

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет
«Дніпровська політехніка»

Інститут Електроенергетики
(інститут)

Електротехнічний факультет
(факультет)

Кафедра електропривода
(повна назва)

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
кваліфікаційної роботи ступеню магістра
(бакалавра, спеціаліста, магістра)

студента Сторчака Євгена Валерійовича
(ПІБ)

академічної групи 141М-17-4
(шифр)

спеціальності 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка
(код і назва спеціальності)

спеціалізації _____

за освітньо-професійною програмою Електромеханічні системи автоматизації та електропривод

(офіційна назва)

на тему Настроювання системи підпорядкованого регулювання методом стандартних характеристичних поліномів

(назва за наказом ректора)

Керівники	Прізвище, ініціали	Оцінка за шкалою		Підпис
		рейтингов ою	інституційною	
кваліфікаційної роботи	Колб А.А.			
розділів:				
Спеціальна частина	Колб А.А.			
Економіка	Тимошенко Л.В.			
Рецензент				
Нормоконтролер	Казачковський М.М.			

Дніпро
2018

ЗАТВЕРДЖЕНО:
завідувач кафедри
електропривода
(повна назва)

_____ Казачковський М.М.
(підпис) (прізвище, ініціали)

« _____ » _____ 20__ року

ЗАВДАННЯ
на кваліфікаційну роботу
ступеня магістра
(бакалавра, спеціаліста, магістра)

студенту Сторчаку Свгену Валерійовичу академічної групи 141М-17-4
(прізвище та ініціали) (шифр)

спеціальності 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка
(код і назва спеціальності)

спеціалізації _____
за освітньо-професійною програмою Електромеханічні системи автоматизації та електропривод
(офіційна назва)

на тему Настроювання системи підпорядкованого регулювання методом стандартних характеристичних поліномів

затверджену наказом ректора НТУ «Дніпровська політехніка» від _____ № _____

Розділ	Зміст	Термін виконання
Технологічний	Система підпорядкованого регулювання. Критерії оптимального налаштування контурів. Контури регулювання струму і швидкості, їх налагоджування	31.10.18
Автоматизований електропривод	Розробка коригувальних ланок системи підпорядкованого регулювання Пі-регулятором швидкості	10.11.18
Дослідження динаміки електроприводу	Аналіз впливу зв'язків на якісні показники перехідного процесу.	25.10.18
Економічний	Провести розрахунки капітальних затрат та експлуатаційних витрат при модернізації системи	10.12.18

Завдання видано _____
(підпис керівника)

Колб А.А.
(прізвище, ініціали)

Дата видачі 15 жовтня 2018

Дата подання до екзаменаційної комісії _____

Прийнято до виконання _____
(підпис студента)

Сторчак Є.В.
(прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка стр. 61., рис. 26., табл. 9., 8 источников.

Объект исследований – системы подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости.

Предмет исследований – быстродействие систем подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости.

Цель дипломной работы – обеспечение необходимых показателей качества переходных процессов систем подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости с помощью разработки и исследования корректирующих связей.

В данной работе исследованы два метода улучшения быстродействия систем подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости: применение параллельного корректирующего устройства и метод понижения порядка характеристического полинома замкнутой системы.

Практическая ценность результатов состоит в разработке корректирующих связей систем подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости, возможность их реализации и использования на практике.

Экономический эффект от реализации результатов работы можно ожидать положительным благодаря улучшению показателей качества переходных процессов (перерегулирование, время первого согласования и время переходного процесса) в системах подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости.

СИСТЕМА ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ, ПИ-РЕГУЛЯТОР СКОРОСТИ, КОРРЕКТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА, ПОКАЗАТЕЛИ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ, БЫСТРОДЕЙСТВИЕ СИСТЕМЫ.

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка с. 54, рис. 26, табл. 2, 8 источников.

Об'єкт досліджень - системи підлеглого регулювання з ПІ-регулятором швидкості.

Предмет досліджень - швидкодія систем підпорядкованого регулювання з ПІ-регулятором швидкості.

Мета дипломної роботи - забезпечення необхідних показників якості перехідних процесів систем підпорядкованого регулювання з ПІ-регулятором швидкості за допомогою розробки і дослідження коригувальних зв'язків.

У даній роботі досліджені два методи поліпшення швидкодії систем підпорядкованого регулювання з ПІ-регулятором швидкості: застосування паралельного коригувального пристрою і спосіб зниження порядку характеристичного полінома замкнутої системи.

Практична цінність результатів полягає в розробці коригувальних зв'язків систем підпорядкованого регулювання з ПІ-регулятором швидкості, можливість їх реалізації і використання на практиці.

Економічний ефект від реалізації результатів роботи можна очікувати позитивних завдяки поліпшенню показників якості перехідних процесів (перерегулювання, час першого узгодження і час перехідного процесу) в системах підлеглого регулювання з ПІ-регулятором швидкості.

СИСТЕМА ПІДПОРЯДКОВАНОГО РЕГУЛЮВАННЯ, ПІ-РЕГУЛЯТОР ШВИДКОСТІ, КОРИГУВАЛЬНІ ПРИСТРОЇ, ПОКАЗНИКИ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ, ШВИДКОДІЯ СИСТЕМИ.

Abstract

Explanatory note page 54, fig. 26, tab. 2, 8 sources.

The object of research - the system of subordinate regulation
PI speed regulator.

The subject of research is the speed of subordinate control systems with a PI speed controller.

The aim of the thesis is to provide the necessary indicators of the quality of transient processes in subordinate control systems with a PI speed controller through the development and study of corrective links.

In this paper, we investigated two methods for improving the speed of subordinate control systems with a PI speed controller: the use of a parallel correction device and the method of reducing the order of the characteristic polynomial of a closed system.

The practical value of the results consists in the development of corrective connections of the subordinate control systems with the PI speed controller, the possibility of their implementation and use in practice.

The economic effect from the implementation of the results of work can be expected to be positive due to the improvement of the quality indicators of transients (overshoot, time of the first approval and time of the transition process) in the systems of subordinate regulation with the PI speed controller.

SLAVE REGULATION SYSTEM, PI-SPEED REGULATOR,
CORRECTING DEVICES, TRANSITION PROCESS INDICATORS, SYSTEM
SPEED.

СОДЕРЖАНИЕ

	стр.
РЕФЕРАТ.....	3
ВВЕДЕНИЕ.....	7
1 СИСТЕМА ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ С ПИ-РЕГУЛЯТОРОМ СКОРОСТИ.....	8
1.1 Показатели качества переходных процессов в системе подчиненного регулирования.....	8
1.2 Критерии оптимальной настройки контуров.....	10
1.3 Контуровы регулирования тока и скорости, их настройка.....	20
2 РАЗРАБОТКА КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЗВЕНЬЕВ СИСТЕМЫ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ С ПИ-РЕГУЛЯТОРОМ СКОРОСТИ.....	26
2.1 Улучшение качества переходных процессов приводов с Пи-регулятором Скорости применением параллельного корректирующего устройства.....	26
2.2 Повышение быстродействия систем подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости путем понижения порядка характеристического полинома замкнутой системы.....	36
3 АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ КОРРЕКТИРУЮЩИХ СВЯЗЕЙ НА КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА.....	50
ВЫВОДЫ.....	54
4 ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ.....	55
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	66

ВВЕДЕНИЕ

Системы подчиненного регулирования наряду с такими преимуществами как простота, независимость настройки контуров и удобство ограничения регулируемых переменных имеет существенный недостаток, заключающийся в уменьшении вдвое быстродействия каждого последующего контура. Поэтому является актуальным поиск и синтез таких систем автоматического регулирования, которые были бы максимально приближены к системам подчиненного регулирования, но обладали большим быстродействием. Поставленная задача может быть решена несколькими способами.

В данной работе будут рассмотрены такие методы, как применение параллельного корректирующего устройства и изменение порядка характеристического уравнения замкнутой системы, путем подбора параметров корректирующих связей, влияющих только на полином числителя, а также будет проведен сравнительный анализ данных методов.

1 СИСТЕМА ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ С ПИ-РЕГУЛЯТОРОМ СКОРОСТИ

1.1 Показатели качества переходных процессов в системе подчиненного регулирования

Качеством процесса регулирования называется характер переходного процесса устойчивой системы, зависящий от параметров системы регулирования и характера управляющих и возмущающих воздействий.

Показателями качества называются величины, характеризующие поведение системы в переходном процессе, вызванном каким-либо типовым внешним воздействием (наиболее часто единичным ступенчатым воздействием).

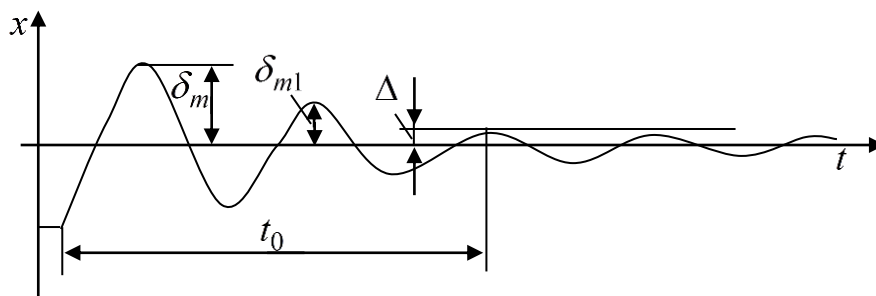


Рисунок 1.1 - Показатели качества переходного процесса

Рассмотрим основные показатели качества.

1. Время регулирования t_0 — время, в течение которого отклонение регулируемой величины от заданного значения становится меньше наперед заданной величины Δ (рис. 1).

2. Величина перерегулирования — максимальное отклонение δ_m , регулируемой величины от нового заданного значения в сторону, противоположную от начального значения. В тех случаях, когда регулируемая величина приближается к новому заданному значению только с одной стороны, не выходя за пределы, ограниченные начальным и новым заданным значениями, перерегулирование отсутствует.

3. Установившееся отклонение — величина отклонения регулируемой величины от заданного значения в установившемся процессе.

4. Характер затухания переходного процесса может быть монотонным, аperiodическим или колебательным.

5. Колебательность переходного процесса — число колебаний регулируемой величины около нового установившегося ее значения. Оно обычно не должно превышать заданного числа.

6. Степень устойчивости, характеризующая быстроту затухания переходного процесса. Степень устойчивости выражается абсолютным значением вещественной части корня характеристического уравнения устойчивой системы, находящегося на наименьшем расстоянии от мнимой оси комплексной плоскости корней.

К переходным процессам систем автоматического регулирования, кроме перечисленных выше, могут быть предъявлены и другие требования, обусловленные конкретными условиями эксплуатации.

Чтобы установить, в какой степени показатели качества конкретной системы автоматического регулирования удовлетворяют предъявленным требованиям, необходимо решить дифференциальное уравнение системы при заданных возмущениях и построить кривую переходного процесса. Это так называемый прямой метод исследования качества. Однако он не дает возможности для систем высокого порядка (выше третьего) судить о влиянии на переходный процесс параметров системы и о целесообразном направлении изменения параметров для того, чтобы исправить неудовлетворительный переходный процесс.

Некоторые показатели качества переходного процесса существенно зависят от вида возмущающего воздействия, следствием которого является переходный процесс.

1.2 Критерии оптимальной настройки контуров

Настройка многоконтурной системы с подчиненным регулированием параметров достигается последовательной оптимизацией контуров системы начиная с внутреннего и кончая внешним. Под оптимизацией контура обычно понимают такую его настройку, которая наилучшим образом отвечает поставленным требованиям. Эти требования можно разбить на две основные группы: требования к динамике (поведению системы в переходных режимах) и требования к поведению системы при изменении внешних условий ее работы (например, при изменении напряжения или частоты питающей сети, температуры и др.).

Что касается требований к динамике, то их смысл сводится к тому чтобы сделать систему управления как можно более гибкой. Регулятор должен быть настроен так, чтобы регулируемая величина как можно быстрее и точнее следовала за изменением задания, а также возможно меньше отклонялась от заданной величины при воздействии различных возмущений.

Отклонения регулируемой величины от заданного значения должны устраняться регулятором за кратчайшее время и с минимальным перерегулированием. В реальных системах эти два требования — минимальное время отработки и отсутствие (или минимальная величина) перерегулирования — обычно вступают в противоречие.

Если при настройке контура не ставится задача получения минимального времени первого достижения установившегося значения при любом

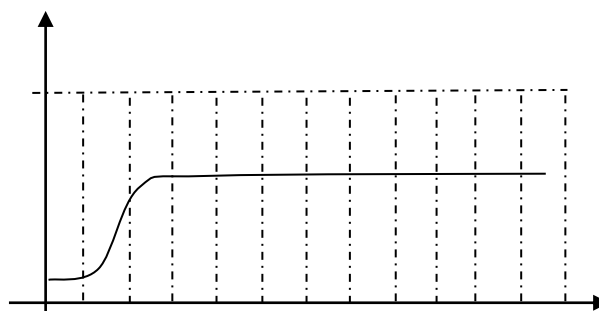


Рисунок 1.2 - Осциллограмма, характеризующая оптимальную реакцию регулируемой величины на скачок задания

перерегулировании или, наоборот, не выдвигается требование полного отсутствия перерегулирования, то наилучшей можно признать настройку, соответствующую осциллограмме на рис. 1.2, при которой время первого достижения установившегося значения составляет $\frac{3}{4}$ отметки, а время окончательного его достижения не превышает $1\frac{3}{4}$ отметки времени при перерегулировании порядка 4—5%. Подобной реакцией на скачок задающей величины обладает система второго порядка с коэффициентом демпфирования $\xi \approx 0,6 \div 0,8$.

При $\xi \approx 0,707$ картина переходного процесса близка к принятой нами за оптимальную (рис. 1.3). В большинстве практических случаев такую настройку

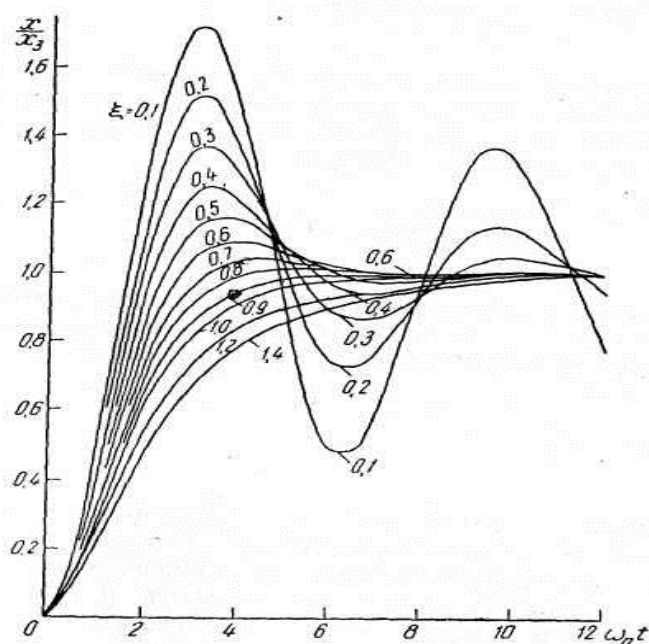


Рисунок 1.3 - Реакция системы второго порядка на скачок задающей величины при различных значениях коэффициента затухания (демпфирования)

можно считать оптимальной. Однако следует еще раз отметить, что время регулирования можно сократить, повысив величину перерегулирования (в известных пределах), и наоборот.

Оптимальную настройку контура, соответствующую осциллограмме на рис. 1.2 нетрудно рассчитать, зная параметры объекта регулирования — коэффициент передачи, большие и малые постоянные времени. В большинстве случаев объект регулирования в каждом из контуров системы подчиненного управления характеризуется одной большой постоянной времени (реже двумя). Другие постоянные времени, сумма которых не превышает большой постоянной, называются малыми постоянными времени.

Для оптимизации отдельных контуров систем подчиненного регулирования в практике расчетов системы управления электроприводами наибольшее распространение получили два критерия — технический и симметричный.

Указанные критерии опираются на использовании частного критерия оптимальности, который заключается в том, что качество переходных процессов в оптимизируемом контуре с единичной обратной связью при ступенчатом управляющем воздействии будет оптимальной, если АЧХ замкнутого контура (модуль передаточной функции замкнутого контура) в достаточно широком частотном интервале начиная с нуля, равняется единице. Максимальному приближению к идеальному фильтру низких частот отвечает:

$$W(p) = \left| W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} \right|_{p=j\omega} = \begin{cases} 1 & 0 \leq \omega \leq \omega_{3p} \\ 0 & \omega > \omega_{3p} \end{cases} \quad (1.1)$$

где ω_{3p} - частота среза.

