

Министерство общего и профессионального образования Свердловской области  
Государственное автономное профессиональное образовательное учреждение  
Свердловской области  
«Верхнесалдинский авиаметаллургический техникум им. А.А. Евстигнеева»

## **ОСНОВЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ. СИНТЕЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ САР ТОКА И СКОРОСТИ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА**

Учебное пособие

Рекомендовано методическим советом ГАПОУ СО ВСАМТ им. А.А. Евстигнеева  
в качестве учебного пособия по дисциплине  
«Техническое регулирование»  
для студентов всех форм обучения специальности  
13.11.01 «Техническая эксплуатация и обслуживание  
электрического и электромеханического оборудования».



Верхняя Салда  
2019

## ВВЕДЕНИЕ

Для реализации качественной системы автоматического управления (САУ), анализа её поведения в статических режимах работы недостаточно. Это связано с тем, что во время переходных процессов в системе могут наблюдаться недопустимо большие скачки промежуточных или регулируемых координат, возникновение колебаний и выход координат на ограничение. В самом неприятном случае – потеря устойчивости системы. Поэтому поведение любой САУ рассматривается с точки зрения поведения в переходных, или динамических, режимах работы.

Пособие состоит из четырёх разделов.

В первом даны основные определения теории автоматического управления.

Во втором разделе рассмотрен аппарат передаточных функций, представлен общий вид модели объекта управления. Рассмотрен пример построения модели и получение передаточной функции цепи якоря двигателя постоянного тока с независимым возбуждением (ДПТ с НВ), как объекта управления.

Третий раздел содержит основные виды преобразований, встречающихся в структурных схемах при построении моделей систем автоматического управления.

В следующем разделе представлены переходные характеристики элементарных динамических звеньев. Здесь же показана методика получения логарифмических амплитудных и частотных характеристик динамической системы в приложении *Simulink* среды математического программирования и моделирования *Matlab*.

Пятый раздел содержит методику синтеза систем подчинённого регулирования координат, структурные схемы систем автоматического регулирования (САР), переходные характеристики стандартных характеристических полиномов САР. Для двигателя постоянного тока с НВ,

передаточная функция которого была получена в примере второго раздела, выполнен синтез регуляторов тока и скорости в аналитическом виде. Получены передаточные функции регулятором одно и двукратно-интегрирующей систем.

В заключительном разделе на примере двигателя 2ПФ132L УХЛ4 выполнен расчёт и построение модели САР скорости. В *Simulink* получены графики переходных характеристик САР тока, скорости с П- и ПИ-регуляторами. Сделано их сравнение, отмечены достоинства и недостатки каждой системы. Показано влияние ЭДС двигателя и методика её компенсации в модели САР скорости.

Пособие предназначено для студентов средних учебных заведений специальности 13.02.11 «Техническая эксплуатация и обслуживание электрического и электромеханического оборудования», изучающих дисциплину «Техническое регулирование». Может быть полезно студентам вузов, изучающих дисциплины «Электрический привод», «Автоматическое управление техническими и технологическими системами» и др.

## Рецензенты:

канд. техн. наук, доц. каф. ЭАПУ УрФУ К.Е. Неслеров;

старший преподаватель каф. Физики УрФУ А.В. Аминев

Ответственный редактор: канд. техн. наук, М.А. Волков

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. ТЕРМИНЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ.....	6
2. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ.....	8
3. ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ.....	12
4. ХАРАКТЕРИСТИКИ ОСНОВНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ.....	16
5. ОСНОВЫ СИНТЕЗА РЕГУЛЯТОРОВ.....	22
6. МОДЕЛИРОВАНИЕ САР СКОРОСТИ.....	32
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	39

**Основы автоматического управления. Синтез и моделирование САР тока и скорости двигателей постоянного тока. Учебное пособие / авт.-сост. М. А. Волков ; Министерство общего и проф. образования Свердловской области ; ГАПОУ СО «ВСАМТ им. А. А. Евстигнеева». – Верхняя Салда : ВСАМТ, 2019. – 40 с.**

В пособии рассмотрены основные определения теории автоматического управления, показана методика получения передаточных функций аналоговых цепей. Приведены передаточные функции типовых динамических звеньев и их переходные характеристики. Изложена методика синтеза регуляторов систем подвального регулирования методом стандартных переходных характеристик, получены аналитические выражения регуляторов тока и скорости. Выполнено моделирование указанных систем на примере двигателя 2ПФ132L. Пронзвделено их сравнение.

Пособие предназначено для студентов средних специальных учебных учреждений по специальности 13.02.11.

Библиогр. 4 назв. Табл. 2. Рис. 27.

## 1. ТЕРМИНЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

*Объект управления(ОУ)* – устройство или динамический процесс, искусственное воздействие на поведение которого осуществляется для достижения цели управления.

