *TД*  0.1*c* .; *TГ*  0.7*с* .; *K* *ЭУ*  10*c* .; *Kсд*  0.6; *K р* 0.2; *K г*110; *Kд*18.5; *KТГ* 0.16; *KОС* 0.5;



Воспользуемся ППП Mathcad и построим АЧХ непрерывной части. Полосу пропускания непрерывной части *нч* ограничим 10% от *HНЧ* max (**) .

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| Результаты | приведены на | рис. 3.27. Из | графика выбираем |
| **  3.25 *рад* / *c* | и, используя | формулу (3.31), | определяем период |
| *нч* |  |  |  |

квантования импульсной системы *T*  *нч***3,143,25  0.97*с*.



30

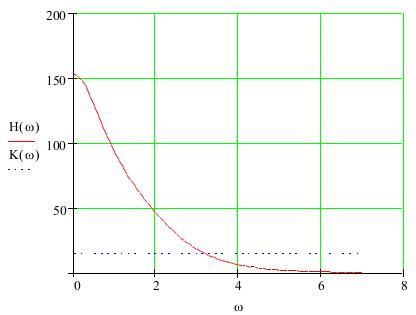


Рис. 3.27. АЧХ непрерывной части, *нч*  3.25 *рад* / *c*

**Импульсная передаточная функция разомкнутой импульсной системы**

Рассмотрим по структурной схеме, представленной на рис. 3.28, получение импульсной передаточной функции разомкнутой САУ для случая, когда *Wос* ( *s* ) 1.

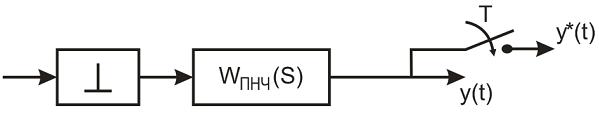
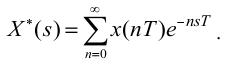


Рис. 3.28. Структурная схема разомкнутой импульсной САУ

Выражение прямого преобразования Лапласа (*L*-преобразования) непрерывной функции *x(t)* имеет вид



Для исследования импульсных систем используется дискретный аналог данного преобразования – так называемое прямое дискретное преобразование Лапласа ( *LD* - преобразование).



Отличие этих преобразований заключается лишь в том, что интеграл в *L*-преобразовании заменен суммой,а вместо непрерывной функции *x(t)* фигурирует соответствующая решетчатая функция *x(nT)*.

31

Определим *LD* -преобразование для выходного сигнала *y* \*(*t* )

импульсной системы



3.32

Так как реакция ПНЧ на ** -функцию представляет собой импульсную переходную характеристику *w(t)*, то значение *y(t)* сигнала на выходе приведенной непрерывной части определяется из выражения, имеющего вид



Следовательно, значение выходного сигнала в моменты времени *t = nT* равны



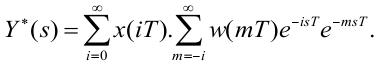
3.33

Подставляя (3.33) в (3.32), получим

3.34

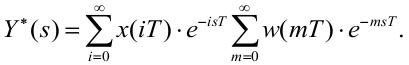


Подстановкой *m = n* *–* *i* и *n = i + m* уравнение (3.34) приводится к виду



Учитывая, что *w(mT) ≡ 0* для *m < 0*,окончательно получим

3.35



Исходя из определения *LD* -преобразования, можно привести

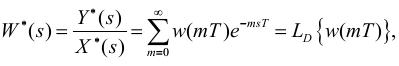
уравнение (3.35) к виду

3.36



Тогда

3.37



где *W* \* ( *s* ) - импульсная передаточная функция разомкнутой системы в *s*-

изображении (так называемая импульсная передаточная функция со звездочкой).

Таким образом, импульсная передаточная функция разомкнутой системы в *s*-форме является отношением дискретных преобразований Лапласа выхода и входа при нулевых начальных условиях.

Путем подстановки *z*  *esT* в (3.35) можно получить уравнение для *z*-изображений,то есть *Y* ( *z* ) *X* ( *z* ) *Wрс* ( *z* ),

32

3.38



Здесь *Wрс* ( *z* )–импульсная передаточная функция разомкнутой

системы в *z*-преобразовании. Следовательно, импульсная передаточная функция разомкнутой системы в *z*-форме может быть определена как отношение *z*-изображения импульсного выходного сигнала системы к изображению импульсного входного при нулевых начальных условиях. Выражение (3.38) показывает, что импульсная передаточная функция представляет *z*-преобразование импульсной переходной функции приведенной непрерывной части системы, то есть

*W* ( *z* ) *Z* *w*(*t* ) *Z* *w*( *nT* ).

Таким образом, для того чтобы определить импульсную передаточную функцию системы с формирующим элементом произвольного типа, необходимо:

1. Определить передаточную функцию приведенной непрерывной части: *Wпнч* ( *s* ) *Wфэ* ( *s* )*W* ( *s* ) .
2. С помощью обратного преобразования Лапласа найти импульсную

переходную функцию приведенной непрерывной части: *w*(*t* ) *L*1*Wпнч* ( *s* ).

1. Определить весовую последовательность системы (решетчатую функцию веса): *w*( *nT* )  *w*(*t* ) *t* *nT* .



4. Найти сумму ряда в правой части выражения: *W* ( *z* )  *w*( *nT* )*z**n* .

*n*0

Так как изображение ** -функций равно единице , а импульсная переходная функция равна *w*(*t* )  *L*1 *W* ( *s* ), то импульсная передаточная функция в *z*-форме может быть определена как *W* ( *z* )  *Z* *W* ( *s* ), то есть, зная выражение передаточной функции *W* ( *s* ) , и используя таблицу *z*-преобразований, можно найти *W* ( *z*) .