Условие (1.1) выполняется при:

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{d^k}{d\omega^k} |W(j\omega)| = 0, \text{ где } k = 1, 2, \dots \quad (1.2)$$

При условии, что передаточная функция замкнутой системы имеет вид:

$$W(p) = \frac{b_0 + \sum_{i=1}^m b_i p^i}{a_0 + \sum_{j=1}^n b_n p^n}, \quad (1.3)$$

и с использованием (1.2) получим соотношение для коэффициентов полиномов числителя и знаменателя:

$$\left. \begin{aligned}
 (b_1^2 - 2b_0b_2)a_0^2 &= b_0^2(a_1^2 - 2a_0a_2) \\
 (b_2^2 - 2b_1b_3 + 2b_0b_4)a_0^2 &= b_0^2(a_2^2 - 2a_1a_3 + 2a_0a_4) \\
 (b_3^2 - 2b_2b_4 + 2b_1b_3 - 2b_0b_6)a_0^2 &= b_0^2(a_3^2 - 2a_2a_4 + 2a_1a_3 - 2a_0a_6) \\
 \dots\dots\dots \\
 \left(b_r^2 + 2\sum_{l=1}^r (-1)^l b_{r-l}b_{r+l} \right) a_0^2 &= b_0^2 \left(a_r^2 + 2\sum_{l=1}^r (-1)^l a_{r-l}a_{r+l} \right)
 \end{aligned} \right\} (1.4)$$

В случае, когда система содержит r коэффициентов, то r уравнений могут быть разрешимые, а передаточная функция (1.3) будет оптимальной. Достигнутый при этом оптимум является оптимумом по модулю.

Предположим, что передаточная функция объекта управления имеет вид:

$$W(p) = \frac{k_{об}}{\prod_{k=1}^m (1 + \tau_{wk} p)(1 + T_\mu p)} \quad (1.5)$$

где τ_{wk} - большая постоянная времени объекта управления;

T_μ - малая некомпенсированная постоянная времени ($\tau_{wk} \gg T_\mu$).

Передаточную функцию регулятора запишем как:

$$W_r(p) = \frac{\prod_{i=1}^n (1 + \tau_{ri} p)}{\tau_0 p} \quad (1.6)$$

Передаточная функция замкнутой системы по прямому каналу управления запишется в виде:

$$W_{зам}(p) = \frac{k_{об} \prod_{i=1}^n (1 + \tau_{ri} p)}{\tau_0 p \prod_{k=1}^m (1 + \tau_{wk} p) (1 + T_{\mu} p) + k_{об} \prod_{i=1}^n (1 + \tau_{ri} p)} \quad (1.7)$$

Технический критерий оптимизации возможно сформулировать следующим образом:

1. количество больших постоянных времени в полиноме числителя передаточной функции регулятора должно равняться количеству больших постоянных времени передаточной функции объекта управления, причем, указанные постоянные должны попарно равняться одна другой по абсолютной величиной - $\tau_{ri} = \tau_{wk} (i = k)$;

2. постоянная времени интегрирования τ_0 должна выбираться при условии, что $\tau_0 = 2T_{\mu} k_{об}$.

При выполнении условий 1, 2 переходному процессу присущи следующие характеристики: перерегулирование $\sigma = 4,35\%$; время первого согласования $t_n = 4,7T_{\mu}$; время регулирования (при 2% отклонении): $t_k = 8,4T_{\mu}$. Контур, который оптимизирован по модульному оптимуму по управляющему воздействию является астатическим.

Передаточные функции разомкнутого и замкнутого контура, который оптимизирован по техническому критерию приобретают вид:

$$W_{роз}(p) = \frac{1}{2T_{\mu} p (1 + T_{\mu} p)}, \quad (1.8)$$

$$W_{зам}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1} \quad (1.9)$$

Настройка по «модульному» оптимуму не является оптимальной ни по быстродействию, которое можно увеличить, повышая перерегулирование, ни по перерегулированию, которое можно уменьшить, снижая быстродействие.

Однако такая настройка в большинстве случаев удовлетворяет требованиям и в отношении быстродействия, и в отношении перерегулирования. Благодаря этому, а также простоте реализации настройка по модульному критерию является наиболее распространенным способом оптимальной настройки контуров регулирования. Быстродействие оптимизированного контура ограничивается малыми постоянными времени.

Технический критерий оптимизации использовать недопустимо, когда объект управления содержит звено идеального интегрирования. В этом случае следует воспользоваться симметричным оптимумом.

Рассмотрим схему, которая приведена на рис. 1.4. На вход системы включено звено с передаточной функцией (здатчик интенсивности):

$$W_f(p) = \frac{1}{\tau_0 p} \text{ или } W_f(p) = \frac{1}{(1 + T_z p)}; F_2(p) - \text{возмущение, которое действует}$$

на объект управления (момент сопротивления на валу двигателя).

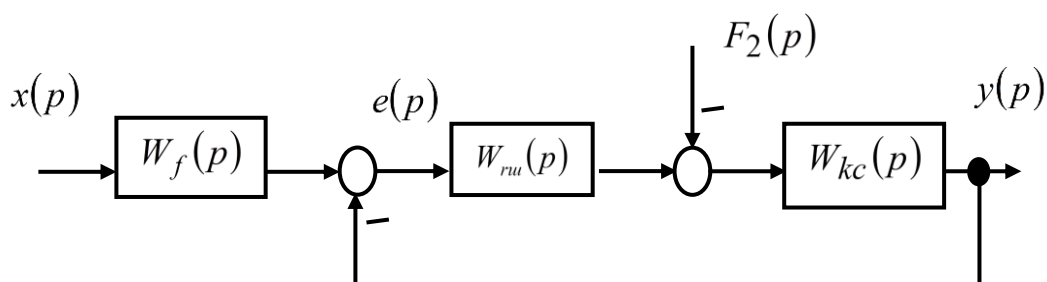


Рисунок 1.4 - Структурная схема контура, оптимизируемого по симметричному критерию

Допустим, что объект управления имеет лишь одну большую постоянную времени T_m :

$$W_{kc}(p) = \frac{k_{об}}{T_m p (1 + T_\mu p)} \quad (1.10)$$

Из (1.10) определим передаточную функцию регулятора:

$$W_{ru}(p) = \frac{1 + \tau_{ru}p}{\tau_0 p} \quad (1.11)$$

Передаточная функция контура, оптимизированного по симметричному критерию приобретает вид:

$$W_{onm}(p) = \frac{k_{o\delta}(1 + \tau_{ru}p)}{(1 + T_z p)[\tau_0 p T_m p(1 + T_\mu p)] + k_{o\delta}(1 + \tau_{ru}p)} \quad (1.12)$$

При условии, что: $\frac{(1 + \tau_{ru}p)}{(1 + T_z p)} = 1$, получим:

$$W_{onm}(p) = \frac{1}{p^2 \frac{T_m}{k_{o\delta}} \tau_0 (1 + T_\mu p) + (1 + \tau_{ru}p)} \quad (1.13)$$

Выполняя оптимизацию контура с передаточной функцией (1.13) по модульному критерию путем сравнения коэффициентов выражений (1.13) и (1.4) получим:

$$\tau_{ru} = 4T_\mu, \quad (1.14)$$

$$\frac{\tau_0}{k_{o\delta}} = 2T_\mu \frac{\tau_{ru}}{T_m} = \frac{8T_\mu^2}{T_m} \quad (1.15)$$

Передаточные функции разомкнутого и замкнутого контуров, которые оптимизированы по симметричному критерию с учетом (1.14, 1.15) и при условии, что $W_f(p) = 1$ запишутся как:

$$W_{onm}^{poz}(p) = \frac{k_a(1 + 4T_\mu p)}{p^2(1 + T_\mu p)} \quad (1.16)$$

где $k_a = \frac{1}{8T_\mu^2}$ - коэффициент усиления контура по производной $[c^{-2}]$.

$$W_{opt}^{зам}(p) = \frac{1 + 4T_\mu p}{1 + 4T_\mu p + 8T_\mu^2 p^2 + 8T_\mu^3 p^3} \quad (1.17)$$

Логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики разомкнутого оптимизированного контура являются симметричными относительно частоты среза, что и стало основанием для названия метода оптимизации. Характеристика ФЧХ на рис. 1.5 приведена при условии, что

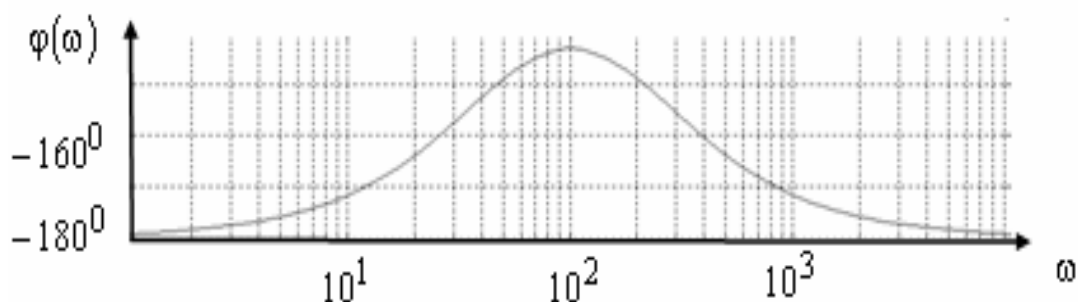


Рисунок 1.5 - ФЧХ оптимизируемого контура

$\dot{O}_\mu = 0,005$ с. Переходному процессу присущи следующие характеристики: перерегулирование $\sigma = 43,4\%$; время первого согласования $t_n = 3,1T_\mu$; время регулирования (при 2% отклонении): $t_k = 16,5T_\mu$.

Существенным недостатком симметричного оптимума является большое перерегулирование когда $W_f(p) = 1$, что предопределяется наличием форсирующего звена $(1 + 4T_\mu p)$ в выражениях (1.16, 1.17).

Таким образом, симметричный оптимум является оптимумом еще в меньшей степени, чем модульный. Настройка по модульному оптимуму представляет собой компромисс между быстродействием и перерегулированием; отойти от настройки по модульному оптимуму означает или проигрыш в

быстродействию, или увеличение перерегулирования. Настройку контура, выполненную по симметричному оптимуму, можно улучшить, увеличив в 1,25 раза частоту среза ω_c контура. Сопрягающие частоты слева и справа от частоты среза остаются теми же, что и при настройке по симметричному оптимуму. При такой настройке несколько снижается перерегулирование и увеличивается быстродействие.

В результате выбора ПИ-регулятора для настройки контура, содержащего интегрирующее звено в объекте регулирования, получается двукратно интегрируемая система, характеризующаяся высоким быстродействием при отработке возмущений и отсутствием статической ошибки.

Сравнительная характеристика показателей переходных процессов при техническом и симметричном оптимумах приведена в таблице 1.1.

Таблица 1.1 - Основные показатели технического и симметричного оптимумов

№ п/п	Показатель	Критерий оптимизации	
		Технический	Симметричный
1	Перерегулирование, $\sigma, \%$	4,35	43,4
2	Время первого согласования, t_0, c	$4,7T_\mu$	$3,1T_\mu$
3	Время регулирования (при 2% отклонении)	$8,4T_\mu$	$16,5T_\mu$
4	Порядок астатизма по управляющему воздействию	1	2
5	Порядок астатизма по возмущению	0	1

1.3 Контуры регулирования тока и скорости

На рис. 1.6 приведена структурная схема контура регулирования скорости электропривода постоянного тока, а отдельным контуром выделен контур регулирования тока. На данной схеме:

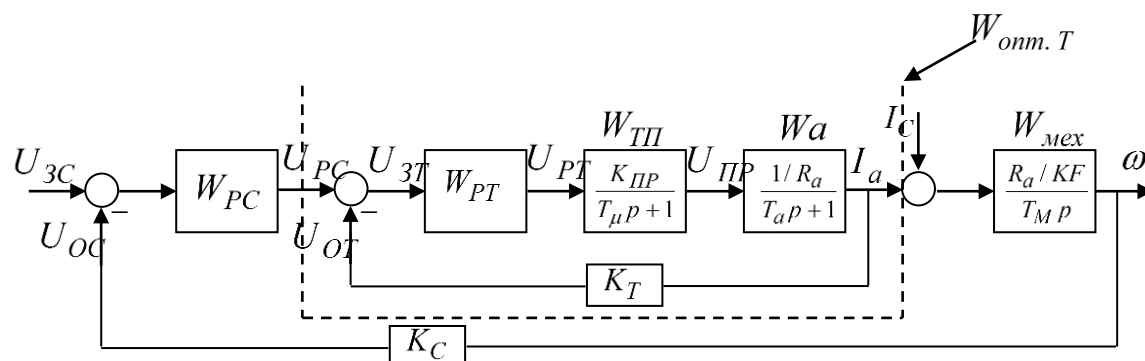


Рисунок 1.6 - Структурная схема контура регулирования скорости

U_{3C} - входное напряжение (напряжение задания на скорость)

U_{OC} (U_{OT}) - напряжение обратной связи по скорости (току)

W_{PC} - передаточная функция (ПФ) регулятора скорости

W_{PT} - ПФ регулятора тока

$W_{ТП}$ - ПФ тиристорного преобразователя

W_a - якорное звено двигателя постоянного тока

$W_{мех}$ - ПФ механической составляющей двигателя

$W_{опт. Т}$ - оптимизированный замкнутый контур тока

K_T - коэффициент обратной связи по току

K_C - коэффициент обратной связи по скорости

В системе подчиненного регулирования число регуляторов и контуров управления равняется числу управляемых координат. Исходный сигнал внешнего регулятора является входным для подчиненного. Расчет и синтез регуляторов выполняется независимо начиная от внутреннего контура. Во

время синтеза систем подчиненного регулирования используют стандартные настраивания регуляторов (фильтры Баттвортса второй или третьей степени).

Рассмотрим каждый из контуров.

В контуре тока регулятор тока $W_{PT}(p)$ компенсирует большую постоянную времени (постоянная цепи якоря T_a), поэтому его числитель равняется $(T_a p + 1)$. Передаточная функция с некомпенсированной постоянной запишется как (для контура тока):

$$W_{неск}(p) = \frac{K_T K_{ТП} \frac{1}{R_a}}{T_a p + 1} \quad (1.18)$$

Регулятор тока обрабатывает ПИ - закон управления и имеет передаточную функцию:

$$W_{PT}(p) = \frac{k_i \left(1 + \frac{k_n}{k_i} p \right)}{p} \quad (1.19)$$

где k_i, k_n - коэффициенты преобразования интегральной и пропорциональной частей соответственно.

Передаточная функция разомкнутой системы, с учетом передаточной функции регулятора тока имеет вид:

$$W_{раз}(p) = \frac{k_i K_{ТП} \frac{1}{R_a}}{T_a p^2 + p} \quad (1.20)$$

Передаточная функция замкнутой системы (исходя из (1.3)) с учетом коэффициента преобразования датчика тока k_T :

$$W_{зам}(p) = \frac{k_i K_{ТП} \frac{1}{R_a}}{p^2 + \frac{1}{T_a} p + k_i K_{ТП} k_T \frac{1}{R_a}} \quad (1.21)$$

Выполним оптимизацию контура тока по модульному оптимуму. Желаемая передаточная функция в соответствии с изложенным выше имеет

$$\text{вид: } W_{жел}(p) = \frac{1}{2T_\mu p(1 + T_\mu p)}.$$

Передаточную функцию объекта управления запишем как:

$$W_{об}(p) = \frac{k_{об}}{(1 + T_\mu p)(1 + T_a p)}, \text{ где } k_{об} = \frac{K_T K_{ТП}}{R_a}.$$

Тогда, передаточная функция регулятора тока определяется как:

$$W_r(p) = \frac{W_{жел}(p)}{W_{об}(p)} = k_{pm} \frac{1 + T_a p}{p}, \text{ где}$$

$$k_{pm} = \frac{R_a}{2T_\mu K_{ТП} K_T} - \text{коэффициент усиления регулятора тока.}$$

Теперь рассмотрим контур скорости.

Составными частями контура регулирования скорости вращения электродвигателя являются регулятор скорости W_{PC} и объект регулирования, в который входят оптимизированный контур тока $W_{онт. T}$, механическая часть электропривода $W_{мех}$ и датчик скорости K_C (рис. 1.6).

В зависимости от технологических требований, предъявляемых к электроприводу, контур регулирования скорости выполняют однократно интегрируемым или двукратно интегрируемым.

