ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ
ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
ТЮМЕНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НЕФТЕГАЗОВЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

ИНСТИТУТ НЕФТИ И ГАЗА

Кафедра Кибернетических систем

Курсовая работа

по дисциплине «Теория автоматического управления»

на тему:

«Анализ и синтез линейных систем»

Вариант № 8

Выполнил:

Проверил:

Тюмень 2013

Содержание

Введение

Курс теории автоматического управления ставит своей целью ознакомление учащегося с общими принципами построения систем автоматического управления, с процессами и методами исследования процессов в этих системах. Принципы построения систем автоматического управления связаны с общими законами управления, значение которых выходит далеко за пределы технических задач. Однако теория автоматического управления сформировалась в самостоятельную науку, в первую очередь, на основе изучения процессов управления техническими устройствами. Изучение принципов построения и исследования систем управления в данном курсе производится на основе рассмотрения управления различными техническими устройствами.

Развитие теории автоматического управления связано с проблемой замены человека в различных звеньях управления производственными процессами.

Кибернетика — наука об оптимальном, целенаправленном управлении сложными системами — основывается на изучении объектов управления при внешних воздействиях на них, получении информации о протекании процессов в этих объектах и на выработке управляющих воздействий, обеспечивающих оптимальное в определенном заданном смысле состояние управляемых объектов.

Объектами управления могут быть: живые организмы (животные, растения), коллективы людей, производственные предприятия, заводы, цехи, отдельные станки, машины. В зависимости от объекта и задачи управления системы управления могут быть различными — от самых простых систем автоматического регулирования, поддерживающих неизменной какую-либо величину (например, напряжение, температуру или давление), до сложных, содержащих десятки вычислительных машин, решающих задачи оптимального управления множеством объектов.

Таким образом, в данной курсовой работе ставится задача проектирования устройства управления для системы четвертого порядка, результатом которой является обеспечение работы системы управления в заданном режиме с требуемым качеством работы и управления.

Задание на курсовую работу

Для заданной передаточной функции нескорректированной системы $W_{íñê}(s)$ на основании заданных требований к качеству управления для замкнутой системы необходимо:

1. провести полный анализ устойчивости и качества управления для разомкнутой и замкнутой систем;
2. провести синтез корректирующего устройства двумя методами: методом В.В. Солодовникова и методом В.Я. Ротача;
3. полученную в результате синтеза систему проанализировать на устойчивость и требуемое качество управления.

Заданная передаточная функция нескорректированной системы:

$$W_{нск}(s) = \frac{K(T_3 s + 1)}{s^2 (T_1 s + 1)(T_2 s + 1)},$$

где K =20, T_1 =0.3, T_2 =30, T_3 =3.

Требования к качеству системы:

$\nu = 1$, σ =25%, T_p =60, C_1 =0.02, C_2 =0.04.

1 Устойчивость

Устойчивость является одним из главных требований, предъявляемых к автоматическим системам. В классической теории устойчивости исследуется не устойчивость системы как таковой, а устойчивость ее так называемого невозмущенного движения. Строгая математическая теория устойчивости была создана Л. И. Ляпуновым и изложена им в работе «Общая задача об устойчивости движения», опубликованной в 1892 г. В пей было определено понятие устойчивости и разработаны методы устойчивости нелинейных систем [1].

Устойчивость невозмущенного движения не зависит от того, какое движение системы принято в качестве невозмущенного.

Невозмущенное движение системы устойчиво, если устойчиво ее свободное движение.

Устойчивость невозмущенного движения не зависит от вида и характера изменения внешних (задающего и возмущающих) воздействий. Этот вывод базируется на двух предыдущих.

Для асимптотической устойчивости системы необходимо и достаточно, чтобы вещественные части корней были отрицательными:

$$\mathrm{Re}\ pi < 0,\ i\text{-}< 1,2,\ldots,n.$$

Если хотя бы один корень имеет положительную вещественную часть, то система неустойчива.

В тех случаях, когда на границу попадает хотя бы один корень, а все остальные остаются на левой полуплоскости, система оказывается в некотором промежуточном состоянии между устойчивостью и неустойчивостью. Для характеристики этого состояния вводится понятие границы устойчивости.

Задача вычисления корней характеристического уравнения любого порядка при помощи средств вычислительной техники решается достаточно просто, если параметры элементов системы (коэффициенты передачи, постоянные времени) и тем самым коэффициенты этого уравнения заданы численно. На практике, однако, обычно пользуются так называемыми критериями устойчивости, т. е. правилами, которые позволяют судить об устойчивости без вычисления корней. Ценность этих критериев состоит не только и даже не столько в том, что устраняется необходимость вычисления корней. Они дают возможность установить, как тот или иной параметр и структура системы в целом влияют на устойчивость и как их следует изменить, чтобы система стала устойчивой.

Наиболее простым, хотя и ограниченным но своим возможностям критерием является необходимое условие устойчивости.

Необходимым (но не достаточным) условием устойчивости системы является положительность коэффициентов ее характеристического уравнения. Это значит, что при положительности всех коэффициентов система может быть устойчивой, но не исключается возможность ее неустойчивости. Окончательный вывод можно сделать применив, например, критерий Гурвица. Если же не все коэффициенты положительны, то система наверняка не может быть устойчивой и никаких дополнительных исследований не требуется.