Для рассмотренного случая, когда *WОС* ( *s* ) 1, импульсная передаточная функция в z-преобразовании ПНЧ *Wпнч* ( *z* ) равна передаточной функции разомкнутой системы *Wрс* ( *z* )

На основании предложенного подхода и структурной схемы (см. рис. 3.29) можем записать выражение импульсной передаточной функции в z-преобразовании разомкнутой системы *Wрс* ( *z* ) для любого случая



3.39

33

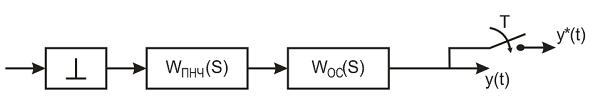
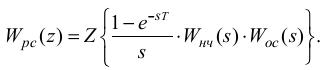


Рис. 3.29. Структурная схема разомкнутой импульсной САУ

Используя уравнения (3.24), (3.25), представим уравнение (3.39) следующим образом



С учетом того, что *e*  *sT*  *z*1 , окончательно запишем



3.40

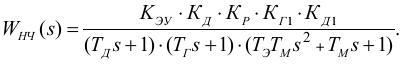
При отсутствии в схеме САУ формирователя импульсов выражение *Wрс* ( *s* )можем записать *W рс* ( *z* ) *Z* *Wнч* ( *s* ) *Wос* ( *s* ).

Таблица *z*-преобразований (см. приложение A) позволяет получить лишь выражения для простейших дробей. Поэтому, нужно сложную дробь разложить на простейшие дроби и затем воспользоваться таблицей.

***Пример.*** Получить импульсные передаточные функции непрерывной части иразомкнутой САУ частоты  вращения ДПТ.

***Решение.***

На рис. 3.23 представлена структурная схема импульсной системы.

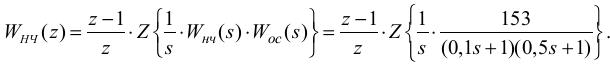


*TЭ* 0.02*c*.; *TМ* 0.5*c*.; *TД* 0.1*c*.; *TГ* 0.7*с*.; *K ЭУ* 10*c*.; *Kсд* 0.6;

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| *K р* 0.2; *K г*110; *Kд*1 | | 8.5; *KТГ*  0.16; *KОС*  0.5; |
| Для | простоты | решения сведем порядок системы к 2, прировняв |
| *Т Г* 0, *ТЭ* |  0. |  |



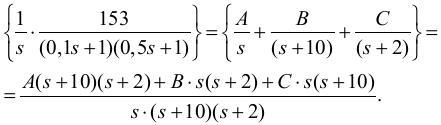
Воспользуемся выражением (3.39)



34

Определим корни знаменателя дроби: *s*1  0; *s*2 10; *s*3  2.

Используя теорему Виета, разложим выражение в фигурных скобках на простейшие дроби вида:



3.41

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| ***Теорема*** | ***Виета.*** *Сумма* | *корней* | *приведенного* | | *квадратного* |
| *трехчлена* x*2 +* px *+* q *= 0* | | *равна* | *его* | *второму* | *коэффициенту* p*с* |
| *противоположным знаком,* | | *а произведение* | | *– свободному члену* q*, т.* | |
| *е.* x*1 +* x*2 = –* p *и* x*1* x*2 =* q | |  |  |  |  |

* *Теорема Виета замечательна тем, что, не зная корней квадратного*

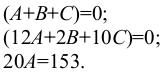
*трехчлена, мы легко можем вычислить их сумму и произведение, то есть простейшие симметричные выражения* x*1 +* x*2 и* x*1* x*2. Так, еще не зная, как вычислить корни уравнения* x*2 –* x *– 1 = 0, мы, тем не менее, можем сказать, что их сумма должна быть равна 1, а произведение должно равняться –1.*

* *Теорема Виета позволяет угадывать целые корни квадратного трехчлена. Так, находя корни квадратного уравнения* x*2 – 5*x *+ 6 = 0, можно начать с того, чтобы попытаться разложить свободный член (число 6) на два множителя так, чтобы их сумма равнялась бы числу 5. Это разложение очевидно: 6 = 2 \* 3, 2 + 3 = 5. Отсюда должно следовать, что числа 2 и 3 являются искомыми корнями.*

Левая часть уравнения (3.41) будет равна правой, если равны и знаменатели, то есть



Cоставляем систему трех уравнений, выбирая выражения при *S* 2 , *S* 1 , *S* 0 .

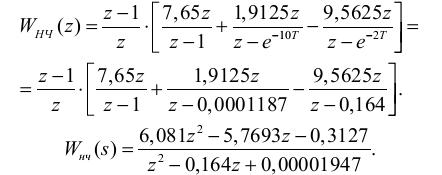


Решая данную систему, получаем значения коэффициентов



35

Воспользуемся таблицей z-преобразований (см. приложение A), при *T* 0.9*c*.(см.предыдущий пример)получаем



Передаточная функция разомкнутой САУ



**Импульсная передаточная функция замкнутой импульсной системы. Уравнение выхода в Z-преобразовании**

В структурной схеме замкнутой импульсной системы (см. рис. 3.30) импульсный элемент (ИЭ) может располагаться в любом месте,

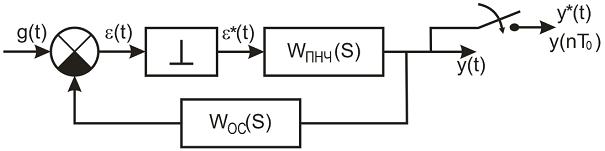


Рис. 3.30. Структурная схема замкнутой импульсной системы

но существует единый подход для получения передаточной функции и уравнения выхода.

1. Считаем, что импульсный элемент является ключом и описываем импульсную САУ для случая, когда ключ разомкнут.
2. Считаем, что дискретный сигнал на выходе разомкнутого ключа существует и записываем его в *z*- преобразовании.
3. Записываем в *z*- преобразовании уравнение выходного сигнала САУ.
4. Исключая в уравнениях промежуточные переменные, получаем уравнение выхода системы и при возможности ее передаточную функцию.

Рассмотрим предложенный подход для нескольких вариантов структурных схем.

36

***Первый случай.*** Импульсный элемент расположен после сумматора

(рис. 3.27).