Однократно интегрируемый контур обладает астатизмом первого порядка. Реакция контура на управляющее воздействие характеризуется отсутствием рассогласования между заданным и фактическим значениями скорости в установившихся режимах и постоянным по величине рассогласованием при линейном изменении задания на скорость. Реакция контура на возмущающее воздействие характеризуется рассогласованием,

пропорциональным величине статического тока (момента) электродвигателя. Таким образом, однократно интегрируемый контур регулирования скорости является астатическим по управляющему воздействию и статическим по возмущающему воздействию. Двукратно интегрируемый контур обладает астатизмом второго порядка, т. е. является астатическим как по управляющему, так и по возмущающему воздействиям.

Системы регулирования с однократно интегрируемым контуром скорости применяют при отсутствии жестких требований к точности поддержания скорости, например для большинства механизмов прокатных станов, а также тогда, когда электропривод работает под отсечку. При работе под отсечку регулятор скорости перестает контролировать скорость вращения электродвигателя и вступает в действие лишь тогда, когда заданное и фактическое значения скорости становятся близкими по величине. При этом в случае применения двукратно интегрируемого контура регулирования скорости возникает нежелательное перерегулирование скорости, обусловленное интегрально-пропорциональной характеристикой регулятора.

Системы регулирования с двукратно интегрируемым контуром скорости применяют при жестких требованиях к точности поддержания скорости при изменении нагрузки, например для электроприводов чистовых клетей непрерывных станов горячей прокатки, а также при необходимости контроля величины ускорения электродвигателя.

Термины «однократно интегрируемый» и «двукратно интегрируемый» характеризуют число интегрирующих звеньев в составе автоматического управляющего устройства. При однократно интегрируемом контуре скорости интегрирующее звено имеется только в регуляторе тока (регулятор скорости пропорциональный); при двукратно интегрируемом контуре скорости интегрирующее звено имеется также и в регуляторе скорости (регулятор скорости — интегрально-пропорциональный). Таким образом, тип регулятора скорости и способ оптимизации выбирают, как правило, не на основе

соотношения постоянных времени $T_m/4T_{\mu C}$, а в зависимости от требований в отношении жесткости механической характеристики электропривода.

Оптимизируя контур скорости по техническому оптимуму, получим П-регулятор скорости, передаточная функция которого будет иметь вид:

$$W_{PC}(p) = \frac{K_T}{4T_{\mu}K_C \frac{R_a}{T_m KF}} \quad (1.22)$$

Однако система с П - регулятором – статическая (имеет скоростную статическую погрешность), что является ее основным недостатком. Чтобы лишиться указанного недостатка следует выполнить оптимизацию по симметричному оптимуму.

В данном случае, объект управления остается неизменным:

$$W_{об.С}(p) = \frac{1/K_T}{2T_{\mu}p + 1} \cdot \frac{RaK_C}{T_mKFp} \quad (1.23)$$

С помощью (1.14, 1.15) получаю (с учетом, что для контура скорости малая некомпенсированная постоянная времени $T_{\mu} = 2 \cdot 0,005 = 0,01$):

$$\tau_{ру} = 4T_{\mu},$$

$$\tau_0 = \frac{8T_{\mu}^2 k_{об}}{T_m} = \frac{8T_{\mu}^2}{T_m} \cdot \frac{1/K_T R_a K_C}{KF}.$$

Тогда, передаточная функция ПИ - регулятора приобретет вид:

$$W_{PC}(p) = \frac{1 + \tau_{ру}p}{\tau_0 p} = \frac{1}{\tau_0 p} + \frac{\tau_{ру}}{\tau_0}.$$

Модель электромеханической системы с ПИ - регулятором

скорости приведена на рис. 1.7.

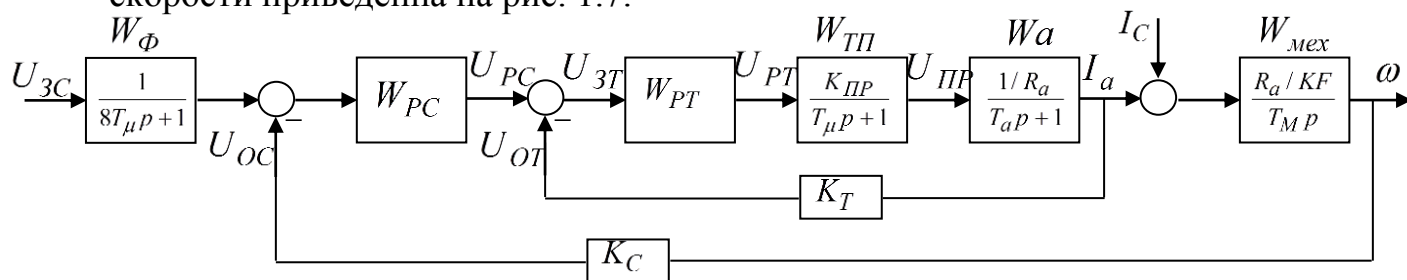


Рисунок 1.7 - Структурная схема контура регулирования скорости с ПИ-регулятором скорости

W_{ϕ} - передаточная функция фильтра

2 РАЗРАБОТКА КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЗВЕНЬЕВ СИСТЕМЫ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ С ПИ-РЕГУЛЯТОРОМ СКОРОСТИ

2.1 Улучшение качества переходных процессов приводов с ПИ-регулятором скорости применением параллельного корректирующего устройства

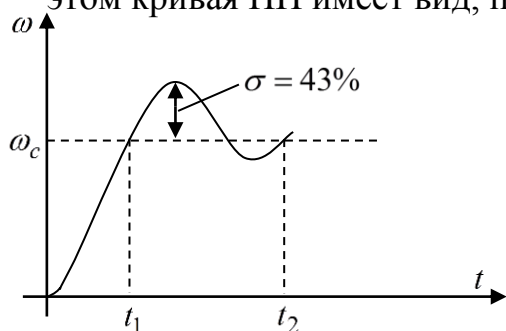
При использовании ПИ-регулятора скорости

$$W_{PC} = K_{PC} \cdot \frac{8 \cdot T_{\mu} p + 1}{8 \cdot T_{\mu} p} \quad (2.1)$$

где

$$K_{PC} = \frac{T_M K_T K_F}{a_c a_T T_{\mu} R_a K_C} \quad (2.2)$$

Значительно увеличивается перерегулирование по скорости ($\sigma = 43\%$). При этом кривая ПП имеет вид, представленный на рис. 2.1.



$$t_1 = 6,2T_{\mu};$$

$$t_2 = 33T_{\mu}.$$

Рисунок 2.1 - Переходной процесс в системе подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости

Такое значительное перерегулирование по скорости обусловлено наличием форсирующего звена в числителе передаточной функции разомкнутого контура скорости:

Для расчета параметров корректирующего устройства можно воспользоваться методом ЛАЧХ. Для чего:

1). Строится ЛАЧХ исходной системы $L_{исх}$ (рис. 2.4) на основе выражения (3).

Представим данное выражение в виде произведения элементарных звеньев:

$$W_{раз.с} = \frac{8T_{\mu}p + 1}{8T_{\mu}^2 p^2 a_c a_T (a_T T_{\mu} p + 1)} = (8T_{\mu}p + 1) \cdot \frac{1}{(a_T T_{\mu} p + 1)} \cdot \frac{1}{(8T_{\mu}p)} \cdot \frac{1}{(4T_{\mu}p)},$$

↑
1

↑
2

↑
3

↑
4

Построив для каждого звена ЛАЧХ и просуммировав их, получим $L_{исх}$;

2). Строится ЛАЧХ желаемой системы $L_{жел}$ без участка 40 дБ/дек в низкочастотной области. Эта ЛАЧХ имеет такой же вид, как и при П-регуляторе скорости, настроенном на технический оптимум;

3). Вычитая $L_{жел}$ из $L_{исх}$, получаем ЛАЧХ корректирующего устройства $L_{кор}$ и ЛАЧХ звеньев, охваченных обратной связью $L_{охв}$, т.е.

$$L_{исх} - L_{жел} = L_{кор} + L_{охв} = L_{\Sigma} \quad (2.5)$$

Так как корректирующее устройство (обратная связь) охватывает все звенья системы, то согласно (2.5) $L_{кор} = -L_{жел}$.

4). Без учета высокочастотной области ЛАЧХ корректирующего устройства ($L_{кор}'$) может быть представлено, как показано на рис.2.4, передаточная функция корректирующего устройства в цепи обратной связи по скорости имеет вид:

$$W_{кор} = \frac{4T_{\mu}p}{1 + 2T_{\mu}p} \quad (2.6)$$

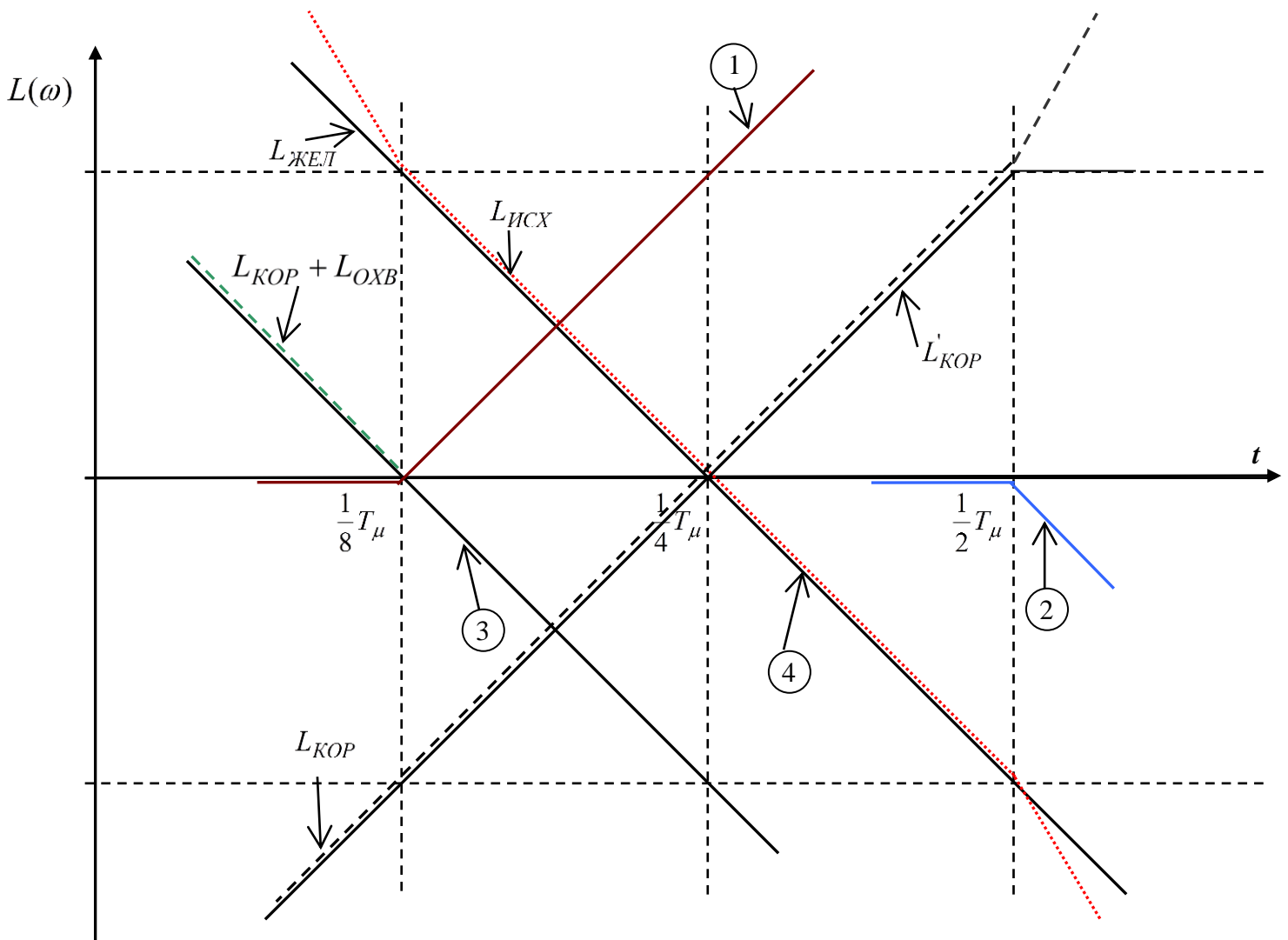
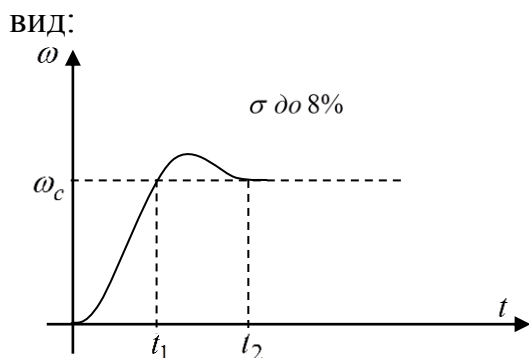


Рисунок 2.4 - ЛАЧХ, используемые для нахождения ПФ корректирующего устройства

При наличии корректирующего устройства кривые ПП имеют следующий



$$t_1 = 9,4T_{\mu};$$

$$t_2 = 16,8T_{\mu}$$

, т.е. быстродействие
увеличилось более, чем в 2 раза.

Рисунок 2.5 - Переходной процесс в системе подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости и корректирующим устройством

Влияние корректирующих устройств будет исследовано, использованием двигателя мощностью 30 кВт со следующими исходными данными:

$$P_n = 30 \text{ кВт}$$

$$I_{ном} = 153,39 \text{ А}$$

$$n_{ном} = 1500 \text{ об / мин}$$

$$U_{ном} = 220 \text{ В}$$

$$R_a = 0,102 \text{ Ом}$$

$$J_{\partial в} = 0,375 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$$

$$L_a = 0,0046 \text{ мГн}$$

Передаточные функции в структурной схеме системы подчиненного регулирования скорости с ПИ-регулятором скорости и корректирующим устройством будут иметь вид:

$$W_{PC} = K_{PCp} + K_{PCi} \cdot \frac{1}{p} = 4,2169 + 75,3016 \cdot \frac{1}{p}$$

$$W_{PT} = K_{PTp} + K_{PTi} \cdot \frac{1}{p} = 0,5727 + 12,6995 \cdot \frac{1}{p}$$

$$T_{\mu} = 0,007$$

$$K_{ТП} = \frac{U_{ном}}{U_{зад}} = \frac{220}{10} = 22$$

$$W_{ТП} = \frac{K_{ТП}}{T_{\mu}p + 1} = \frac{22}{0,007p + 1}$$

$$W_a = \frac{1/R_a}{T_a p + 1} = \frac{1/0,102}{0,0451p + 1}, \text{ где } T_a = \frac{L_a}{R_a} = \frac{0,0046}{0,102} = 0,0451$$

$$\omega_{ном} = \pi \cdot n_{ном} / 30 = 3,14 \cdot 1500 / 30 = 157,08$$

$$KF = \frac{U_{ном} - I_{ном} \cdot R_a}{\omega_{ном}} = \frac{220 - 153,39 \cdot 0,102}{157,08} = 1,3012$$

$$T_m = \frac{J_{\partial в} \cdot R_a}{KF^2} = \frac{0,375 \cdot 0,102}{1,3012} = 0,0226$$

$$W_{mex} = \frac{R_a}{T_m \cdot KF} = \frac{0,102}{0,0226 \cdot 1,3012} = 3,4692$$

$$W_{\phi} = \frac{1}{8T_{\mu}p + 1} = \frac{1}{0,056p + 1}$$

$$K_T = \frac{U_{зад}}{\lambda \cdot I_{ном}} = \frac{10}{2,5 \cdot 153,39} = 0,0261$$

$$K_C = \frac{U_{зад}}{\omega_{ном}} = \frac{10}{157,08} = 0,0637$$

$$W_{кор} = \frac{4T_{\mu P}}{1 + 2T_{\mu P}} = \frac{0,028}{1 + 0,014p}$$

В результате использования выше перечисленных данных, была составлена в пакете MATLAB схема, представленная на рис.2.6, в которой:

- СХЕМА 1 – структурная схема системы подчиненного регулирования с Пи-регулятором скорости;

- СХЕМА 2 – структурная схема системы подчиненного регулирования с Пи-регулятором скорости и фильтром на входе;

- СХЕМА 3 – структурная схема системы подчиненного регулирования с Пи-регулятором скорости и параллельным корректирующим звеном.