Необходимость положительности всех коэффициентов характеристического уравнения системы любого порядка устанавливает критерий Гурвица. Для систем первого и второго порядков необходимое условие является и достаточным, в чем нетрудно убедиться прямым нахождением корней уравнения. Исследование устойчивости любой системы всегда полезно начинать с проверки выполнения необходимого условия.

1.1 Критерии устойчивости. Критерий Гурвица

Задача отыскания критерия устойчивости для систем, описываемых дифференциальными уравнениями любого порядка, была сформулирована Максвеллом в 1868 году. Эта задача была впервые решена в алгебраической форме Раусом в 1873 году для уравнений четвертой и пятой степени и в 1877 году — полностью.

Поскольку критерий Рауса дан в форме алгоритма, определяющего последовательность математических операций, необходимых для решения задачи, использование его в практике является неудобным. Поэтому большее распространение получил алгебраический критерий устойчивости, сформулированный в 1895 году математиком А. Гурвицем. Этот критерий был найден Гурвицем по просьбе словацкого профессора Стодолы, занимавшегося исследованием процесса регулирования турбин.

Критерий устойчивости сводится к тому, что при $a_n > 0$ должны быть больше нуля все определителей Гурвица, получаемых из квадратной матрицы коэффициентов:

$$\Delta_n = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \dots \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \dots \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & a_0 \end{vmatrix}.$$

1.2 Критерии устойчивости. Критерий Найквиста

В 1932 году Найквист предложил принципиально новый критерий устойчивости. В отличие от критерия Гурвица, который устанавливает принадлежность корней к левой полуплоскости для любого полинома или алгебраического уравнения, критерий Найквиста предназначен для исследования устойчивости только замкнутых систем [1].

Критерий Найквиста — это графоаналитический критерий. Характерной его особенностью является то, что вывод об устойчивости или неустойчивости замкнутой системы делается в зависимости от вида амплитудно-фазовой (а. ф. х.) или логарифмических частотных характеристик (л. ч. х.) разомкнутой системы.

Помимо исследования устойчивости по виду указанных характеристик можно оценить и некоторые качественные показатели замкнутой системы, например, запас устойчивости. Более того, появляется возможность указать, как и за счет каких средств неустойчивая замкнутая система может быть сделана устойчивой и как можно повысить качество устойчивой замкнутой системы.

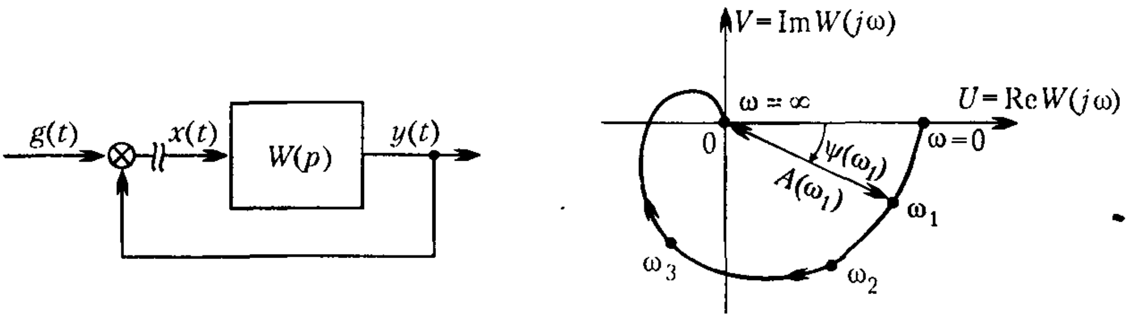

Рисунок 1 – Амплитудно-фазовая характеристика системы

Если изменять частоту входного воздействия от 0 до ∞ и откладывать на комплексной плоскости точки, соответствующие получающимся комплексным числам соответствующим комплексной частотной характеристике, то геометрическое место этих точек образует амплитудно-фазовую характеристику разомкнутой системы.

Сформулируем требования к а. ф. х. разомкнутой системы, при выполнении которых замкнутая система будет устойчивой:

если разомкнутая система устойчива, то для устойчивости замкнутой системы необходимо и достаточно, чтобы амплитудно-фазовая характеристика разомкнутой системы не охватывала точку с координатами (-1; j0).

Иными словами, в самом общем случае для устойчивости замкнутой системы необходимо и достаточно, чтобы амнлитудно-фазовая характеристика разомкнутой системы при изменении частоты от 0 до ∞ охватывала точку (-1; j0) на угол $\ell\pi$ (здесь ℓ - количество правых корней) против часовой стрелки. Приведенная ранее формулировка критерия Найквиста для случая, когда ℓ = 0, вытекает отсюда как частный случай.