Записываем в Z-преобразование сигнал на входе ИЭ:



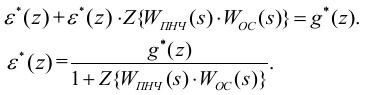
3.42

Запишем в Z-преобразовании уравнение выхода системы:



3.43

Выразим из (3.42) **\* ( *z* )



3.44

Подставив (3.44) в (3.43), получаем:



Запишем дифференциальное уравнение системы:



3.45

Разделив в (3.45) *y* \* ( *z* ) на **\* ( *z* ) получим импульсную передаточную

функцию замкнутой системы

3.46



***Второй случай*** (Рис.3.31).

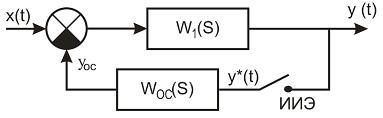


Рис. 3.31. Импульсный элемент расположен в цепи обратной связи

Запишем уравнение сигнала *y* \* ( *z* ) на входе импульсного элемента при разрыве цепи ОС



3.47

Выражая из уравнения (3.47) *y* \* ( *z* ) , получаем дифференциальное уравнение системы: [1  *z* *Wос* ( *s* )  *W*1 ( *s* )]  *y* \* ( *z* )  *Z* *x* \* ( *s* )  *W*1 ( *s* ) .

37

***Третий случай*** (Рис.3.32).

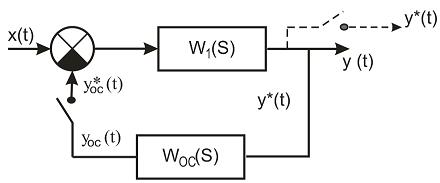


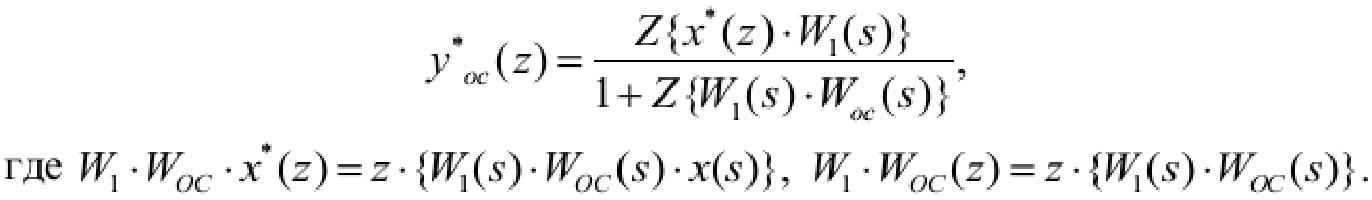
Рис. 3.32. Импульсный элемент расположен в цепи обратной связи

При разрыве контура ОС запишем уравнение сигнала, поступающего на ИЭ:



3.48

Выразим из этого уравнения *yос*\* ( *z* )

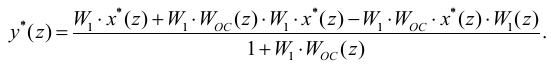


Для выходного сигнала системы в z-изображении:



3.49

Подставляем уравнение (3.48) в уравнение (3.49), получаем:

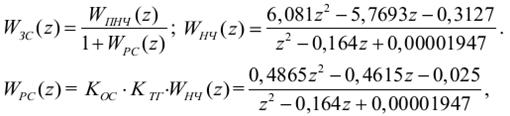


***Пример.*** Получить импульсную передаточную функцию замкнутой САУчастоты  вращения ДПТ.

***Решение.***

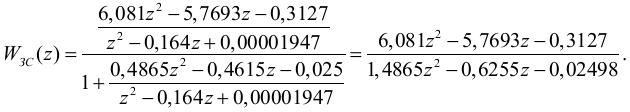
Воспользуемся формулой (3.46) и импульсными передаточные функции

непрерывной части и разомкнутой САУ частоты  вращения ДПТ из примера 2.18:



получаем

38



**Анализ устойчивости замкнутых импульсных систем**

***Оценка устойчивости импульсной САУ по корням характеристического уравнения системы***

Получив передаточную функцию замкнутой импульсной САУ в виде

|  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| *W* (*z*) | *B* ( *z*) |  | *b*0 *z e*  *be* 1 *z e* 1 | |  ...  *be* | , имеем ее характеристическое уравнение |  |
|  | *a z m*  *a z m*1 | |  |  |
| *зс* | *A*( *z* ) |  |  ...  *a* |  |  |
|  |  |  | 0 | 1 | *m* |  |  |

*A*( *z* ) *a*0 *z m*  *a*1 *z m*1... *am* 0.

На основании связи между *s* и *z*-плоскостями можно сформулировать условие устойчивости системы, имея корни характеристического уравнения

Формулировка: Для того, чтобы замкнутая импульсная САУ была устойчива, необходимо и достаточно, чтобы корни характеристического уравнения системы по модулю были меньше единицы., то есть *zi* 1, если

*zi* 1-то система на границе устойчивости,а если *zi* 1-то системанеустойчива.

***Пример.*** Оценить устойчивость импульсной САУ частотывращенияДПТ, используя корневой метод.

***Решение.***

Воспользуемся передаточной функцией замкнутой САУ частоты  вращения ДПТ которую получили в предыдущем примере.



И ее характеристическое уравнение:



Используя ППП Matlab , получаем

> W=tf([6.081 -5.7693 -0.3127],[1.4865 -0.6255 -0.02498]) Transfer function:

6.081 s^2 - 5.769 s - 0.3127

------------------------------

1.486 s^2 - 0.6255 s - 0.02498 >> pole(W)

ans = 0.4575; -0.0367

39

***Вывод.*** Так как корни характеристическое уравнение по модулю│z1│,│z2│меньше 1, замкнутая САУ частоты  вращения ДПТ является устойчивой.

***Использование аналога критерия Михайлова для оценки устойчивости импульсных систем***

Физический смысл частотных характеристик импульсных и непрерывных систем очень близок. Особенностью этих характеристик для импульсных систем является то, что они устанавливают связь между гармоническими последовательностями (гармоническими решетчаты ми функциями) на входе и выходе импульсного фильтра с передаточной

функцией *W* \* ( *s* ) или *W* ( *z*) . Огибающие решетчатых функций изменяются по гармоническому закону.

Если на вход линейного импульсного фильтра подается гармоническая Последовательность *x* ( *nT* )  *Ax* sin** *nT* , то после окончания переходного процесса на выходе будем иметь также гармоническую последовательность *y* ( *nT* ) *Ay* sin(* nT* **).