Podсистема и Podсистема1 представлены в развернутом виде на рис. 2.7 и рис.2.8.

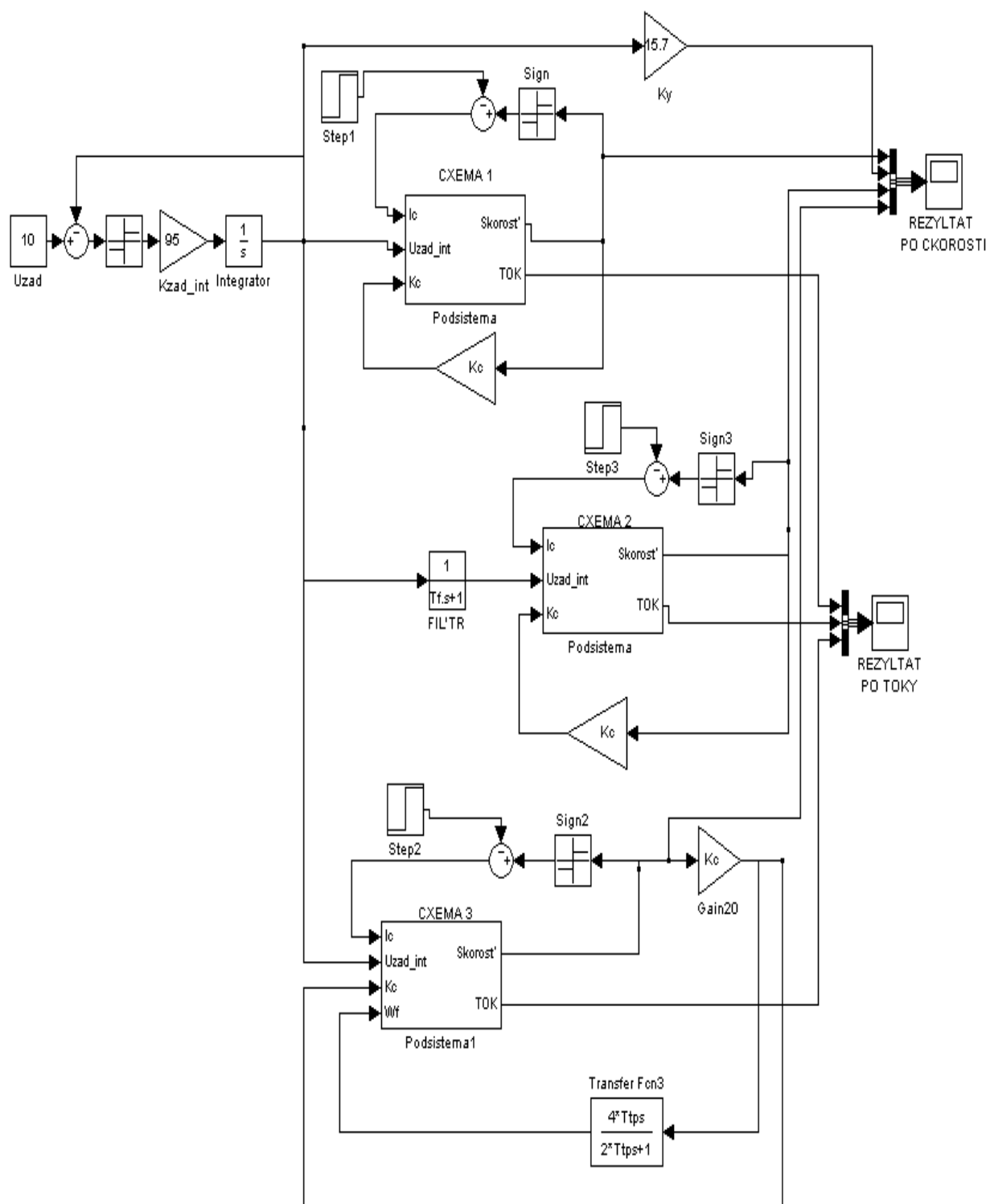


Рисунок 2.6 - Структурная схема исследования параллельного корректирующего устройства

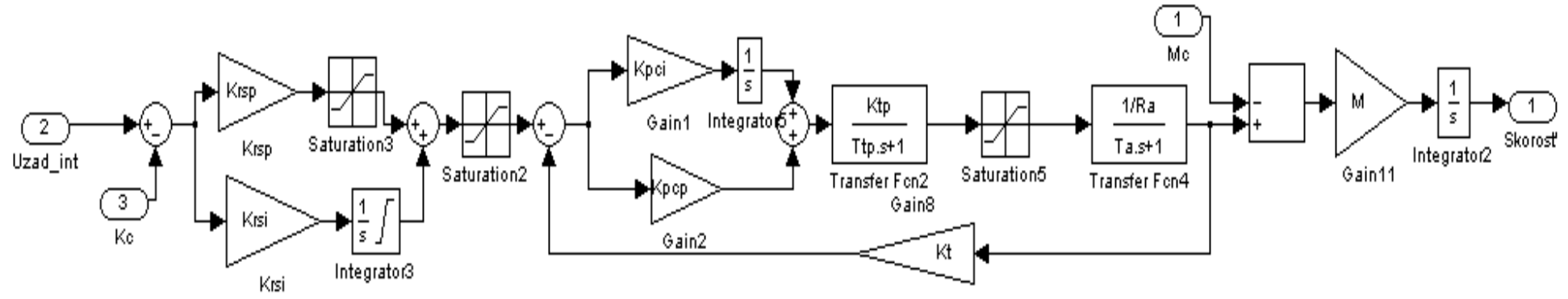


Рисунок 2.7 - Podsystema

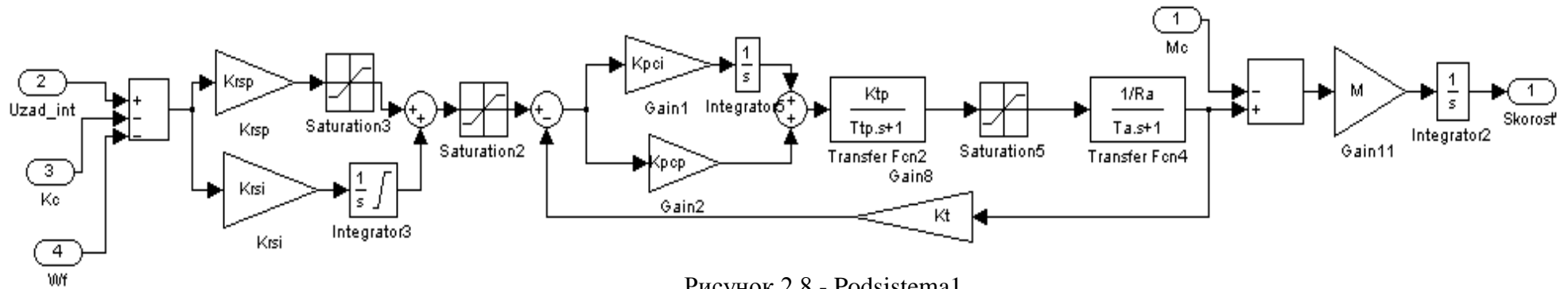


Рисунок 2.8 - Podsystema1

В данном случае были получены переходные процессы, которые представлены на рис.2.9 и 2.10.

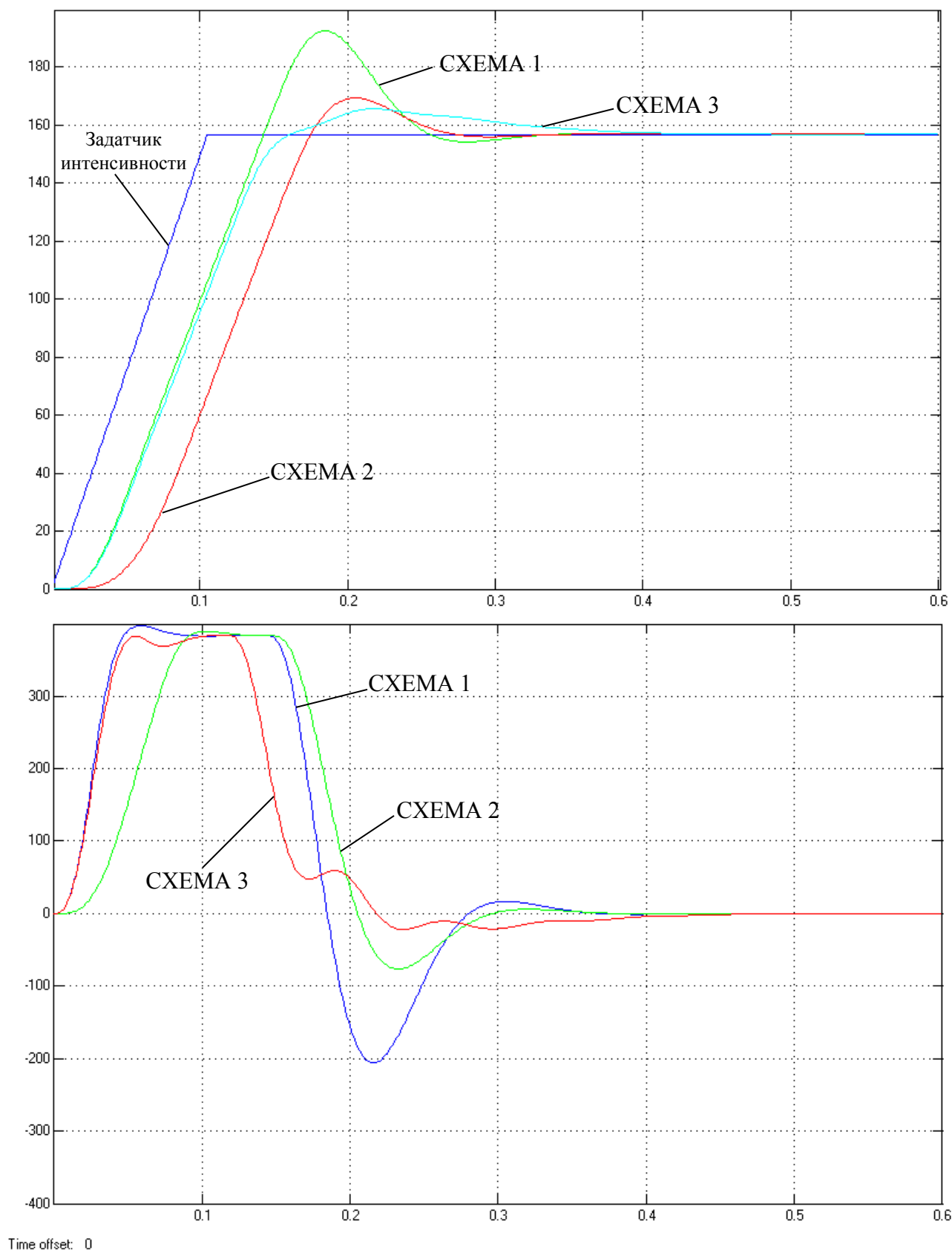


Рисунок 2.9 - Переходные процессы скорости и тока в системах подчиненного регулирования без нагрузки

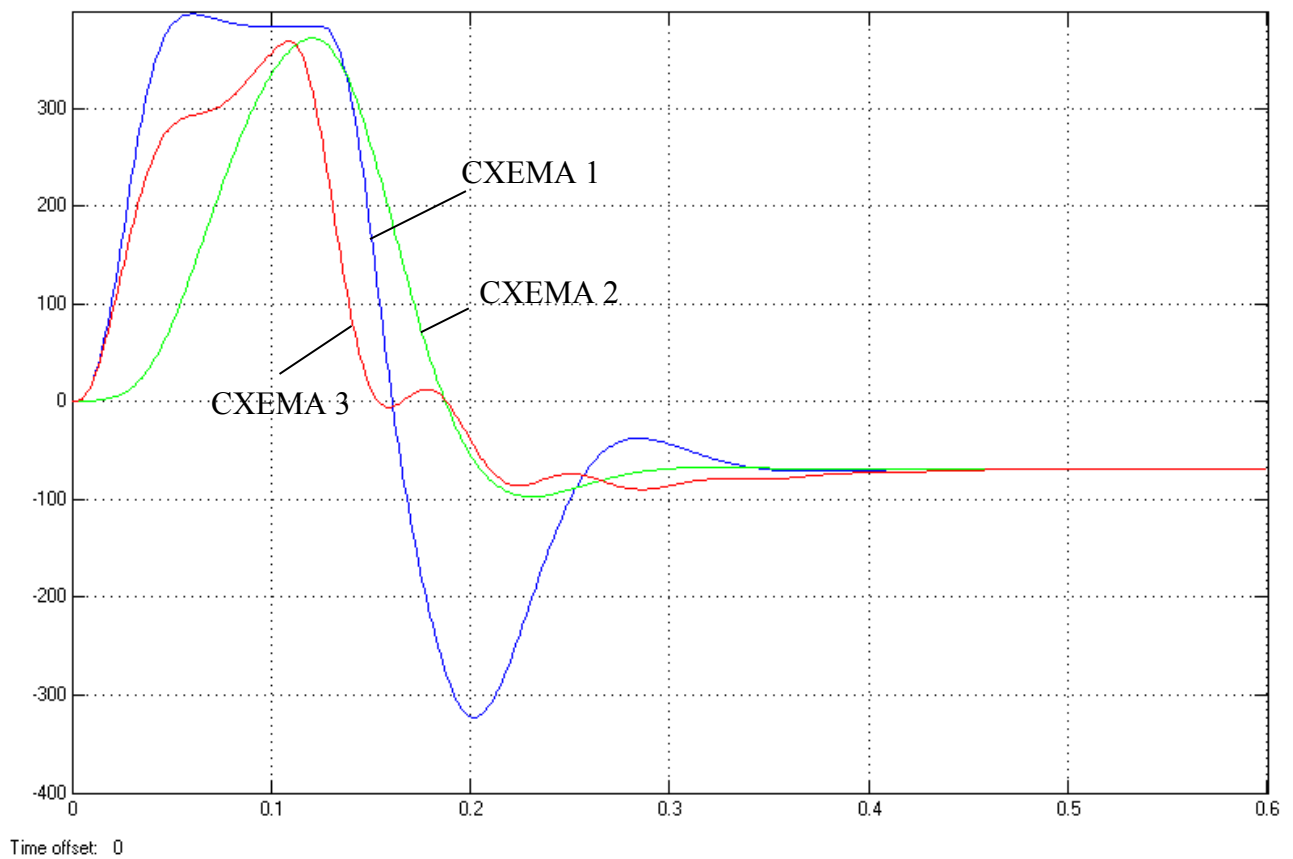
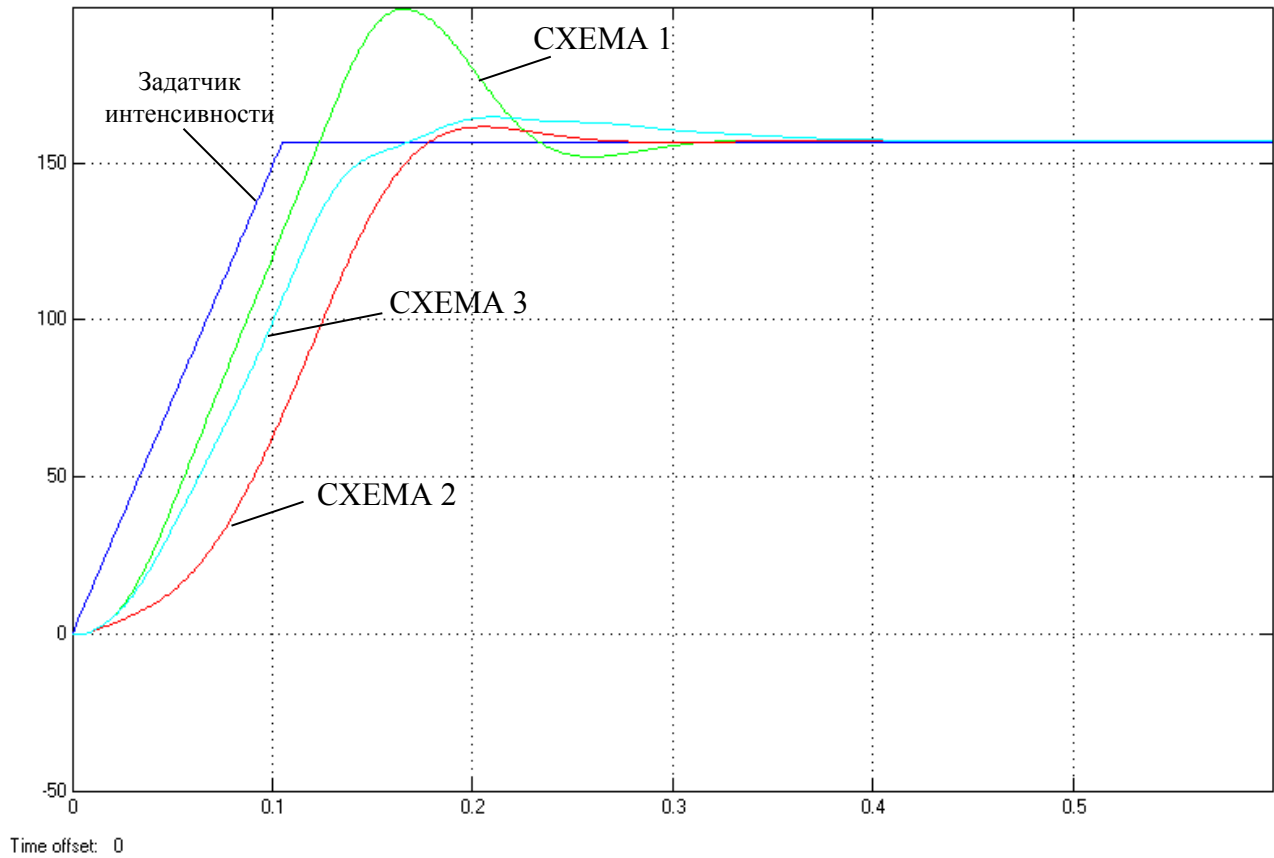


Рисунок 2.10 - Переходные процессы скорости и тока в системах подчиненного регулирования под нагрузкой

2.2. Повышение быстродействия систем подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости путем понижения порядка характеристического полинома замкнутой системы

Метод повышения быстродействия систем подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости путем понижения порядка характеристического полинома замкнутой системы осуществляется путём подбора параметров корректирующих связей, влияющих только на полином числителя, а также одновременной настройкой параметров всех регуляторов на базе стандартных передаточных функций.