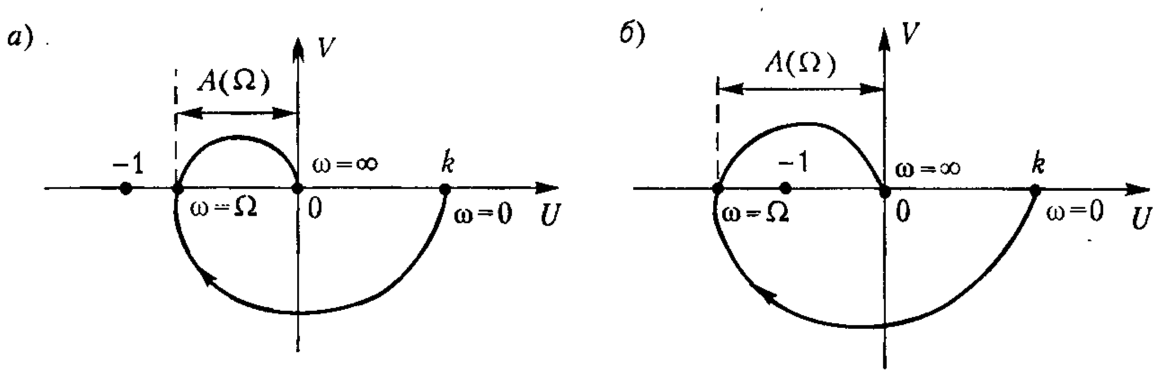

Рисунок 2 – Пример а) – устойчивой и б) – неустойчивой системы

Таким образом, при использовании критерия Найквиста необходимо проверить, имеются ли в знаменателе передаточной функции разомкнутой системы корни, лежащие в правой полуплоскости, и сколько имеется таких корней.

2 Анализ исследуемой нескорректированной системы

Исследуем заданную нескорректированную систему. Заданная передаточная функция нескорректированной системы:

$$W_{нск}(s) = \frac{20(3s+1)}{s^2(0.3s+1)(30s+1)}.$$

Если дана передаточная функция системы, то характеристическое уравнение системы можно получить, приравняв к нулю знаменатель передаточной функции. При этом если передаточная функция будет дана для разомкнутой системы, то и характеристическое уравнение будет получено для разомкнутой системы.

Например:

$$W_{раз}(p) = \frac{B(p)}{A(p)},\qquad D_{раз}(p) = A(p)$$

для исследования разомкнутой системы,

здесь $B(p)$ - числитель передаточной функции, $A(p)$ - знаменатель передаточной функции, $D_{раз}(p)$ - характеристический полином разомкнутой системы (если его приравнять к нулю, тогда это будет называться характеристическим уравнением).

При исследовании замкнутой системы нет необходимости находить ее передаточную функцию, если известна передаточная функция разомкнутой системы. В таком случае характеристический полином равен сумме полиномов числителя и знаменателя передаточной функции разомкнутой системы.

$$W_{раз}(p) = \frac{B(p)}{A(p)},\qquad D_{замк}(p) = A(p) + B(p)$$

для исследования замкнутой системы

здесь $B(p)$ - числитель передаточной функции, $A(p)$ - знаменатель передаточной функции, $D_{замк}(p)$ - характеристический полином замкнутой системы.

Таким образом, для исследования разомкнутой системы запишем:

$s^2(0.3s+1)(30s+1) = 0$.

0

0

-3.3333

-0.0333

Из уравнения видно, что 2 корня системы левые, а два лежат в начале координат. Таким образом, система неустойчивая, т.к. для устойчивости необходимо, чтобы все корни системы были левыми.

Для системы замкнутой запишем:

$s^2(0.3s+1)(30s+1)+20(3s+1)=0$.

Решая данное уравнение получим корни:

-3.7657

0.3595 + 1.3094i

0.3595 - 1.3094i

-0.3201

Таким образом, у замкнутой системы 2 корня правые, следовательно в замкнутом состоянии система также неустойчивая.

Для подтверждения полученных результатов исследуем систему с помощью критерия Гурвица.

Для исследования системы с помощью критерия Гурвица необходимо из коэффициентов характеристического уравнения системы:

$$a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \ldots + a_1 p + a_0,$$

составить главный определитель Гурвица следующим образом:

$$\Delta_k = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \ldots \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \ldots \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & \ldots \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ 0 & 0 & \ldots & a_{n-k} \end{vmatrix}, \quad k = 1,2,\ldots,n.$$

Для замкнутой системы $\Delta_4 = \begin{vmatrix} 30.3 & 60 & 0 & 0 \\ 9 & 1 & 20 & 0 \\ 0 & 30.3 & 60 & 0 \\ 0 & 9 & 1 & 20 \end{vmatrix}$.

Необходимо составить и посчитать все определители.

$\Delta_1 = a_3 = 30.3 > 0$,

$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_3 & a_1 \\ a_4 & a_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 30.3 & 60 \\ 9 & 1 \end{vmatrix} =$ -509.7< 0,

Так как определитель Δ_2 < 0, то рассматриваемая система неустойчивая.

График переходного процесса и импульсной переходной характеристики для замкнутой системы приведены на рисунке 3.

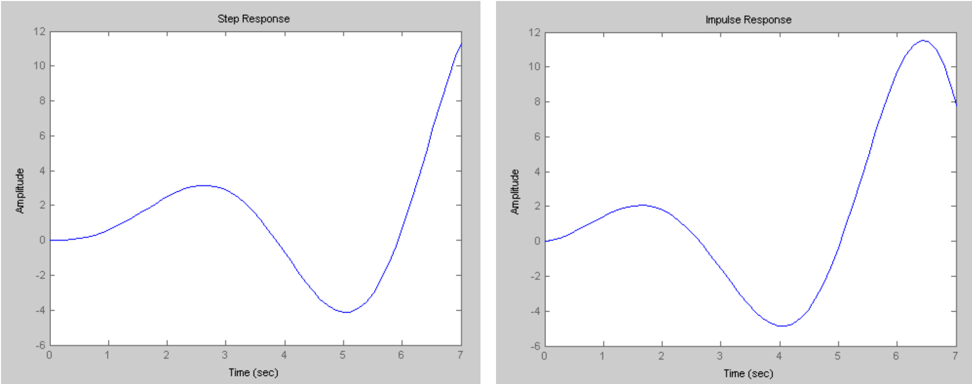

Рисунок 3 – Временные характеристики системы

Из приведенных графиков видно, что процесс в системе колебательный расходящийся, следовательно система неустойчива.