Если исходная информация о системе представлена импульсной передаточной функцией *W* \* ( *s* ) или *W* ( *z*) , то для перехода к частотным характеристикам используются замены аргументов *s*  *j* или *z*  *e* *jT* .

В результате такой замены аргумента получаем амплитудно-фазово-частотную характеристику (комплексный коэффициент передачи) импульсной системы (АФЧХ).



Пусть импульсная передаточная функция имеет вид

*W* (*z*) *bm z m*  *bm* 1 *z m*1... *b*0 *an z n*  *an* 1 *z n* 1... *a*0

Сделав замену *z*  *e* *jT* , получим АФЧХ.



3.50

*B* ( *z*)

*A*( *z*)

3.51

Комплексное выражение можно представить в виде



где *P*\* (**), *Q*\* (**), *R*\* (**), **\* (**) – соответственно вещественная, мнимая, амплитудная и фазовая частотные характеристики импульсной системы.

40

Очевидно,



При фиксированном значении ω АФЧХ (3.50) изображается вектором на плоскости ( *P*\* , *jQ*\* ) . При изменении ω конец вектора *W* \* ( *j*)

прочерчивает некоторую кривую, которую называют годографом амплитудно-фазово-частотной характеристики.

Отметим основные особенности частотных характеристик импульсных систем, которые вытекают из свойств импульсной передаточной функции.

1. Частотные характеристики импульсных систем являются периодическими функциями относительно частоты ω с периодом повторения

**0  2** . Это означает, что при построении этих характеристик достаточно

*T*

|  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| ограничиться изменением ω в диапазоне шириной | 2** | | . Если учесть, | | что |  |
| *T* |  |  |
|  |  |  |  |  |  |
| участки частотной характеристики в диапазонах ω от |  | ** | | до 0 и от 0 до | ** |  |
| *T* | | *T* |  |
|  |  |  |  |

симметричны (поскольку *W* \* ( *j*) и *W* \* (  *j*) - комплексные сопряженные функции), то можно ограничиться построением частотной характеристики в

**

интервале изменения ω от 0 до *T* .

2. Амплитудно-фазовые частотные характеристики импульсной системы

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| заканчиваются на вещественной оси, так как для **  | ** | комплексный |  |
| *T* |  |
|  |  |  |

коэффициент передачи (3.50) всегда является действительным числом. Из частотных критериев для анализа импульсных систем используются аналоги критериев Найквиста и Михайлова. Рассмотрим аналог критерия Михайлова.

Для анализа устойчивость импульсных САУ используется

характеристическое уравнение замкнутой системы. Выполнив замену *z*  *e* *jT* , получаем уравнение кривой Михайлова



3.52

Используя Теорему Эйлера *e* *jT*  cos *T* **  *j* sin*T* , (3.52)



41

Задавая частоту  в интервале от 0 до π/Т0, строится в комплексной плоскости *U* (**), *jV* (**) кривая Михайлова (cм. рис. 3.33) .

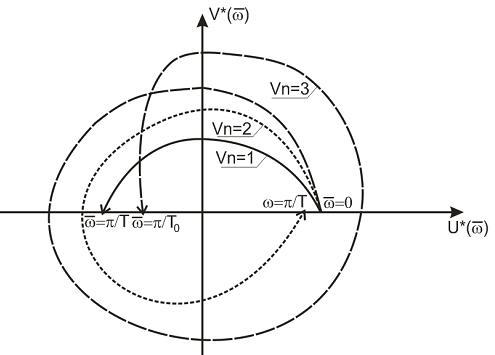


Рис. 3.33. Годографы кривой Михайлова для устойчивых систем 1, 2, 3 порядков

***Формулировка.*** Для того чтобы замкнутая импульсная САУ былаустойчива, необходимо и достаточно чтобы при =0 кривая Михайлова начиналась на положительной вещественной оси и при возрастании частоты от 0 до π/Т0 характеристическая кривая *Д* \* ( *j*) последовательно, нигде не

обращаясь в ноль, в положительном направлении прошла *2m* квадратов, где *m* –порядок системы.

***Пример.*** Оценить устойчивость импульсной САУ частотывращения ДПТ,используя аналога критерия Михайлова

***Решение.***

Воспользуемся передаточной функцией и характеристическим уравнением замкнутой САУ частоты  вращения ДПТ из предыдущего примера.



Характеристическое уравнение



Используя ППП Mathсad , получаем (Рис. 3.34)

42

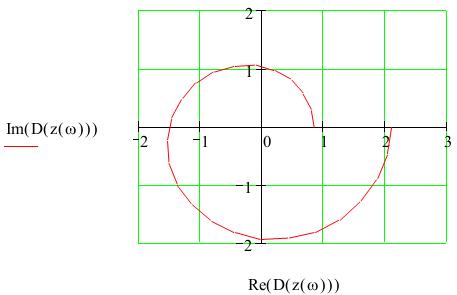


Рис. 3.34. Годограф Михайлова

Вывод. Кривая Михайлова при =0 начинается на положительной вещественной оси (0,836) и заканчивается на вещественной оси (2,087). Проходит поочередно, нигде не обращаясь в ноль 2m=4 квадрантов. Следовательно, импульсной САУ частоты  вращения ДПТ является устойчивой.

**Оценка качества процесса регулирования импульсных САУ**

Для определения показателей качества процесса регулирования импульсных САУ используется тот же подход, что и в линейных системах, но есть свой особенности. Выходной сигнал импульсной системы является непрерывным *y(t)*, но, поскольку, в анализе систем используется дискретное преобразование Лапласа и фиктивный квантователь, можем принять, что выходной сигнал является дискретным *y\*(t)* либо *y[nT]*. Имея дискретный сигнал и, выполнив его аппроксимацию, получаем непрерывный выходной. Используя импульсную передаточную функцию замкнутой САУ, можем записать: *Y(z)=WЗС(z)G(z)*. Для получения *y[nT]* можно использовать либо формулу Хэвисайда, либо ряд Лорана. Более простой способ получения дискретного сигнала - использование программы Control System Toolbox the Matlab. Рассмотрим данный подход на примере.