В данном случае система подчиненного регулирования имеет четвертый порядок. Нормированный характеристический полином четвёртого порядка имеет вид:

$$H(s) = s^4 + A_{3i} s^3 + A_{2i} s^2 + A_{1i} s + 1 = 0 \quad (2.6)$$

А при настройке по Баттерворту:

$$H(s) = s^4 + 2,613s^3 + 3,414s^2 + 2,613s + 1 = 0 \quad (2.7)$$

Несмотря на универсальность формы записи полиномов, распределения имеют значительные отличия в силу того, что они разрабатывались для применения как в задачах управления, так и в задачах фильтрации сигналов. Математически это выражается в том, что исходными посылками этих распределений было задание требований в какой-либо одной области: либо во временной (к переходной или импульсной характеристикам с минимизацией разного рода интегральных критериев от ошибки регулирования), либо в частотной (обеспечение приближения к АЧХ идеального фильтра низких частот с полосой пропускания ω_0), либо к размещению корней в комплексной

плоскости. Поэтому, при синтезе САР с заданными требованиями, вообще говоря, целесообразно выбирать распределения в соответствии с их исходным функциональным назначением, так как характеристики в других, не основных областях, получаются произвольными, хотя и могут быть достаточно хорошими.

Чтобы корректно выполнить сопоставление различных распределений и затем произвести обоснованный выбор, их следует отнормировать, то есть привести к некоторым одинаковым критериям в частотной, временной или корневой области. Очень важно сразу же отметить, что в ходе такого приведения, к сожалению, изменяются значения коэффициентов при s^4 приводимого полинома. Это следует учитывать в ходе последующего синтеза.

Выражение (2.7) можно представить в виде:

$$H(s) = (s^2 + 1,848s + 1)(s^2 + 0,765s + 1) = 0 \quad (2.8)$$

Во многих отношениях фильтр Баттерворта обеспечивает определенный компромисс. Он обладает максимально плоской амплитудно-частотной характеристикой в полосе пропускания, но это достигается за счет линейности фазово-частотной характеристики. Однако крутизна затухания фильтра Баттерворта достаточно хорошая, и поскольку он обладает приемлемой импульсной характеристикой обеспечивает отличную универсальную аппроксимацию идеальной характеристики фильтра. Этот фильтр является одним из наиболее употребляемых типов фильтров.

Может быть также использован фильтр Чебышева, который характеризуется отсутствием гладкой характеристики в полосе пропускания. Это дает определенные преимущества, а именно - обеспечивается высокая скорость нарастания затухания вблизи края полосы пропускания. За исключением диапазона частот, вблизи полосы пропускания

характеристическая кривая вне ее идет параллельно кривой характеристике фильтра Баттерворта эквивалентного порядка.

Данный фильтр характеризуется возрастающей длительностью переходного процесса при воздействии на него ступенчатого сигнала и проектируется с заранее определенным размахом колебаний коэффициента передачи.

На рис. 2.11 приведены переходные характеристики фильтров Бесселя, Баттерворта и Чебышева (с неравномерностью (n) 0,1 дБ) для фильтров вплоть до 10 порядка.

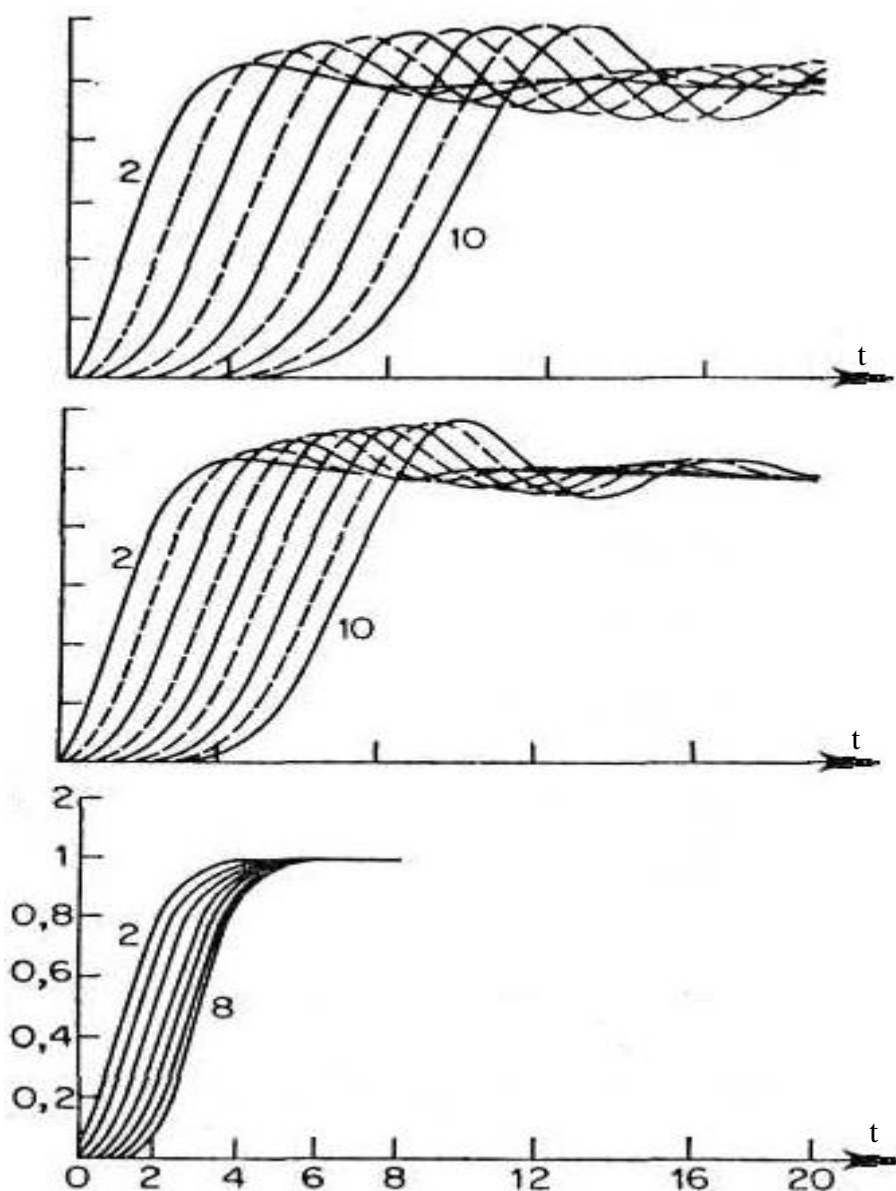


Рисунок 2.11 - Переходные характеристики фильтров Бесселя, Баттерворта и Чебышева (0,1 дБ)

Для фильтров Баттерворта и Чебышева в характеристиках наблюдаются колебательные выбросы, которые появляются в результате нелинейности их фазово-частотных характеристик, отсутствие же выбросов в фильтре Бесселя показывает, насколько хорошо этот тип фильтра аппроксимирует желаемую линейную фазово-частотную характеристику. Однако в нашем случае нам необходимо увеличить быстродействие системы, поэтому фильтр Баттерворта и Чебышева можно исследовать, а вот фильтр Бесселя не удовлетворяет данные условия и использован не будет.

Амплитудно-частотные характеристики фильтров Чебышева имеют колебания коэффициента передачи в полосе пропускания и спадают монотонно в полосе задерживания. Характеристические полиномы четвёртого порядка при настройке по Чебышеву будут иметь следующий вид:

$$H(s) = (s^2 + 0,528s + 1,330) \cdot (s^2 + 1,275s + 0,623) = 0 \quad n=0,1 \text{ дБ}, \quad (2.9)$$

$$H(s) = (s^2 + 0,351s + 1,064) \cdot (s^2 + 0,847s + 0,356) = 0 \quad n=0,5 \text{ дБ}, \quad (2.10)$$

$$H(s) = (s^2 + 0,279s + 0,987) \cdot (s^2 + 0,674s + 0,279) = 0 \quad n=1 \text{ дБ} \quad (2.11)$$

Если поставить требование о снижении порядка системы, что улучшает динамические показатели привода, то необходимо использовать желаемую передаточную функцию замкнутой системы с нулями, которая с учетом (2,8) представлена как:

$$W(s) = \frac{H(s)}{H_1(s) \cdot H_2(s)} = \frac{s^2 + d_1s + 1}{(s^2 + a_1s + 1) \cdot (s^2 + b_1s + 1)} \quad (2.12)$$

Подбором параметров корректирующих связей, влияющих только на полином числителя, можно добиться в (2.12) равенства коэффициентов при одинаковых степенях S числителя и одной из скобок знаменателя. После сокращения на числитель, можно в системе четвёртого порядка получить

переходный процесс как и в системе второго порядка и тем самым увеличить быстродействие привода.

Аналогичным образом можно представить искомые передаточные функции вида (2.12) и для систем других порядков, используя наиболее употребительные нормированные характеристические полиномы.

Для формирования передаточных функций с нулями необходимо помимо ПИ-регуляторов использовать управляющие воздействия, пропорциональные входному сигналу и его производным, которые влияют лишь на числитель передаточной функции системы. Поскольку в системах подчинённого регулирования управляющее воздействие формируется, как правило, с помощью задатчика интенсивности, содержащего на выходе интегратор, то его вход является первой производной от задающего воздействия, что упрощает практическую реализацию.

Для одновременной настройки контуров тока и скорости на базе стандартных характеристических полиномов необходимо получить выражение для передаточной функции замкнутой системы. Если в передаточной функции регулятора тока

$$W_{PT} = K_{PT} \frac{T_{PT} p + 1}{T_{PT} p} \quad (2.13)$$

выбрать $T_{PT} = T_a$, что исключает излом ЛАЧХ в низкочастотной области, то передаточная функция замкнутой системы без учёта корректирующих связей имеет вид:

$$W(p) = \frac{T_{PC} + 1}{A_4 p^4 + A_3 p^3 + A_2 p^2 + A_1 p + A_0} \quad (2.14)$$

где

$$A_4 = \frac{T_{PC} T_a T_M T_\mu}{K_{\Sigma T} K_{\Sigma C}}, \quad A_3 = \frac{T_{PC} T_a T_M}{K_{\Sigma T} K_{\Sigma C}}, \quad A_2 = \frac{T_{PC} T_M}{K_{\Sigma C}},$$

$$A_1 = T_{PC}, \quad A_0 = 1, \quad K_{\Sigma T} = \frac{K_{PT} K_{ТП} K_T}{R_a}, \quad K_{\Sigma C} = \frac{K_{PC} R_a K_C}{K_T C_e},$$

K_{PC}, K_{PT} - коэффициенты усиления регуляторов скорости и тока;

K_T, K_C - коэффициенты обратных связей по току и скорости;

C_e - коэффициент ЭДС двигателя;

R_a - суммарное сопротивление якорной цепи;

$K_{ТП}$ - коэффициент передачи управляемого преобразователя;

T_{PC}, T_a, T_M, T_μ - соответственно постоянная времени регулятора скорости, электромагнитная постоянная времени якорной цепи, электромеханическая постоянная времени и некомпенсируемая постоянная времени контура тока.

Разделив (2.14) на $K_{\Sigma C}$ и переходя к относительному времени $\tau = K_n \cdot t$, что соответствует переходу к безразмерному оператору дифференцирования $S = p/K_n$, получим после преобразования характеристическое уравнение замкнутой системы:

$$H(s) = s^4 + \frac{1}{T_\mu K_n} s^3 + \frac{K_{\Sigma T}}{T_\mu K_n^2} s^2 + \frac{K_{\Sigma T} K_{\Sigma C}}{T_\mu T_a T_M K_n^3} s + \frac{K_{\Sigma T} K_{\Sigma C}}{T_\mu T_a T_M T_{PC} K_n^4} = 0 \quad (2.15)$$

Приравнивая коэффициенты при одинаковых степенях S в (2.6) и (2.15), получим выражения для расчета параметров регуляторов тока и скорости:

$$K_{PT} = \frac{T_a A_{2н} R_a}{K_{ТП} K_T T_\mu A_{3н}^2}, \quad (2.16)$$

$$H(s) = s^2 + \left(\frac{K_1 T_{PC} + T_{PC} + K_2}{K_2 T_{PC} K_H} \right) s + \frac{1}{K_2 T_{PC} K_H^2} \quad (2.21)$$

Приравнявая коэффициенты уравнений (2.19) и (2.21) при одинаковых степенях S , получим:

$$K_1 = \frac{(d_1 - A_{1H} - 1/A_{1H})}{A_{1H}}, \quad K_2 = \frac{T_\mu A_{3H}}{A_{1H}} \quad (2.22)$$

Необходимо заметить, что при такой настройке САР отпадает необходимость использования фильтра на входе системы для уменьшения перерегулирования до нормативных значений.

Для выбранного мною двигателя будут получены следующие данные:

$$A_{1H} = 2,613 \quad A_{2H} = 3,414 \quad A_{3H} = 2,613$$

$$K_{PT} = \frac{T_a A_{2H} R_a}{K_{ТП} K_T T_\mu A_{3H}^2} = \frac{0,0451 \cdot 3,414 \cdot 0,102}{22 \cdot 0,0261 \cdot 0,007 \cdot 2,613^2} = 0,5713$$

$$W_{PT} = K_{PT} \frac{T_{PT} p + 1}{T_{PT} p} = K_{PT} \frac{T_a p + 1}{T_a p} = K_{PT} + \frac{K_{PT} T_a}{p} = 0,5713 + \frac{12,6676}{p}$$

$$K_{PC} = \frac{T_M C_e K_T A_{1H}}{A_{3H} A_{2H} K_C R_a T_\mu} = \frac{0,0256 \cdot 1,3012 \cdot 0,0261 \cdot 2,613}{2,613 \cdot 3,414 \cdot 0,0637 \cdot 0,102 \cdot 0,007} = 4,9523$$

$$W_{PC} = K_{PC} \frac{T_{PC} p + 1}{T_{PC} p} = K_{PC} + \frac{K_{PC} T_{PC}}{p} = 4,9523 + \frac{88,4375}{p}$$

$$K_2 = \frac{T_\mu A_{3H}}{A_{1H}} = \frac{0,007 \cdot 2,613}{2,613} = 0,007$$

$$K_1 = \frac{(d_1 - A_{1H} - 1/A_{1H})}{A_{1H}} = \frac{\left(d_1 - 2,613 - \frac{1}{2,613} \right)}{2,613}$$

Коэффициент K_1 может принимать два значения, которые зависят от коэффициента d_1 . Коэффициент d_1 может быть равным a_1 или b_1 (смотрите формулу 2.12). Какое из двух значений будет выбрано, зависит от того, какой в

оставшемся выражении будет коэффициент демпфирования. Соответственно, выбираем тот, при котором $\xi \approx 0,6 \div 0,8$. В данном случае $d_1 = a_1$, а коэффициент $K_1 = -0,4392$.