Построим АФЧХ и проанализируем систему с помощью критерия Найквиста.

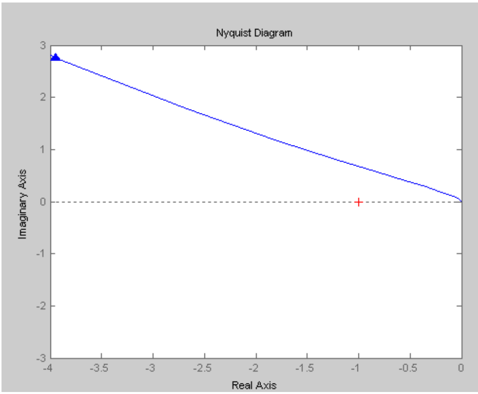

Рисунок 4 – Годограф Найквиста

Годограф охватывает точку (-1; j0), однако не против часовой стрелки, а по часовой. Следовательно, рассматриваемая система неустойчивая.

Дальнейшим этапом является выбор корректирующего устройства, с помощью которого удастся добиться требований по качеству системы.

3. Синтез системы четвертого порядка методом частотных логарифмических характеристик

В инженерной практике синтез корректирующих устройств с помощью логарифмических частотных характеристик осуществляется в следующем порядке [2,3]:

1. по виду передаточной функции W_H (p) строится ЛАХ исходной разомкнутой нескорректированной САУ $L_H(\omega)$;
2. с учетом всей совокупности требований, предъявляемых к качеству процесса регулирования САУ, строится желаемая логарифмическая амплитудная частотная характеристика $L_{CK}(\omega)$ разомкнутой системы;
3. на основании сравнения ЛАХ нескорректированной системы $L_H(\omega)$ с желаемой $L_{CK}(\omega)$ определяется ЛАХ корректирующего звена $L_{K3}(\omega)$;
4. по виду $L_{K3}(\omega)$ определяются передаточная функция корректирующего звена W_{K3} (p), ее параметры;
5. производится проверочный расчет переходного процесса с учетом реальной структуры и места включения корректирующего звена, оценка запасов устойчивости и показателей качества скорректированной САУ.

Для обеспечения заданного качества системы управления в переходном режиме будем использовать метод построения логарифмических характеристик, при этом корректирующее устройство включаем в систему последовательно (рисунок 5).

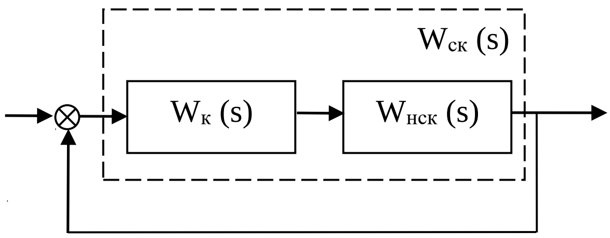

Рисунок 5 – последовательная коррекция

На структурной схеме рисунка 5 указано:

$W_{нск}$ (s) – передаточная функция нескорректированной системы;

$W_к$ (s) – передаточная функция корректирующего звена;

$W_{ск}$ (s) – передаточная функция скорректированной системы.

3.1 Построение ЛАХ нескорректированной части системы

Передаточная функция для нескорректированной части системы имеет вид:

$$W_{нск}(s) = \frac{20(3s+1)}{s^2(0.3s+1)(30s+1)}.$$

Для построения ЛАХ необходимо определить частоты сопряжения, порядок астатизма:

1. $\nu = 2$ (т.о. первоначальный наклон ЛАХ - 40 дб/дек)

2.К=20, тогда 20lgК=20lg(20)=26 (дб)

3. T_1=0,3 ω_1=3.33 lg ω_1=0.52

T_2=30 ω_2=0.033 lg ω_2=-1.47

T_3=3 ω_3=0.33 lg ω_3=-0.47

По полученным значениям построим график ЛАЧХ.

3.2 Построение желаемой ЛАХ

Построение желаемой ЛАХ удобно первоначально осуществлять раздельно в низкочастотном (I), среднечастотном (II) и высокочастотном (III) диапазонах.

Построение ЛАХ в низкочастотном диапазоне

Значение частоты для контрольной точки находится по формуле:

$$\omega_к = \frac{C_1}{C_2} = \frac{0{,}02}{0{,}04} = 0{,}5,$$

тогда $\lg\omega_к = -0.3$.

$\omega_к$ - это частота контрольной точки, кот. необходима для построения запретной области (в области низких частот).

Построение ЛАХ в среднечастотном диапазоне

На среднечастотном участке желаемая ЛАХ в наибольшей степени зависит от требования к динамическим показателям качества регулирования, например, в частности, времени регулирования и перерегулированию. На этом участке находится частота среза $\omega_{ср}$ и определяется запас устойчивости по фазе.

Величину $\omega_{ср}$ определим по заданным значениям времени регулирования и перерегулирования, используя номограмму Солодовникова.

$$\sigma = 25\% \to P_{\max} = 1.2 \to \omega_{ср} = \frac{3.2\pi}{60} = 0.17 \, рад/с.$$

lg $\omega_{ср}$ = -0.77.