*Цель управления* – желаемое состояние или движение управляемого объекта, которое должно быть достигнуто.

*Заданное воздействие* – воздействие, определяющее требуемый закон изменения регулируемой величины.

*Управляющее воздействие* – воздействие на ОУ, вырабатываемое регулятором для достижения цели управления.

*Возмущающее воздействие* – воздействие на ОУ вызывающее нежелательное изменение управляемой величины.

*Ошибка регулирования* – разность между текущим и заданным значением регулируемой величины.

*Регулятор* – устройство, преобразующее ошибку регулирования в управляющее воздействие, поступающее на ОУ.

*Управление по отклонению* – принцип управления, при котором величина отклонения управляемой переменной подается на вход регулятора таким образом, чтобы отклонение уменьшалось.

*Уравнение по возмущению* – принцип управления, при котором на вход регулятора подается сигнал, пропорциональный величине возмущающего воздействия.

*Комбинированное управление* – принцип управления, сочетающий в себе управление по отклонению и возмущению.

*Устойчивость* – свойство системы возвращаться в заданный установившийся режим после воздействия возмущения.

*Астатическая система* – такая система, в которой ошибка воспроизведения управляющего воздействия равна нулю, то есть

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x^*(t) - x(t) = 0.$$

Понятие «астатизм» рассматривается отдельно для управляемого и возмущающего воздействий. Соответственно, *сплитическая САР* воспроизводит управляющий сигнал с ошибкой.

В зависимости от требований к процессу управления, сложности объекта управления, наличия неопределенностей и вариаций параметров объекта управления в процессе работы выделяют разомкнутые, замкнутые, робастные и адаптивные алгоритмы управления. Соотношение между ними представлено на рис. 1.

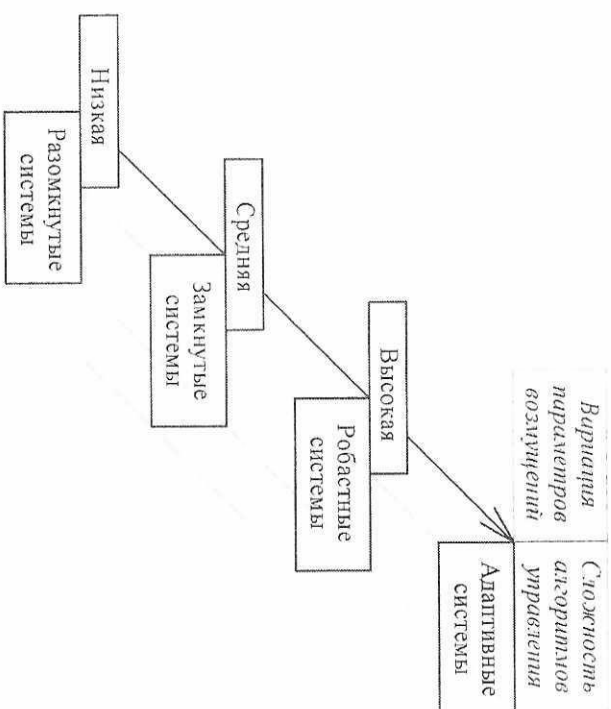


Рис. 1. Типы систем управления

## 2. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ

Для выполнения необходимых требований к системе управления каким-либо объектом составляется математическая модель объекта управления. Учесть все влияющие факторы на объект управления не представляется возможным, поэтому математическая модель строится исходя из поставленной задачи.

Для получения алгоритмов регуляторов используются упрощённые модели объектов, для проверки работы системы в целом используются уточнённые модели, в которых учтены все основные факторы, влияющие на работу объекта управления и системы в целом. По результатам моделирования делается вывод о возможности проведения эксперимента на оборудовании.

Любой объект управления или систему в целом можно представить схемой, приведённой на рис. 1. На модель действуют входное  $x(t)$  и возмущающее  $f(t)$  воздействия, от которых зависит поведение выходной координаты  $y(t)$ .

Так как поведение системы в переходных процессах предполагает рассмотрение этих систем во времени, то все координаты системы будут зависеть от времени  $t$ , а их поведение определяться дифференциальными уравнениями. В общем случае входная  $x(t)$  и выходная величина  $y(t)$  являются линейными комбинациями определённого числа своих производных с весовыми коэффициентами  $a_i$  и  $b_i$ ,

$$a_0 y(t) + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + \dots + a_n \frac{d^n x(t)}{dt^n} = b_0 x(t) + b_1 \frac{dx(t)}{dt} + \dots + b_m \frac{d^m x(t)}{dt^m}. \quad (1)$$

Для упрощения анализа поведения объекта управления или системы в целом и синтеза регуляторов используется переход вещественного переменного  $f(t)$ , называемого **оригиналом**, в пространство комплексного переменного  $F(p)$ , называемого **изображением**, с помощью преобразования Лапласа [1]

$$F(p) = \int_0^{\infty} e^{-pt} f(t) dt,$$

где  $p$  — комплексная переменная,  $p = \sigma + j\omega$ .