Аналогичным образом можно рассчитать ПФ регуляторов и коэффициенты K_1 и K_2 , используя характеристические полиномы Чебышева с различными колебаниями коэффициента передачи в полосе пропускания. В данном случае:

$$A_{1H} = 2,025 \qquad A_{2H} = 2,626 \qquad A_{3H} = 1,803$$

$$K_{PT} = \frac{T_a A_{2H} R_a}{K_{ТП} K_T T_\mu A_{3H}^2} = \frac{0,0451 \cdot 2,626 \cdot 0,102}{22 \cdot 0,0261 \cdot 0,007 \cdot 1,803^2} = 0,9230$$

$$W_{PT} = K_{PT} \frac{T_{PT} p + 1}{T_{PT} p} = K_{PT} \frac{T_a p + 1}{T_a p} = K_{PT} + \frac{K_{PT} T_a}{p} = 0,9230 + \frac{20,4667}{p}$$

$$K_{PC} = \frac{T_M C_e K_T A_{1H}}{A_{3H} A_{2H} K_C R_a T_\mu} = \frac{0,0256 \cdot 1,3012 \cdot 0,0261 \cdot 2,025}{1,803 \cdot 2,626 \cdot 0,0637 \cdot 0,102 \cdot 0,007} = 7,2296$$

$$W_{PC} = K_{PC} \frac{T_{PC} p + 1}{T_{PC} p} = K_{PC} + \frac{K_{PC} T_{PC}}{p} = 7,2296 + \frac{165,4176}{p}$$

$$K_2 = \frac{T_\mu A_{3H}}{A_{1H}} = \frac{0,007 \cdot 1,803}{2,025} = 0,0062$$

$$K_1 = \frac{(d_1 - A_{1H} - 1/A_{1H})}{A_{1H}} = \frac{\left(d_1 - 20,025 - \frac{1}{2,025}\right)}{2,025} \quad \text{при } n = 0,1 \text{ дБ}$$

В результате использования полученных данных, была составлена в пакете MATLAB схема, представленная на рис.2.13, в которой:

СХЕМА 1 - структурная схема системы подчиненного регулирования с Пи-регулятором скорости;

СХЕМА 2 - структурная схема системы подчиненного регулирования с Пи-регулятором скорости и фильтром на входе;

СХЕМА 3 - структурная схема системы подчиненного регулирования с Пи-регулятором скорости и корректирующими сигналами на входе, рассчитанными по Баттерворту;

СХЕМА 4 - структурная схема системы подчиненного регулирования с Пи-регулятором скорости и корректирующими сигналами на входе, рассчитанными по Чебышеву $n=0,1$ дБ;

СХЕМА 5 - структурная схема системы подчиненного регулирования с Пи-регулятором скорости и корректирующими сигналами на входе, рассчитанными по Чебышеву $n=0,5$ дБ;

На рис. 2.14. и рис.2.15 представлены Podсистема 1 и Podсистема 2 в развернутом виде. Podсистема 3 и Podсистема 4 аналогичны Podсистема 2 и отличны от нее только коэффициентами K_1 и K_2 .

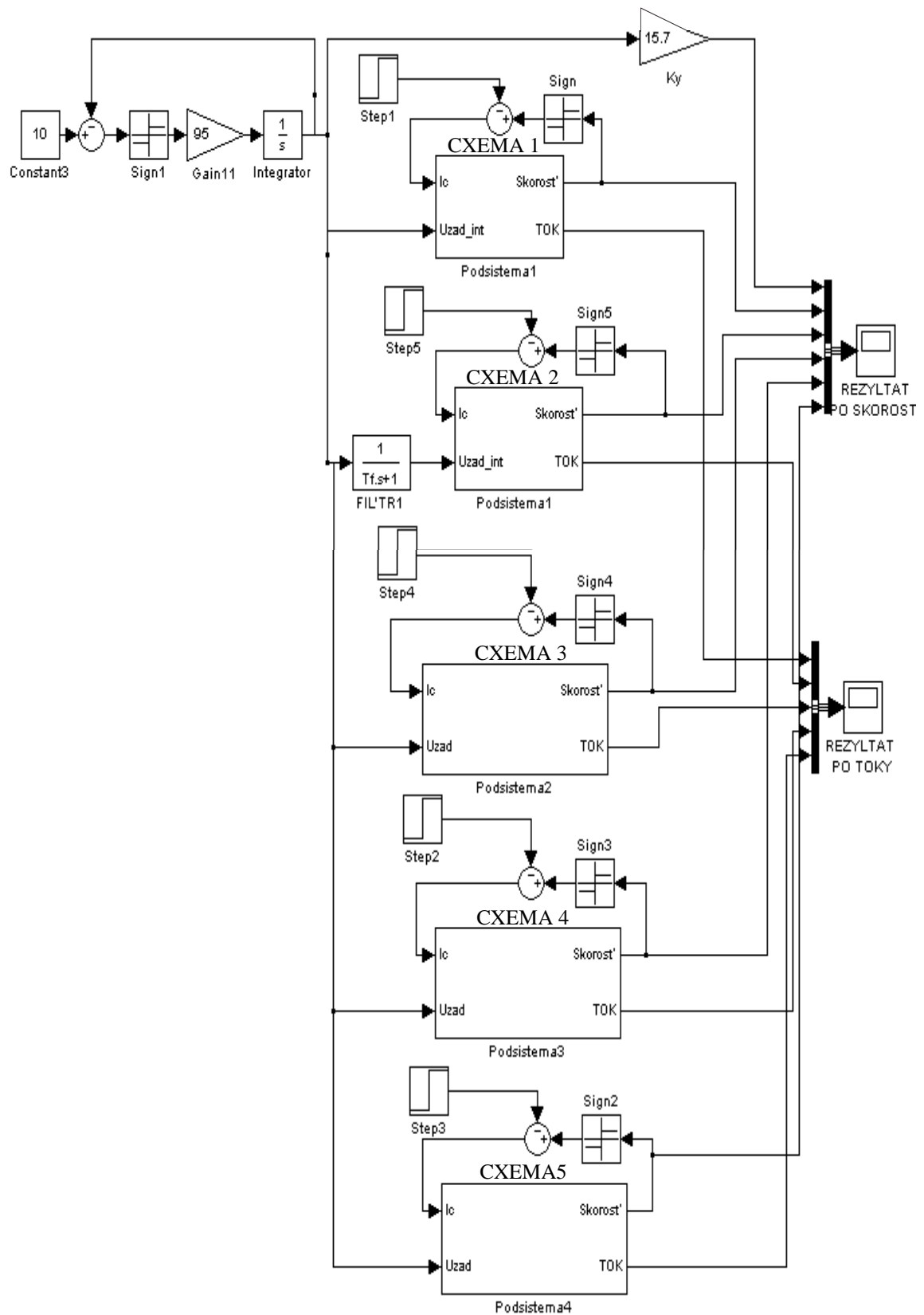


Рисунок 2.13 - Структурная схема для исследования переходных процессов вторым методом

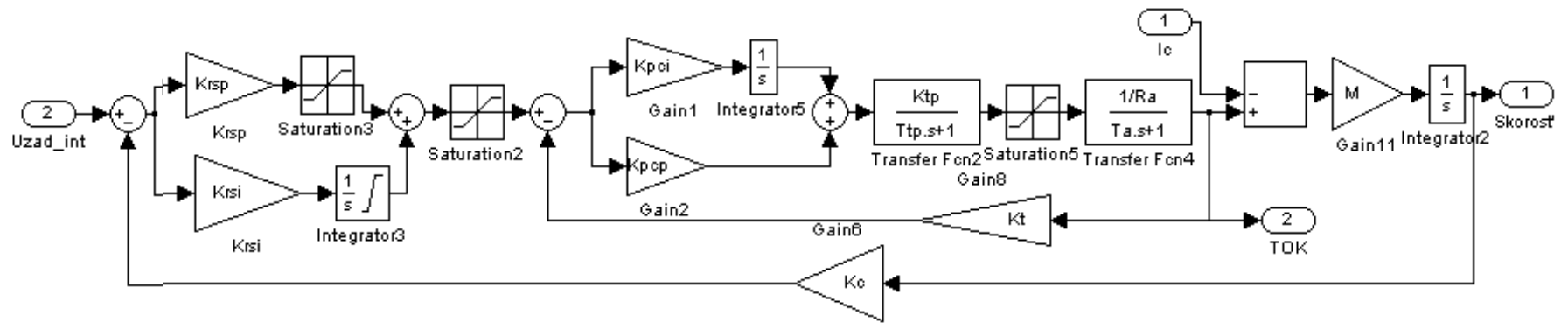


Рисунок 2.14 - Podsystema 1

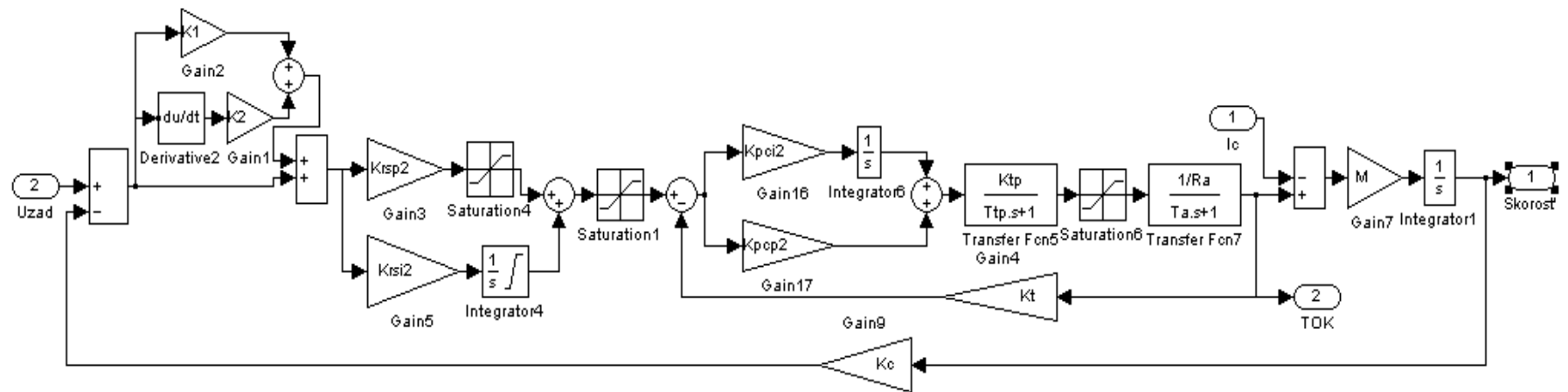


Рисунок 2.15 - Podsystema 2

В результате исследования данных схем были получены переходные процессы, представленные на рис. 2.16 и рис. 2.17.

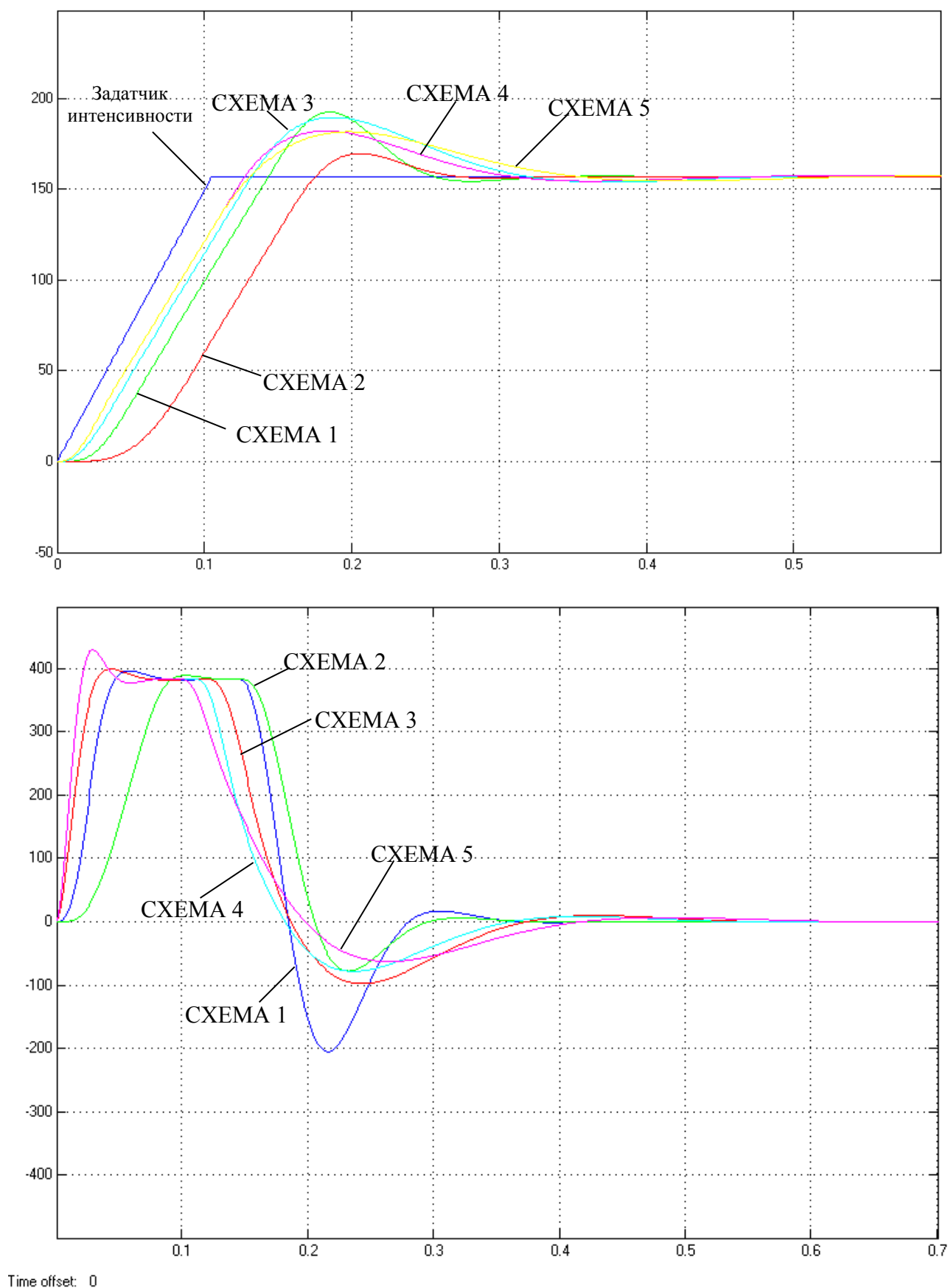


Рисунок 2.16 - Переходные процессы скорости и тока в системах подчиненного регулирования без нагрузки