Вид желаемой ЛАХ в среднечастотном диапазоне должен гарантировать необходимый запас устойчивости системы по фазе, что в максимальной степени обеспечивается, когда $L_{СК}(\omega)$ в районе частоты среза имеет достаточно протяженный участок с наклоном -20 дБ/дек.

Построение ЛАХ в высокочастотном диапазоне

Поведение желаемой ЛАХ в высокочастотном диапазоне зачастую повторяет поведение ЛАХ нескорректированной части системы, что значительно упрощает вид корректирующего устройства.

Таким образом, на основании полученных данных, построим желаемую ЛАХ.

По полученному графику запишем частоты сопряжения:

lg ω_1=-0,3 ω_1=0,5 T_1=2

lg ω_2=0.2 ω_2=1.58 T_2=0.63

lg ω_3=1.6 ω_3=39.8 T_3=0,025

Передаточная функция для скорректированной системы будет иметь вид:

$$W_{ск}(s)=\frac{20(0.63s+1)}{s(2s+1)(0.025s+1)^2}.$$

Тогда передаточная функция корректирующего устройства будет иметь вид:

$$W_{ку}(s)=\frac{W_{ск}(s)}{W_{нск}(s)}=\frac{20(0.63s+1)}{s(2s+1)(0.025s+1)^2}\cdot\frac{s^2(0.3s+1)(30s+1)}{20(3s+1)}=$$
$$=\frac{s(0.63s+1)(0.3s+1)(30s+1)}{(2s+1)(3s+1)(0.025s+1)^2}.$$

3.3 Исследование скорректированной системы

Построим с помощью пакета MATLAB логарифмические частотные характеристики, переходную характеристику, амплитудно-фазовую частотную характеристику. Определим различные показатели качества системы по полученным графикам.

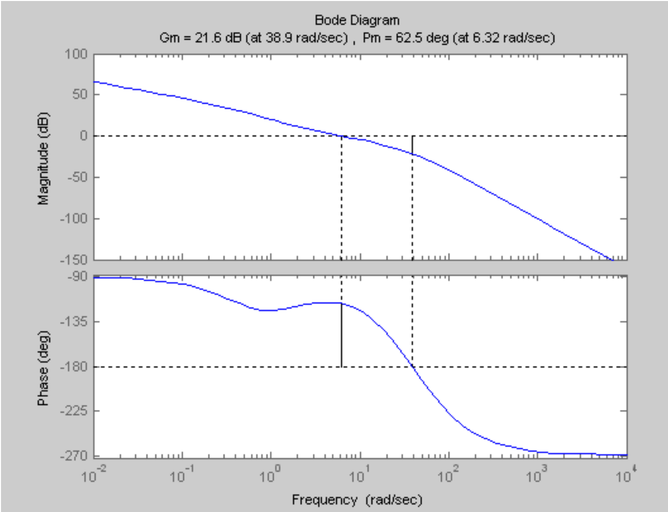

Рисунок 6 – ЛЧХ скорректированной системы

Как видно из ЛЧХ скорректированная система устойчива, запас по амплитуде составляет 21.6 дб, запас по фазе 62.5º.

Для построения переходной характеристики систему необходимо охватить единичной обратной связью.

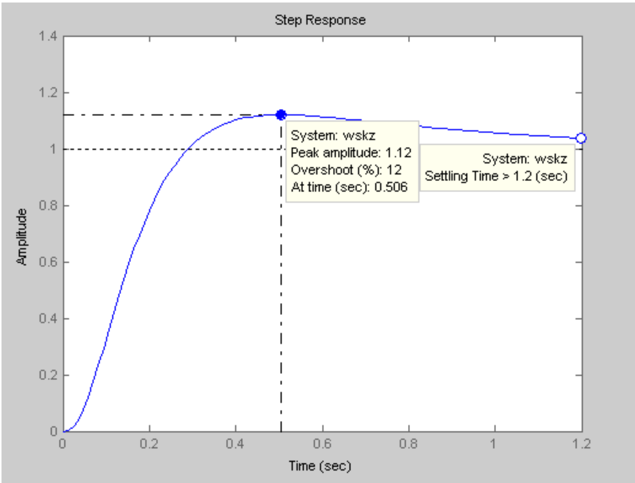

Рисунок 7 –Переходная характеристика скорректированной системы

Определим прямые показатели качества по полученной переходной характеристике:

1. длительность переходного процесса для скорректированной системы $t_p = 1{,}51$ с;
2. относительное перерегулирование в переходном процессе $\sigma = 12$ %.

На основании полученных показателей качества можно сделать вывод о том, что цели коррекции были достигнуты.

Для анализа системы с помощью построения АФЧХ системы необходимо проверить ее состояние в разомкнутом виде. Найдем корни характеристического уравнения для разомкнутой системы:

0

-40.0000

-40.0000

-0.5000

Как видно, скорректированная система в разомкнутом состоянии устойчива, т.к. все корни характеристического уравнения отрицательные.

Тогда для устойчивости системы при анализе ее с помощью АФХ необходимо, чтобы она не охватывала критическую точку (-1; j0).