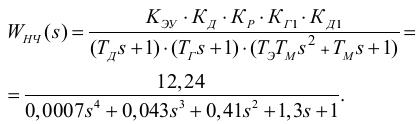
***Пример.*** Получить передаточную функцию и дискретный сигнал замкнутойСАУ частоты  вращения ДПТ. Определить показатели качества системы.

***Решение.***

Воспользуемся параметрами системы и выражением передаточной функции непрерывной части

*TЭ* 0.02*c*.; *TМ* 0.5*c*.; *TД* 0.1*c*.; *TГ* 0.7*с*.; *K ЭУ* 10*c*.; *Kсд* 0.6; *K р* 0.2; *K г*18; *Kд*18.5; *KТГ* 0.15; *KОС* 0.5;

43



Дискретный сигнал импульсной САУ частоты  вращения ДПТ показан на рис. 3.35, а ее показатели качества на рис. 3.36.

* Wn=tf([12.24],[0.0007 0.043 0.41 1.3 1]) Transfer function:

12.24

---------------------------------------------

0.0007 s^4 + 0.043 s^3 + 0.41 s^2 + 1.3 s + 1

* Wnd=c2d(Wn,0.9) –перевод Wнч(S) в импульсную Wнч(z) с периодом квантования Т=0.9с.

Transfer function:

5.031 z^3 + 3.287 z^2 + 0.04084 z + 1.89e-007

----------------------------------------------------------

z^4 - 0.3768 z^3 + 0.00426 z^2 - 5.644e-005 z + 1.602e-022 Sampling time: 0.9

* Woc=tf([0.08],1)

Transfer function: 0.08

* Wz=feedback(Wnd,Woc) –получение ПФ замкнутой импульсной САУ WЗС

(z)

Transfer function:

5.031 z^3 + 3.287 z^2 + 0.04084 z + 1.89e-007

--------------------------------------------------------

z^4 + 0.02571 z^3 + 0.2129 z^2 + 0.003211 z + 1.512e-008 Sampling time: 0.9

* pole(Wz)

ans =

-0.0053 + 0.4612i -0.0053 - 0.4612i -0.0151 -0.0000

>> step(Wz)

44

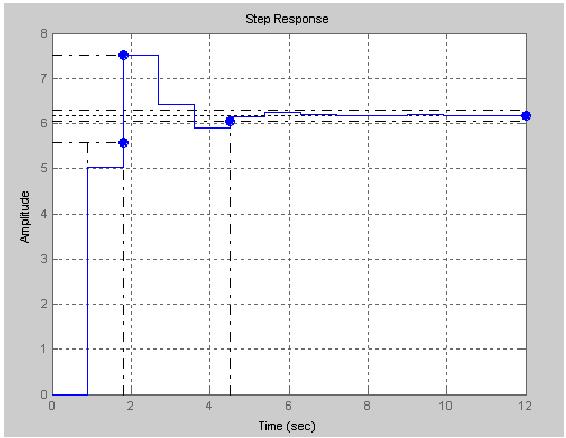


Рис. 3.35. Дискретный сигнал импульсной САУ частоты  вращения ДПТ

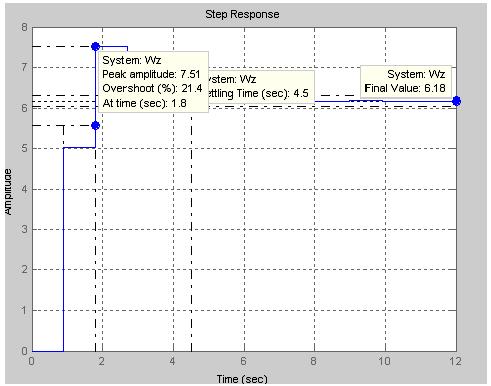


Рис. 3.36. Показатели качества импульсной САУ частоты  вращения

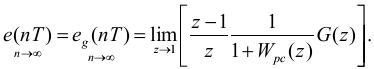
45

Для оценки точности импульсных автоматических систем в установившемся режиме используют величину установившейся ошибки при

различных типовых воздействиях, наиболее характерных для рассматриваемой системы.

* + замкнутой импульсной системе (см. рис. 3.22) ошибка *е*, задающее *g*
* возмущающее *f* воздействия связаны следующим уравнением относительно

|  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| *z*-изображений **( *z* )*W* | | | ** ( *z* )*G* ( *z* ) *W* *f* ( *z* ) *F* ( *z* ). | | | | |  |  |  |  |
|  |  | *эс* | | | | *эс* | |  |  |  |  |
| Это выражение содержит две составляющие ошибки, первая из | | | | | | | | | | |  |
| которых *E* *g* ( *z* ) обусловлена задающим воздействием, а | | | | | | | | вторая | *E f* ( *z* ) | - |  |
| возмущающим. | | |  |  |  |  |  |  |  |  |  |
| Установившаяся ошибка импульсной системы может быть вычислена | | | | | | | | | | |  |
| по выражению, определяющему конечное значение оригинала, то есть | | | | | | | | | |  |  |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  | 3.53 | |  |
| Определим установившуюся ошибку системы по задающему | | | | | | | | | | |  |
| воздействию, положив *f(t)≡0*. Получим | | | | | | | |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  | 3.54 | |  |
| Если | на вход | | подается | | | постоянное воздействие | | *g(t)=g01(t)*, | | *z*- |  |
|  |  |  | *G* ( *z*) | | *g* 0 *z* | | |  |  |  |  |
| изображение | которого | |  | | , а установившаяся ошибка, | | согласно | |  |
| *z* 1 | |  |
| (3.53), определяется выражением | | | | | |  |  |  |  |  |  |
|  |  |  |  |  |  |  |  |  | 3.55 | |  |
| При входном воздействии *g(t) = g1t*, линейно зависящем от времени, z- | | | | | | | | | | |  |
|  |  | *g*1*Tz* | | | |  |  |  |  |  |  |
| изображение | *G* ( *z* ) |  | | , а установившаяся ошибка, согласно (3.53), | | | | | |  |  |
| ( *z* 1)2 | |  |  |



определяется выражением



3.56

и называется ошибкой системы по скорости.