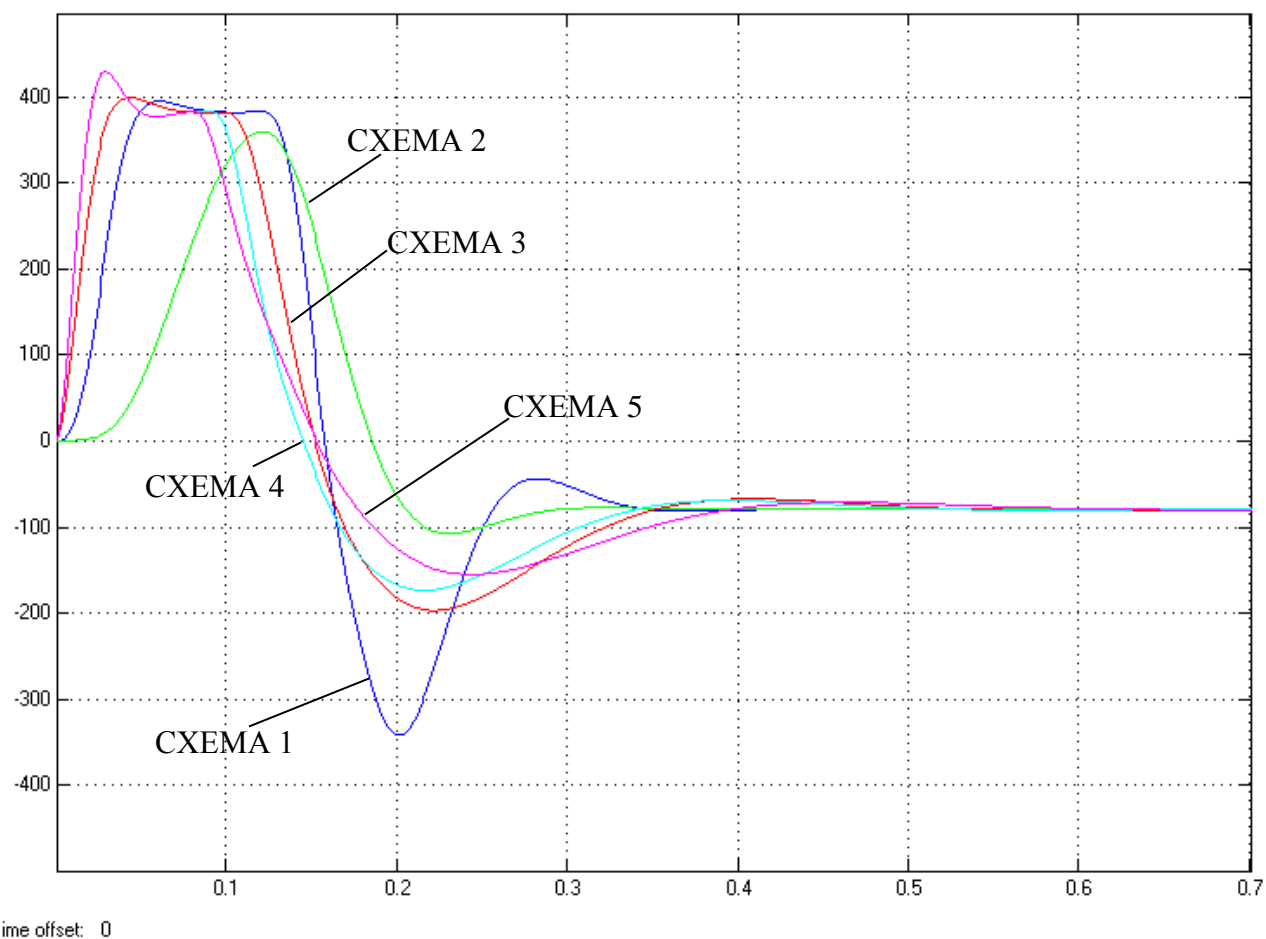
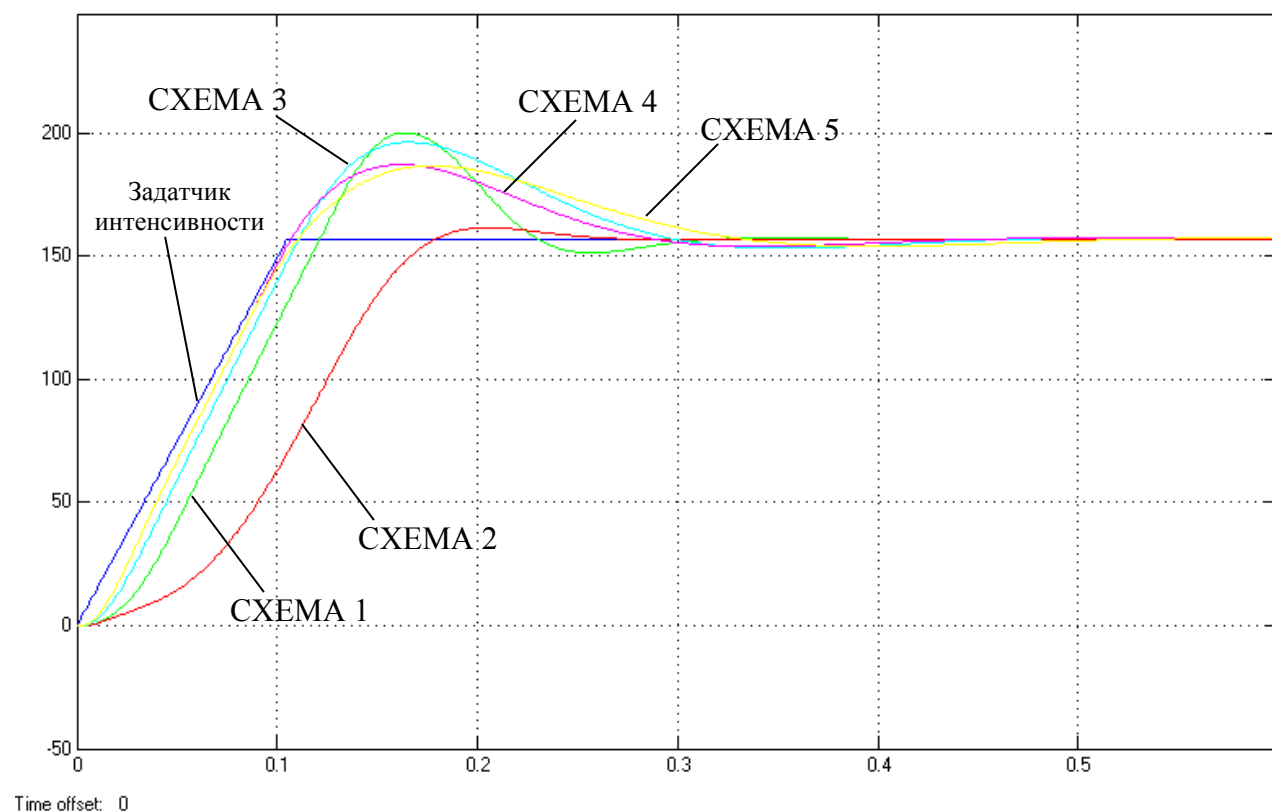


Рисунок 2.17- Переходные процессы скорости и тока в системах подчиненного регулирования под нагрузкой

3 АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ КОРРЕКТИРУЮЩИХ СВЯЗЕЙ НА КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА

Для проведения анализа влияния корректирующих связей на качественные показатели переходного процесса были получены рис. 3.1 и рис.3.2, на которых:

- СХЕМА 1 – структурная схема системы подчиненного регулирования с Пи-регулятором скорости;
- СХЕМА 2 – структурная схема системы подчиненного регулирования с Пи-регулятором скорости и фильтром на входе;
- СХЕМА 3 - структурная схема системы подчиненного регулирования с Пи-регулятором скорости и корректирующими сигналами на входе, рассчитанными по Баттерворту;
- СХЕМА 4 - структурная схема системы подчиненного регулирования с Пи-регулятором скорости и корректирующими сигналами на входе, рассчитанными по Чебышеву $n=0,1$ дБ;
- СХЕМА 5 - структурная схема системы подчиненного регулирования с Пи-регулятором скорости и корректирующими сигналами на входе, рассчитанными по Чебышеву $n=0,5$ дБ;
- СХЕМА 6 – структурная схема системы подчиненного регулирования с Пи-регулятором скорости и параллельным корректирующим звеном.

Результаты анализа представлены в таблице 3.1.

Из таблицы видно, что наименьшее перерегулирование $6,18\%$ - без нагрузки и $5,10\%$ - под нагрузкой обеспечивается применением параллельного корректирующего устройства. Однако показатель времени первого согласования лучше в схемах с корректирующими сигналами на входе, рассчитанными по Чебышеву $n=0,1$ дБ: $0,127$ с - без нагрузки и $0,107$ с - под нагрузкой. Что касается общего времени переходного процесса, то лучший показатель у схемы с параллельным корректирующим устройством: $0,50$ с - без

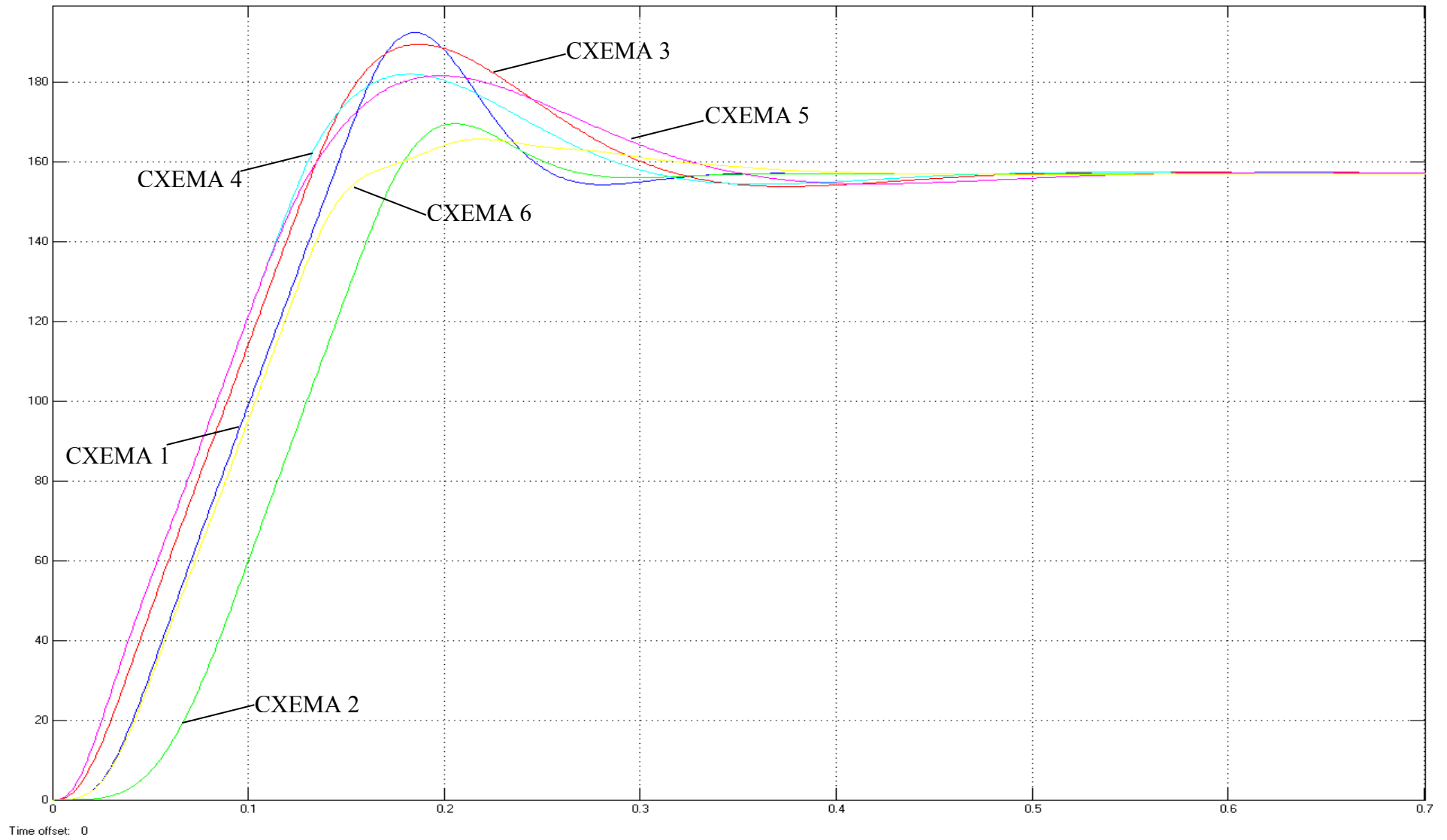


Рисунок 3.1 - Переходные процессы с использованием всех корректирующих связей без нагрузки

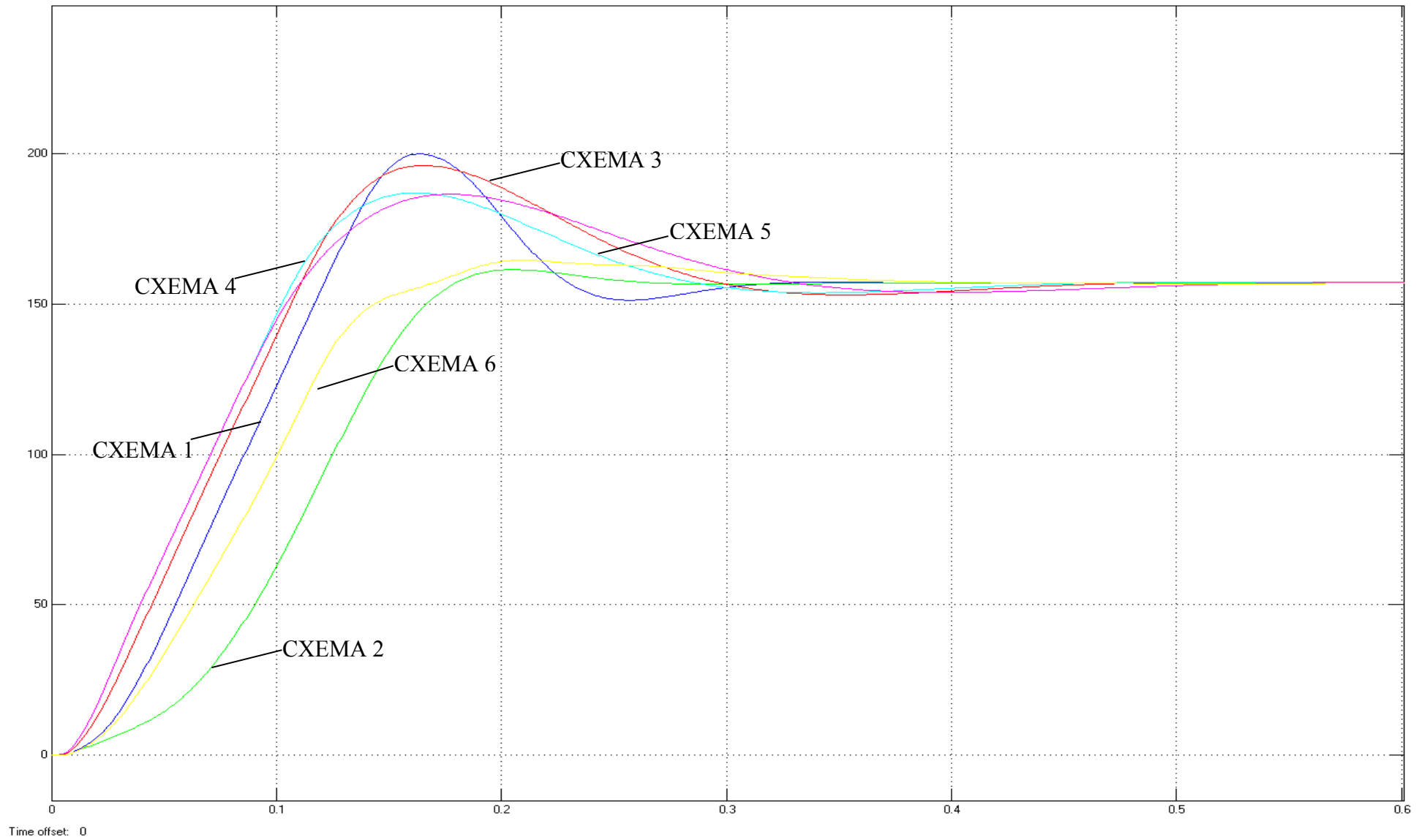


Рисунок 3.2 - Переходные процессы с использованием всех корректирующих связей под нагрузкой

Таблица 3.1 – Результаты анализа переходных процессов

№ п/п	Номер схемы	Нагрузка	Перерегулирование σ , %	Время первого согласования t , с	Время переходного процесса t , с
1	1	Без нагрузки	23,00	0,143	0,46
2	2		7,64	0,175	0,46
3	3		19,75	0,132	0,60
4	4		15,92	0,127	0,60
5	5		15,61	0,131	0,60
6	6		6,18	0,162	0,50
7	1	Под нагрузкой	27,39	0,122	0,45
8	2		3,19	0,178	0,45
9	3		24,2	0,115	0,57
10	4		19,11	0,107	0,57
11	5		17,83	0,110	0,57
12	6		5,10	0,165	0,47

нагрузки и 0,47 с - под нагрузкой.

ВЫВОДЫ

Цель дипломной работы – повышение быстродействия систем подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости.

Известно, что минимальное время отработки и величина перерегулирования являются противоречивыми показателями переходного процесса. Для достижения оптимальных значений этих двух факторов были исследованы два метода улучшения показателей переходного процесса: параллельное корректирующее устройство и корректирующие сигналы на входе системы.

Использование параллельного корректирующего устройства дает минимальное перерегулирование и время переходного процесса. Следует также заметить, что с помощью параллельного корректирующего устройства повышается стабильность характеристик системы за счет звеньев, охваченных обратной связью. Данные системы малочувствительны к помехам, накладываемым на основной сигнал, пропорциональный отклонению регулируемой величины.