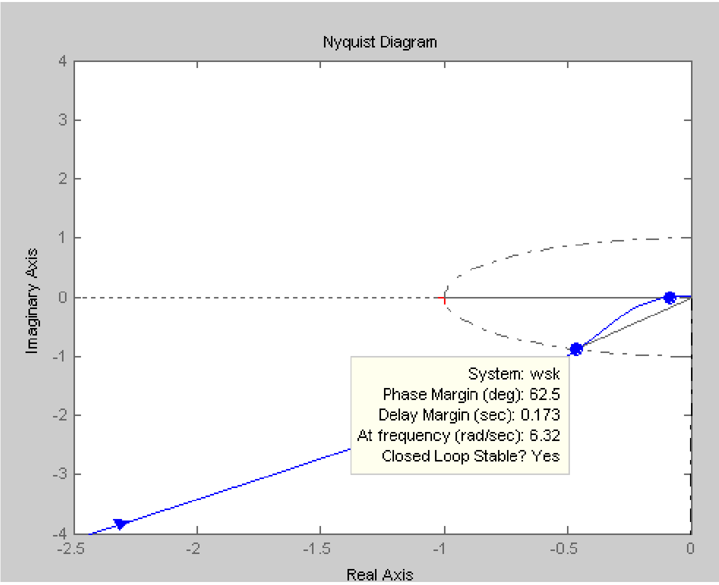

Рисунок 8 – АФЧХ скорректированной системы

Так как характеристика не охватывает критическую точку можно сделать вывод, что система устойчива.

Таким образом, для системы, заданной передаточной функцией нескорректированной части, с помощью метода построения логарифмических характеристик был определен вид корректирующего устройства, при последовательном включении которого в систему обеспечиваются заявленные требования к показателям качества для переходного процесса, а именно:

1. длительность переходного процесса составила $t_p = 1{,}51$ с,
2. относительное перерегулирование в переходном процессе $\sigma = 12$ %.

4. Синтез системы управления с использованием метода В.Я.Ротача

Заданная передаточная функция нескорректированной системы:

$$W_{нск}(s) = \frac{20(3s+1)}{s^2(0.3s+1)(30s+1)}.$$

По таблице соответствия оценок запаса устойчивости по заданной степени затухания найдем частотный показатель колебательности:
M=1.55.

В задании требуется обеспечить следующие условия:

$\nu = 1$, σ=25%, T_p=2, C_1=0.02, C_2=0.04.

Таким образом, чтобы из системы с порядком астатизма 2 сделать систему с порядком астатизма 1 будем использовать ПД-регулятор

Передаточная функция регулятора:

$$W_p(p) = K_p(1+T_д p).$$

На комплексной плоскости строим АФЧХ системы [4]. Из начала координат проводим луч под углом β к отрицательной вещественной полуоси. Угол β определяется по формуле:

$$\beta = \arcsin\frac{1}{M}.$$

В рассматриваемом случае:

$$\beta = \arcsin\frac{1}{1.55} = 40.18^{o}.$$

Далее чертится окружность с центром на вещественной отрицательной полуоси так, чтобы она касалась построенной АФЧХ объекта и луча под углом β. Определяется радиус этой окружности r. Искомый параметр настройки для П-регулятора определяется по формуле:

$$K_p = \frac{M}{r(M^2-1)}.$$

Воспользуемся программной средой MATLAB

Алгоритм расчета, исполненный в М-файле такой:

1 – ввод частотного показателя колебательности.

2 – ввод с помощью специальной команды tf() передаточной функции объекта.

3 – ввод предельных значений с шагом по координате x, необходимых для построения луча.

4 – задание уравнения для луча под углом β.

5 – ввод величины радиуса окружности. Данное значение в файле как раз и подлежит настройке.

6 – функция, задающая окружность в пакете MATLAB. При этом центр этой окружности корректируется в процессе поиска оптимального значения, чтобы окружность касалась луча и АФЧХ объекта.

7 – команда построения АФЧХ объекта.

8 – команда для «закрепления» графика, чтобы при последующей прорисовке он не затирался программой.

9 – построение луча под углом β.

10 – построение окружности.

11 – расчет коэффициента регулятора K_p.

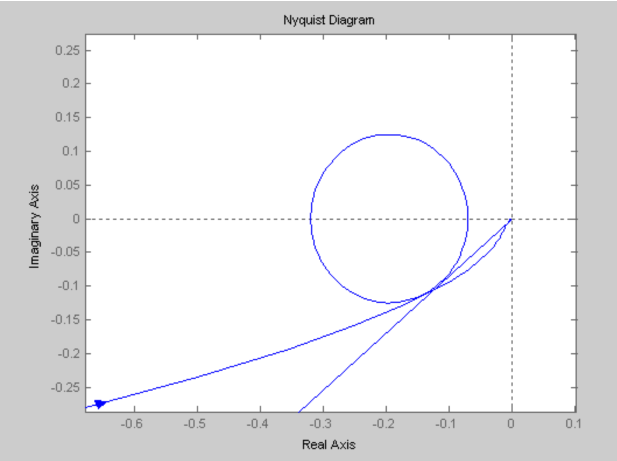

Рисунок 9 – Расчет настройки ПД-регулятора (K_p = 8,84, $T_{ä}$ =1,2)