Если входной сигнал изменяется с постоянным ускорением, то есть

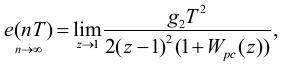
*g*(*t*)  *g*2*t* 2 2 , то z-изображение имеет вид *G*(*z*)  *T* 2 *g*2 *z*(*z* 3 1) . 2(*z* 1)



46

Установившаяся ошибка

3.57



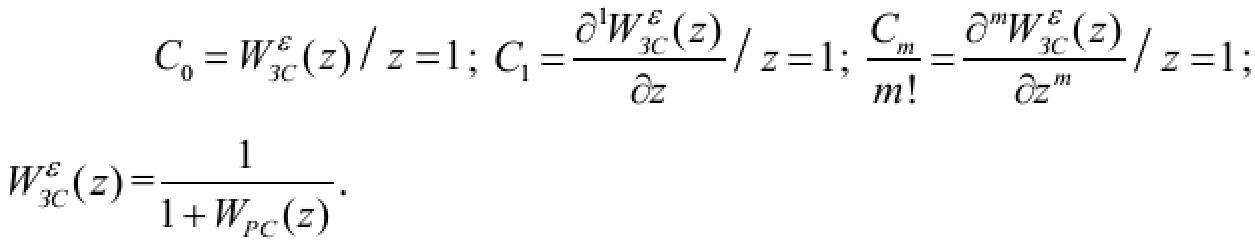
и называется ошибкой системы по ускорению.

Для определения указанных ошибок можно использовать и ряд ошибок



3.58

где *g* , *g* ,..., *g*( *m*) – производные функции *g(t)* в моменты времени *Т*;



***Пример.*** Определить ошибку регулирования импульсной САУ частотывращения ДПТ при воздействии Uз=U01(t), U0=5 B

***Решение.***

|  |  |  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| Воспользуемся формулой (3.55) *e*( *nT* )  lim | |  | *g*0 | |  | и получим *Wрс* ( *z* ) в |  |
| 1 *W* | |  | ( *z* ) |  |
| *n* | *z*1 | *рс* |  |  |
|  |  |  |  |  |  |

программе Control System Toolbox the Matlab. Wn=tf([12.24],[0.0007 0.043 0.41 1.3 1]) Transfer function:

12.24

---------------------------------------------

0.0007 s^4 + 0.043 s^3 + 0.41 s^2 + 1.3 s + 1

* Woc=tf([0.08],1) Transfer function: 0.08
* Wpc=Wn\*Woc Transfer function: 0.9792

---------------------------------------------

0.0007 s^4 + 0.043 s^3 + 0.41 s^2 + 1.3 s + 1

* Wpcd=c2d(Wpc,0.9)

Transfer function:

0.4025 z^3 + 0.2086 z^2 + 0.003267 z + 1.512e-008

----------------------------------------------------------

z^4 - 0.3768 z^3 + 0.00426 z^2 - 5.644e-005 z + 1.602e-022 Sampling time: 0.9



47

**ТРЕБОВАНИЯ К ОТЧЕТУ ПО КУРСОВОЙ РАБОТЕ**

**Этапы выполнения работы**

1. Исходные данные:

– описание САУ;

– принципиальная схема системы управления;

– структурная схема САУ;

– принцип регулирования САУ;

– математическое описание элементов САУ;

– значения параметров элементов САУ.

1. Исследование нелинейной САУ:

– функциональная и структурная схема нелинейной САУ;

– передаточная функция линейной части системы;

– гармоническая линеаризация дифференциальных уравнений нелинейной системы;

– оценка устойчивости гармонически линеаризованной нелинейной системы методом Гольдфарба;

– используя критерий абсолютной устойчивости Попова В.М., исследовать устойчивость положения равновесия системы в целом.

1. Исследование линейной импульсной САУ:

– функциональная и структурная схема линейной импульсной САУ;

– передаточная функция непрерывной части импульсной системы *Wнц* ( *s* ) ;

– определение периода квантования по теореме Котельникова;

– передаточная функция системы в разомкнутом *Wpc* ( *s* ) состоянии;

– передаточная функция системы в замкнутом состоянии *W* *з* *c* ( *s* ) ;

* + определить устойчивость системы по корням характеристического уравнения;

– оценка устойчивость системы, используя критерий устойчивости Михайлова;

– построить дискретный сигнал системы и определить по ней показатели качества.

**Состав расчетно-пояснительной записки**

1 Титульный лист;

1. Содержание;
2. Задание на курсовую работу (ТЗ);
3. Этапы выполнения работы;
4. Заключение о качестве анализируемой системы и проделанной работе;
5. Перечень используемой литературы

48

**Защита курсовой работы**

Отчет по курсовой работе должен быть сдан на проверку преподавателю за неделю до даты защиты курсовой работы. Защита курсовой работы проводится в часы занятий, дата защиты указана в задании на курсовую работы. К экзамену по данному курсу допускаются студенты защитившие курсовую работу.

**Отчет оформляется в соответствии следующим параметрам:**

* Поля: левое 2, правое 1, верхнее и нижнее 2.
* Шрифт 12п, интервал 1,5.
* Абзац 1,5.
* Заголовки должны отделяться от текста отступом с верху и с низу, равным 1,5.
* Заголовки разных уровней разделяются отступом 0,8
* Оформление рисунков:
  + Рисунки располагаются по центру, подпись снизу
  + Ссылка на рисунок должна быть в тексте отчета
  + Нумерация рисунков двухуровневая, в пределах главы
* Оформление таблиц
  + Таблицы должны быть растянуты по ширине листа.
  + Подпись и наименование таблицы располагается сверху слева
  + Ссылка на таблицу должна быть в тексте отчета
  + Нумерация таблиц двухуровневая, в пределах главы
* Оформление приложений:
  + Приложение должно нумероваться буквами алфавита (Приложение А, Б ) кроме букв Ё, 3, Й, О, Ы, Ъ, Ь.