Применяя корректирующие сигналы на входе системы, следует обращать внимание на то, каким способом данные сигналы рассчитаны. В данной работе были произведены расчеты сигналов по нормированным характеристическим уравнениям Баттерворта и Чебышева с различными колебаниями коэффициента передачи. Показатели перерегулирования и времени переходного процесса в этом случае хуже, чем в первом методе, но время первого согласования меньше.

Т.е. в зависимости от того, какие требования предъявляются к электроприводу, может быть использован как первый, так и второй метод повышения быстродействия данной системы подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости.

Следует отметить, что эти два метода не требуют применения фильтра на входе системы, что обеспечивает еще большее быстродействие системы.

4. ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ

Введение

В данном дипломном проекте рассматривается быстродействие систем подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости. Актуальной эту тему делает растущие требования к качеству, скорости и себестоимости изготавливаемой единицы продукции.

Известно, что минимальное время отработки и величина перерегулирования являются противоречивыми показателями переходного процесса. Для достижения оптимальных значений этих двух факторов были исследованы два метода улучшения показателей переходного процесса: параллельное корректирующее устройство и корректирующие сигналы.

В условиях высокоразвитого производства средств автоматизации, характеризующегося сложными организационными связями, высокой технической оснащённостью производства, каждый объект новой техники должен быть экономически целесообразен, иметь четкую оценку эффективности производства и эксплуатации.

В данном разделе дипломного проекта оценивается целесообразность корректирующих связей систем подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости, возможность их реализации и использования на практике.

Предполагаемые результаты от внедрения нового оборудования положительно влияют на динамику производственного процесса благодаря улучшению показателей качества переходных процессов (перерегулирование, время первого согласования и время переходного процесса).

При расчёте экономической эффективности технического решения, предложенного в магистерской работе, необходимо определить:

- капитальные затраты;
- эксплуатационные расходы;

- годовую экономию от внедрения объекта проектирования;

- выводы об экономической целесообразности принятого технического решения.

4.1. Расчет капитальных затрат

Величина проектных капиталовложений определяется по формуле:

$$K_{\text{пр}} = K_{\text{об}} + K_{\text{тр}} + K_{\text{мн}},$$

где: $K_{\text{об}}$ - суммарная стоимость комплектующих изделий;

$K_{\text{тр}}$ - транспортно-заготовительные и складские расходы;

$K_{\text{мн}}$ - затраты на монтажные и наладочные работы;

Перечисленные показатели приведены в таблицах 4.1, 4.2, 4.3, 4.4.

Таблица 4.1. Суммарная стоимость комплектующих изделий, грн.

№ п.п.	Наименование и характеристика оборудования	Количество	Стоимость, грн. с НДС
1.	Электропривод ЭПУ1М6-2-3727П УХЛ4	1	9000
2.	Кабель ВВГ - 10м	1	384
3.	"Модуль программного управления НЦ-31"	1	10820
	<i>ИТОГО</i>		20204

Цена комплектного электропривода ЭПУ1М-2-37.2.7.П УХЛ4, взята из прейскуранта цен Полтавського ЧП НПП «Промтехнологія» на 02.05.2018.

Цена 10-и метров соединительного кабеля взята с прейскуранта цен Днепропетровского ЧП "220 Вольт" (стоимость 1м – 38,4 грн с НДС) на 28.11.2018.

Цена устройства ЧПУ взята из прайслиста Днепропетровской частной фирмы «Амадеус» на 17.11.2018.

Транспортно-заготовительные расходы связаны с доставкой КТЭ со склада в Полтаве в Днепр. По данным компании-перевозчика «Нова Пошта», стоимость доставки КТЭ из Полтавы в Днепр, будет составлять 83 грн. Стоимость доставки устройства ЧПУ, входит в стоимость устройства. Стоимость доставки кабеля по Днепру составляет 35 грн.

Таблица 4.2. Транспортно-заготовительные и складские расходы.

Показатели	Стоимость, грн.
Затраты на доставку привода из Полтавы в Днепропетровск	83
Затраты на доставку кабеля по Днепропетровску	35
ИТОГО	118

Затраты на монтажные и наладочные работы определяются по формуле:

$$K_{mn} = \sum (C_i \cdot a_i \cdot t_i + C_i \cdot \frac{O}{t} \cdot t_i) \cdot K_d \cdot K_{cm} \cdot K_{np}$$

где: C_i – численность работников i -го разряда, необходимых для выполнения определенного объема монтажных (наладочных) работ, чел.;

O – оклад инженера-наладчика;

t – фонд рабочего времени;

a_i – часовая тарифная ставка i -го разряда, грн;

t_i – время для выполнения работы, час;

K_d – коэффициент, учитывающий размер доплат;

K_{cm} – коэффициент, учитывающий отчисления на соц. мероприятия;

K_{np} – коэффициент, учитывающий прочие затраты.

Таблица 4.3. Затраты на монтаж.

Показатели	Ед. изм.	Величина
Численность работников (эл. слесарь 4-го разряда)	чел	1
Тарифная ставка (эл. слесарь 4-го разряда)	грн/ч.	33
Время для выполнения работы	Час	3
Коэф., учитывающий размер доплат	-	1,1
Коэф., учитывающий отчисления на соц. мероприятия	-	1,22
Коэф., учитывающий прочие затраты	-	1,05

Таблица 4.4. Затраты на наладку

Показатели	Ед. изм.	Величина
Численность работников (инженер-наладчик)	чел	1
	оклад	грн
Инженер-наладчик	фонд рабочего времени	час
Время для выполнения работы	час	8
Коэф., учитывающий размер доплат	-	1,1
Коэф., учитывающий отчисления на соц. мероприятия	-	1,22
Коэф., учитывающий прочие затраты	-	1,05

Таким образом, затраты на монтаж и наладку:

$$K_{\text{мн}} = (1 \cdot 33 \cdot 3 + 1 \cdot \frac{5808}{168} \cdot 8) \cdot 1,1 \cdot 1,22 \cdot 1,05 = 530(\text{грн}) \quad (4.1)$$

Затраты на монтаж:

$$K_{\text{м}} = 1 \cdot 33 \cdot 3 \cdot 1,1 \cdot 1,22 \cdot 1,05 = 140(\text{грн}) \quad (4.2)$$

Стоимость демонтажа будет составлять 50% (для оборудования, которое будет использоваться повторно) от стоимости монтажных работ и будет составлять 70 (грн).

Общие капитальные затраты составляют:

$$K_{\text{пр}} = 20204 + 118 + 530 + 70 = 20922(\text{грн}) \quad (4.3)$$

4.2. Расчет эксплуатационных расходов

Эксплуатационные расходы - это текущие затраты на эксплуатацию и обслуживание объекта проектирования за определенный период, выраженный в денежной форме.

К основным статьям эксплуатационных расходов по электротехническому оборудованию и энергосетям относятся:

- 1) амортизационные отчисления C_a ;
- 2) затраты на техническое обслуживание и текущий ремонт оборудования C_m ;
- 3) стоимость электроэнергии, потребляемой объектом проектирования $C_э$.

4.2.1. Годовой фонд амортизационных отчислений.

Доля амортизационных отчислений на оборудование агрегата определяется исходя из его первоначальной стоимости. К настоящему моменту остаточная стоимость установки составляет 97480 грн. (по данным ГП ПО ЮМЗ им. Макарова»).

Таблица 4.5. Расчет амортизационных отчислений.

Наименование показателей	Кап. Затраты, грн	Норма амортизации, %	Сумма, грн
Проектный вариант станка			
УЧПУ	11210	50	5605
Электропривод + кабель	9722	20	1945
ИТОГО			7550
Базовый вариант станка			
УЧПУ	6492	50	3246
Электропривод	5900	20	1180
ИТОГО			4426

4.2.2. Расходы на техобслуживание агрегата

Расходы на текущий ремонт оборудования. В них входят нормативные затраты на материалы, запасные части, заработную плату ремонтным рабочим.

Расходы на текущий ремонт аппаратуры защиты и управления (табл.4.6):

$$З_{mp} = \sum_{i=1}^n \left(h_i \cdot t_1 \cdot m_i \cdot R_{\Sigma i} + \frac{S_i \cdot \Pi_i}{T_i} \cdot T_{\phi} \right) (\text{зрн}),$$

Таблица 4.6. Годовые затраты на техобслуживание.

	Проектируемый	Базовый
Число приводов, n	1	1
Тарифная ст. наладчика 5-го разряда, грн, - h	40	40
Трудоемкость одного ремонта, ч/ед, - t_1	10	10
Число ремонтов в год, - m	1	4
Категория сложности ремонта, - R_{Σ}	10	10
Стоимость сменяемых элементов, грн, - S	150	150
Количество однотипных сменяемых элементов, - P	3	5
Срок службы деталей, ч, - T	3000	2300
Число часов работы оборудования в год, - T_{ϕ}	1850	1850

Для проектируемого станка:

$$Z_{\text{прп}} = 1 \left(40 \cdot 10 \cdot 1 \cdot 10 + \frac{150 \cdot 3}{3000} \cdot 1850 \right) = 4278 \text{ (грн)}; \quad (4.4)$$

Для базового станка:

$$Z_{\text{прб}} = 1 \left(40 \cdot 10 \cdot 4 \cdot 10 + \frac{150 \cdot 5}{2300} \cdot 1850 \right) = 16603 \text{ (грн)}; \quad (4.5)$$

4.2.3. Годовой фонд заработной платы.

Внедрение нового оборудования и модернизация устройства ЧПУ не приводит к изменению численности обслуживающего персонала.

4.2.4. Годовые затраты на электроэнергию.

При внедрении проектного варианта количество потребляемой агрегатом электроэнергии изменится значительно, так как были заменены устаревший привод и система ЧПУ на более энергоэффективные. Стоимость потребляемой электроэнергии определим исходя из времени работы агрегата и его установленной мощности:

$$C_E = W_{\Gamma} \cdot C_{\mathcal{E}}$$

где: W_{Γ} – количество потребленной за год электроэнергии, кВт·ч;

$C_{\text{Э}}$ – текущий тариф на электроэнергию, грн/кВт·ч.

На 1.04.2018 год для предприятий II класса Днепропетровской области тарифная ставка на электроэнергию составляет 1,92072 грн/кВт·ч без НДС;

$$W_{\text{Г}} = N_{\text{Г}} \cdot T_{\text{н}}$$

где: $N_{\text{Г}}$ – установленная мощность оборудования;

$T_{\text{н}}$ – номинальное время работы оборудования за год (часов);

Таким образом, стоимость потребляемой электроэнергии по базовому варианту:

$$C_{\text{б}} = 18 \cdot 1850 \cdot 1,92072 \cdot 1,2 = 76752 (\text{грн}) \quad (4.6)$$

Стоимость потребляемой электроэнергии по проектному варианту:

$$C_{\text{пр}} = 14 \cdot 1850 \cdot 1,92072 \cdot 1,2 = 59696 (\text{грн}) \quad (4.7)$$

Таблица 4.7. Годовые эксплуатационные расходы

№	Наименование статей затрат	Сумма затрат, грн.	
		Базовый	Проектный
1	Амортизационные отчисления.	4426	7550
2	Расходы на техобслуживание	16603	4278
3	Стоимость потребляемой энергии.	76752	59696
	ИТОГО	97781	71524

4.3.1. Определение годовой экономии от внедрения проекта

Полная годовая экономия от внедрения проекта определяется с учетом изменения эксплуатационных затрат по данному объекту:

$$\text{Э} = \text{Э}_{\text{Г}} \pm \Delta C, \text{ грн}$$

где ΔC – экономия (перерасход) на эксплуатационных расходах.

$$\Delta C = C_{\text{баз}} - C_{\text{пр}}$$

$$\mathcal{E} = 97781 - 71524 = 26257 (\text{грн}) \quad (4.8)$$

4.3.2. Определение экономических показателей

Одним из показателей экономической эффективности является коэффициент эффективности капитальных затрат E_p , который показывает, каков объем дополнительной прибыли приносит одна единица капитальных затрат:

$$E_p = \frac{\mathcal{E}}{K}$$

где: \mathcal{E} – общая годовая экономия от внедрения объекта проектирования, грн;
 K – капитальные затраты, вызвавшие экономию, грн.

$$E_p = \frac{26257}{20922} = 1,25 \quad (4.8)$$

Срок окупаемости капитальных затрат T_p показывает, за сколько лет они окупятся за счет общей экономии от внедрения проекта:

$$T_p = \frac{K}{E}, \text{ лет}$$

$$T_p = 20922 / 26257 = 0,798 \text{ года} \quad (4.9)$$

Для окончательной оценки необходимо сравнить расчетное значение E_p с нормативным значением E_n . Проект признается экономически целесообразным, если расчетный коэффициент эффективности превышает величину банковской кредитной ставки:

$$E_p \geq E_n$$

$$E_n = \frac{N_{\text{кр}} + N_{\text{инф}}}{100}$$

$$E_n = \frac{26 + 10}{100} = 0,36 \quad (4.10)$$

где: $N_{\text{кр}}$ - банковская кредитная ставка, %;

$N_{\text{инф}}$ - годовой уровень инфляции (умеренная инфляция), %.

Определяем нормативное значение коэффициента эффективности из приемлемой для предприятия индивидуальной нормы доходности:

$$E_n = \frac{1}{T_{ож}},$$
$$E_n = \frac{1}{5} = 0,2 \quad (4.11)$$

где $T_{ож}$ - ожидаемый, приемлемый для предприятия срок окупаемости капитальных вложений, лет.

Выбираем вариант с определением E_n из индивидуальной нормы доходности.

$$E_p = 1,25 > 0,36$$

$$E_p = 1,25 > 0,2$$

Вывод:

Внедрение проектного варианта является экономически целесообразным. Коэффициент экономической эффективности составляет 1,25 а срок окупаемости составляет 0,798 года.

ВЫВОДЫ

Цель дипломной работы – повышение быстродействия систем подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости.

Известно, что минимальное время отработки и величина перерегулирования являются противоречивыми показателями переходного процесса. Для достижения оптимальных значений этих двух факторов были исследованы два метода улучшения показателей переходного процесса: параллельное корректирующее устройство и корректирующие сигналы на входе системы.

Использование параллельного корректирующего устройства дает минимальное перерегулирование и время переходного процесса. Следует также заметить, что с помощью параллельного корректирующего устройства повышается стабильность характеристик системы за счет звеньев, охваченных обратной связью. Данные системы малочувствительны к помехам, накладываемым на основной сигнал, пропорциональный отклонению регулируемой величины.

Применяя корректирующие сигналы на входе системы, следует обращать внимание на то, каким способом данные сигналы рассчитаны. В данной работе были произведены расчеты сигналов по нормированным характеристическим уравнениям Баттерворта и Чебышева с различными колебаниями коэффициента передачи. Показатели перерегулирования и времени переходного процесса в этом случае хуже, чем в первом методе, но время первого согласования меньше.

Т.е. в зависимости от того, какие требования предъявляются к электроприводу, может быть использован как первый, так и второй метод повышения быстродействия данной системы подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости.

Следует отметить, что эти два метода не требуют применения фильтра на входе системы, что обеспечивает еще большее быстродействие системы.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Стандарт высшего учебного заведения. Квалифицированные работы выпускников. Общие требования к дипломным проектам и дипломным работам/ Сост. В.О. Салов, О.М. Кузьменко, В.И. Прокопенко.- Днепропетровск НГА Украины, 2000.- 52с.
2. Осичев А.В., Котляров В.О., Марков В.С. Стандартное распределение корней в задачах синтеза в электроприводах // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. Материалы конференции.-Харьков, 1997.- с. 104-109.
3. Унифицированные системы автоуправления в металлургии./ Гарнов В. К.-Л.: Энергоиздат, 1987.-243 с.
4. Проектирование активных фильтров/ Мощиц Г., Хорн П.: Пер. с англ.- М.: Мир,1984.-320 с
5. Проектирование нелинейных следящих систем с тиристорным управлением исполнительными двигателями./ Яворский В.Н., Макшанов В.П., Ярмолин В.П.-Л.: Энергия, 1978.-208 с.
6. Основы автоматики и технической кибернетики./ Красовский А.А., Поспелов Г.С.-М.:Госэнергоиздат, 1962.-600 с.
7. Повышение быстродействия систем подчиненного регулирования с ПИ-регулятором скорости./Колб А. А.- УДК 621.313.2.014.
8. Теория автоматического управления и регулирования./Иванов А. А.- М.: НЕДРА, 1970.-352 с.