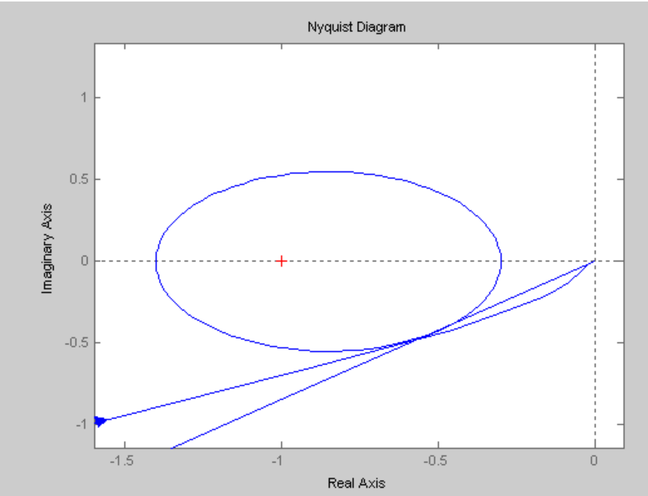

Рисунок 10 – Расчет настройки ПД-регулятора (K_p = 1,001, $T_{ä}$ =4)

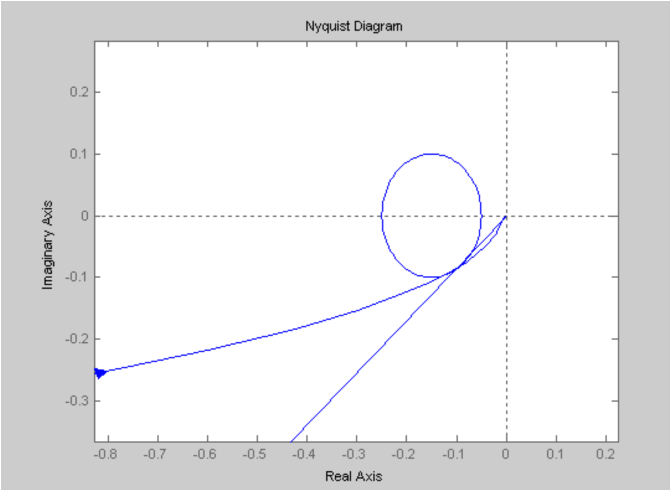

Рисунок 11 – Расчет настройки ПД-регулятора (K_p = 11,05, $T_ä$ =1)

Таким образом, с использованием М-файла, путем подбора параметров окружности (радиус и точка позиционирования), были подобраны такие значения, чтобы окружность одновременно касалась и луча под углом β, и АФЧХ объекта.

По известным значениям радиуса окружности и частотного показателя колебательности найдем искомые параметры ПД-регулятора:

$W_p(p) = 11(1 + p)$.

Для полученной скорректированной системы построим график переходной характеристики.

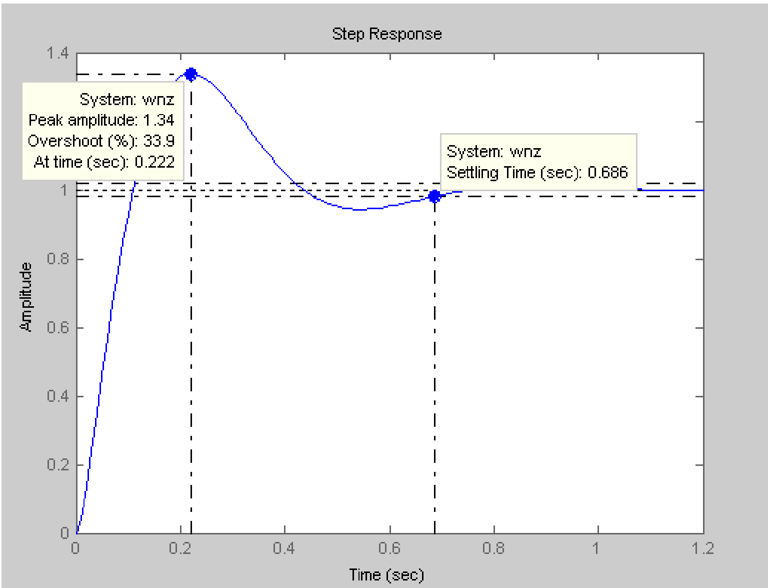

Рисунок 12 – График переходного процесса скорректированной системы

Определим прямые показатели качества по полученной переходной характеристике:

1. длительность переходного процесса для скорректированной системы t_p = 0,68 с;
2. относительное перерегулирование в переходном процессе σ =33,9 %.

На основании полученных показателей качества можно сделать вывод о том, что цели коррекции были достигнуты частично, т.к. длительность переходного процесса значительно меньше заданного значения (2 с), но величина перерегулирования превышает заданное значение. Для улучшения показателей качества системы можно повысить величину K_p регулятора.