 На приложение должны быть ссылки в тексте отчета

* Оформление списка литературы
  + Список должен быть нумерованным
  + Оформляется согласно ГОСТ 7.0.5-2008 «Библиографическая ссылка. Общие требования и правила оформления»

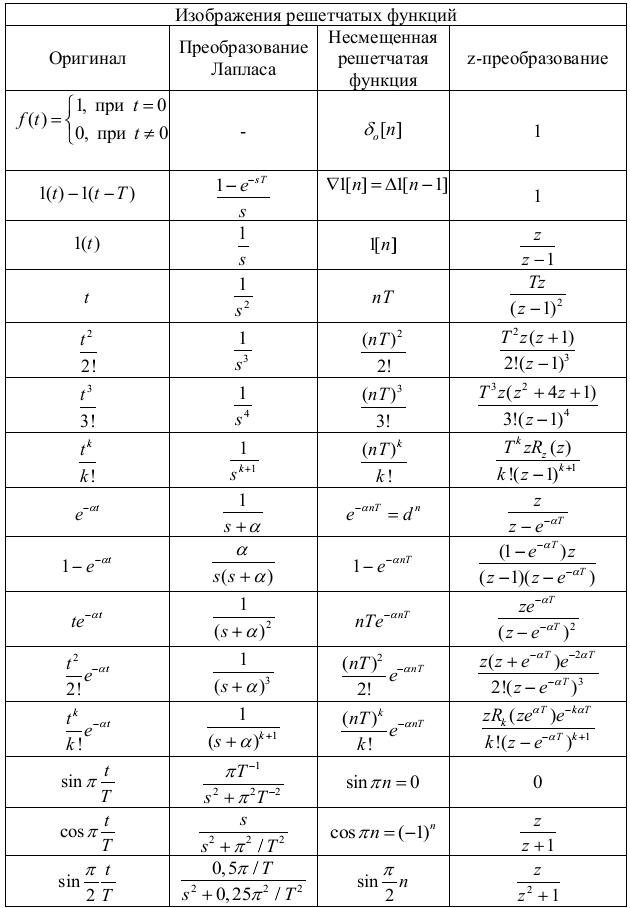
 На каждый элемент списка должна быть ссылка в тексте отчета

* Страницы должны быть пронумерованы за исключением титульного листа.

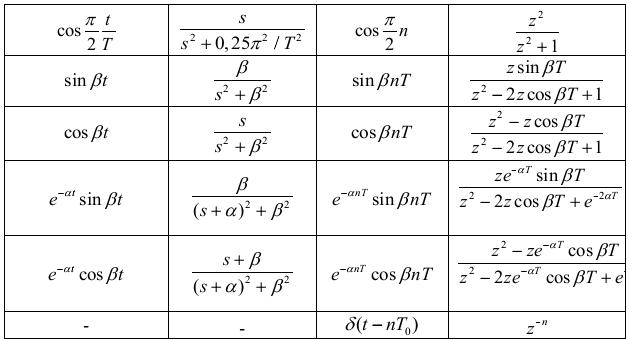
49

50

**ПРИЛОЖЕНИЕ А**

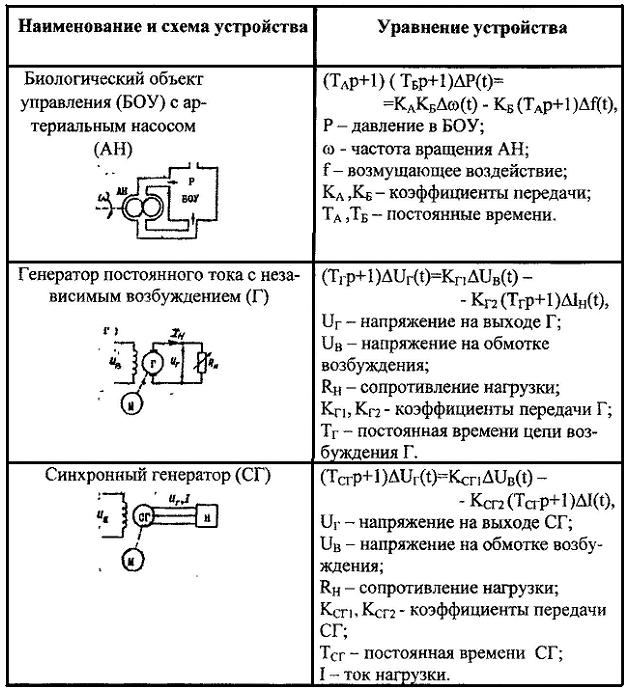


51

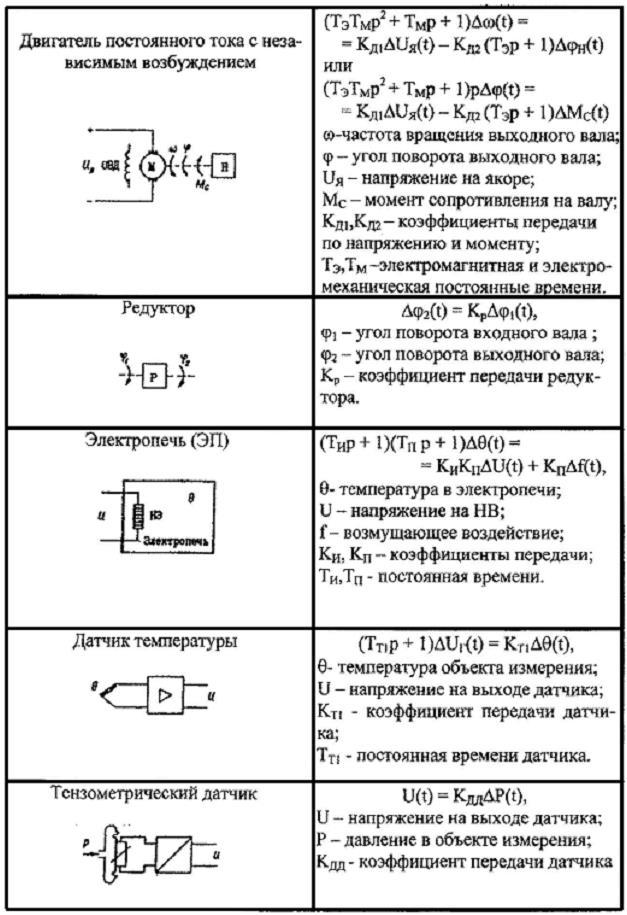


52

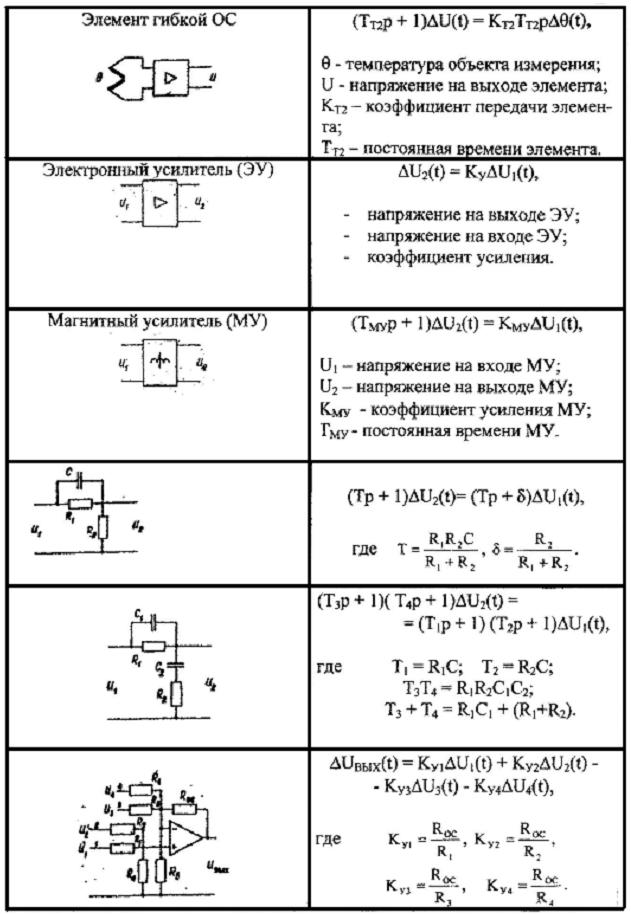
**ПРИЛОЖЕНИЕ Б**



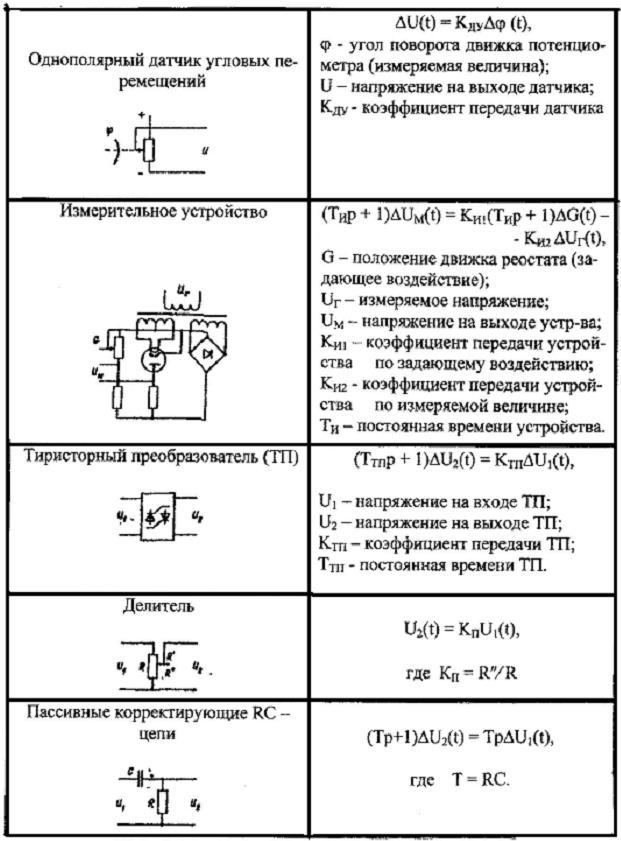
53



54



55



56

**ЛИТЕРАТУРА**

1. Востриков А.С., Французова Г.А. Теория автоматического управления. Учебное пособие / –Новосибирск: Изд-во НГТУ. –2006. –368 с.
2. Кориков А.М. Основы теории управления. Учебное пособие. –Томск: Изд-

во НТЛ. –2002. –297 с.

1. Дорф Р. Современные системы управления. Пер. с англ. Б.И.Копылова.

–М.:Лаборатория базовых знаний. –2002. –832с.

1. Е.М. Яковлева, С.В. Замятин. Теория автоматического управления. – Томск: Изд. ТПУ, 2009 - 11 5 с.
2. Яковлева Е.М., Аврамчук В.С. Теория управления. –Томск: Издательство ТПУ –2008. –78с.
3. Пантелеев А.В., Бортаковский А.С. Теория управления в примерах и задачах. Учебное пособие / –М.: Высш. шк. –2003. –583 с.
4. Вадутов О.С. Оптимальные системы. –Томск: изд-во ТПИ. –1983. –95с
5. Дьяконов В. Matltb 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5. Основы применения. – М.:

Солон-пресс, 2002. – 767 с.

1. Глущенко Е.В., Захарова Е.В., Тихонравов Ю.В. Теория автоматического управления. Учебный курс. –М.: Вестник. –1997. –336с.

10. Теория автоматического управления. Учебник. // Под ред. Соломенцева Ю.М. –М: Высшая школа, –1999. –286с.

11. Имаев Д.Х., Ковальски 3. и др. Анализ и синтез систем управления. Теория. Методы. Примеры решения типовых задач с использованием персонального компьютера. –Информационно-издательский центр Сургутского гос. ун-та. – 1998. –172с.

12. Медведев В. С., Потемкин В. Г. Control System Toolbox. – М.: Диалог-Мифи, 1999. – 288 с

13. Бесекерский В.А. Теория систем автоматического регулирования. Учебник. М.: Наука. –1975. –768с

14. Попов Е. П. Теория нелинейных систем автоматического регули-рования и управления: учебное пособие. – М.: Наука, 1988. – 256 с.

15. Кориков А. М. Основы теории управления: учебное пособие. – 2-е изд. –

Изд-во НТЛ, 2002. – 392 с.

16. Топчеев Ю.И. Задачник по теории автоматического регулирования. Учебное пособие: –М.: Машиностроение. –1977. –592с

17. Теория автоматического управления. Часть 1 / под ред. А. А. Воронова. –

М.: Высш. шк., 1986. – 367 с.

18. Теория автоматического управления. Часть 2 / под ред. А. А. Воронова. –

М.: Высш. шк., 1986. – 504 с.

57