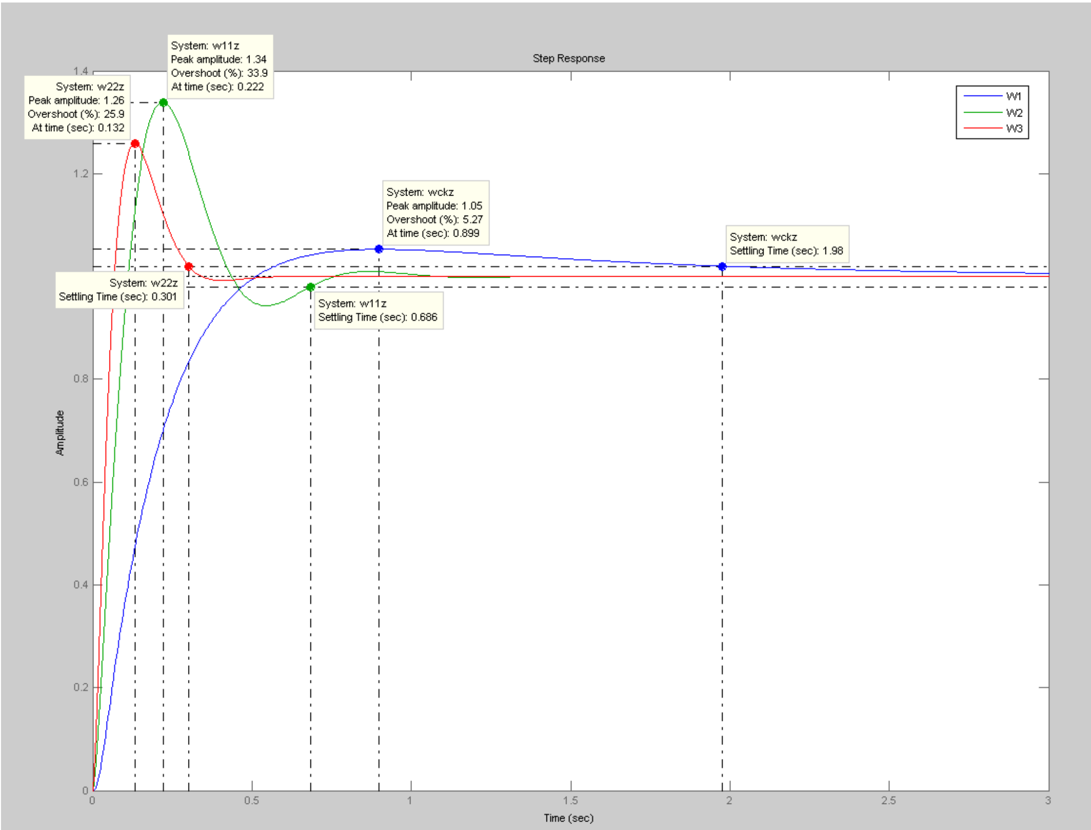

Рисунок 13 – Переходные процессы для скорректированных систем

На рисунке 13 представлены переходные процессы:

W1 – переходная характеристика для системы, полученной в п.3;

W2 – переходная характеристика при K_p = 11;

W3 – переходная характеристика при K_p = 22.

Таким образом, были получены варианты коррекции заданной системы, удовлетворяющие требованиям по качеству.

Заключение

В курсовой работе исследуются методы анализа и синтеза систем управления, рассматриваются возможности пакета MatLab как средства анализа систем управления.

Учитывая то, что задачи синтеза систем управления являются первоочередными в процессе автоматизации, большая часть курсовой работы уделена вопросом расчета параметров настройки регуляторов в системах управления.

Так, в разделе 3 для системы 4го порядка была найдена передаточная функция регулятора, включение которого в структурную схему системы последовательно позволяет добиться таких показателей качества системы как длительность переходного процесса $t_p = 1{,}51$ с, относительное перерегулирование в переходном процессе $\sigma = 12$ %.

Также хорошие результаты синтеза системы были получены в разделе 4, где коррекция осуществлялась с помощью типового ПД-регулятора с помощью метода В.Я. Ротача.

Список источников

1. Бесекерский В.Л., Попов Е. II. Теория систем автоматического управления / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. - Изд. 4-е, перераб. и доп. — СПб, Изд-во «Профессия», 2003. - 752 с.
2. Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т.1. Линейные системы. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 288 с
3. Методические указания к лабораторной работе № 4 по дисциплине «Теория автоматического управления» на тему «Синтез линейных систем», Тюмень 2008
4. Методические указания к лабораторной работе № 6 по дисциплине «Теория автоматического управления» на тему «Параметрический синтез линейных систем регулирования с оценкой запаса устойчивости по максимуму АЧХ замкнутой системы», Тюмень 2008

Приложение 1

Листинг программы

```
>> syms s
>> expand(s^2*(0.3*s+1)*(30*s+1))

ans =

9*s^4+303/10*s^3+s^2


>> w=tf([60 20],[9 303/10 1 0 0])

Transfer function:
      60 s + 20
----------------------
9 s^4 + 30.3 s^3 + s^2

>> pole(w)

ans =

         0
         0
   -3.3333
   -0.0333

>> wz=feedback(w,1)

Transfer function:
            60 s + 20
----------------------------------
9 s^4 + 30.3 s^3 + s^2 + 60 s + 20

>> pole(wz)

ans =

  -3.7657
   0.3595 + 1.3094i
   0.3595 - 1.3094i
  -0.3201

>> step()wz
>> impulse(wz)
>> nyquist(w)
>> expand(s*(2*s+1)*(0.025*s+1)^2)

ans =
```

```
1/800*s^4+161/1600*s^3+41/20*s^2+s


>> wsk=tf([12.6 20],[1/800 161/1600 41/20 1 0])

Transfer function:
             12.6 s + 20
---------------------------------------
0.00125 s^4 + 0.1006 s^3 + 2.05 s^2 + s

>> margin(wsk)
>> wskz=feedback(wsk,1)

Transfer function:
                  12.6 s + 20
------------------------------------------------
0.00125 s^4 + 0.1006 s^3 + 2.05 s^2 + 13.6 s + 20

>> step(wskz)
>> pole(wskz)

ans =

  -53.5754
  -15.2739
   -9.6177
   -2.0330

>> pole(wsk)

ans =

         0
  -40.0000
  -40.0000
   -0.5000

>> nyquist(wsk)
```

Приложение 2

ЛАЧХ нескорректированной и скорректированной системы