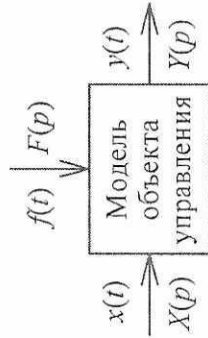


Рис. 2. Общий вид модели объекта управления

Такой переход позволяет упростить вычисления благодаря переходу от операций умножения и деления к операциям складывания и вычитания.

Стоит заметить, что в иностранной литературе и математических пакетах используется обозначение комплексной переменной  $s$ .

Таким образом, на рис. 2 изображением входной величины выступает  $X(p)$ , а выходной —  $Y(p)$ .

После применения преобразования Лапласа формула (1) преобразуется к виду

$$a_0 Y(p) + a_1 p Y(p) + \dots + a_n p^n Y(p) = b_0 X(p) + b_1 p X(p) + \dots + b_m p^m X(p).$$

Разделив всё уравнение на изображение входной величины  $X(p)$ , можно перейти к **передаточной функции** объекта управления или системы

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{b_0 + b_1 p + \dots + b_m p^m}{a_0 + a_1 p + \dots + a_n p^n}, \quad (2)$$

где для физически реализуемых систем  $m \leq n$ .

Передаточная функция характеризуется её **нулями** и **полюсами**, то есть расположением корней полиномов числителя и знаменателя соответственно в комплексной плоскости. Они однозначно определяют поведение рассматриваемой системы.

В теории автоматического управления используют аппарат передаточных функций. Для построения переходных процессов во времени применяют

математические пакеты, наиболее удобным из которых, является приложение для выполнения математического моделирования *Simulink* пакета *Matlab*.

Для перехода от оригиналов к изображениям и обратно используют специальные таблицы преобразований [1].

На практике в задачах синтеза регуляторов используют передаточные функции не выше 4 порядка, при этом модель самого объекта управления старается упростить до первого или второго порядка. Сложные системы разбиваются на отдельные звенья, из которых в дальнейшем составляется полная структурная схема всей системы.

### Пример №1. Получение передаточной функции

Получим передаточную функцию для цепи якоря двигателя постоянного тока с независимым возбуждением, питаемого от управляемого преобразователя  $W_1(p) = \frac{I_{\text{я}}(p)}{U_{\text{у}}(p)}$ . Эта ПФ характеризует поведение тока якоря

двигателя  $I_{\text{я}}$  при изменении напряжения управления  $U_{\text{у}}$  преобразователем. Схема замещения силовой цепи представлена на рис. 3.

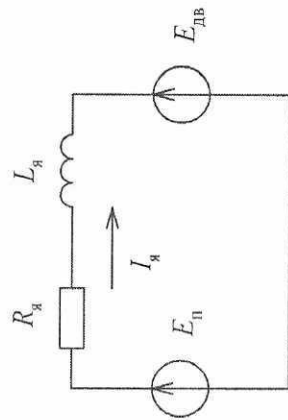


Рис. 3. Схема замещения силовой цепи двигателя

Составим баланс напряжений для замкнутого контура по второму закону Кирхгофа

$$E_{\text{п}} - E_{\text{дв}} = I_{\text{я}} R_{\text{я}} + L_{\text{я}} \frac{dI_{\text{я}}}{dt},$$

где  $E_{\text{п}}$  – напряжение на выходе преобразователя,  $E_{\text{дв}} = K_{\text{п}} U_{\text{у}}$ ;

$E_{\text{дв}}$  – электродвижущая сила (ЭДС) двигателя,  $E_{\text{дв}} = K_{\text{Ф}} \Phi$ ;

$L_{\text{я}}$  – суммарная индуктивность цепи якоря;

$R_{\text{я}}$  – суммарное активное сопротивление цепи якоря.

Если принять в (4), что  $E_{\text{дв}} = 0$ , то, перейдя к изображениям и разделив уравнение на  $U_{\text{у}}(p)$ , получим следующую передаточную функцию:

$$W_1(p) = \frac{I_{\text{я}}(p)}{U_{\text{у}}(p)} = \frac{K_{\text{п}}}{R_{\text{я}}(T_{\text{я}}p + 1)}, \quad (3)$$

где  $T_{\text{я}}$  – постоянная времени якорной цепи,  $T_{\text{я}} = L_{\text{я}} / R_{\text{я}}$ .

Структурная схема цепи с учётом полученной передаточной функции представлена на рис. 4.

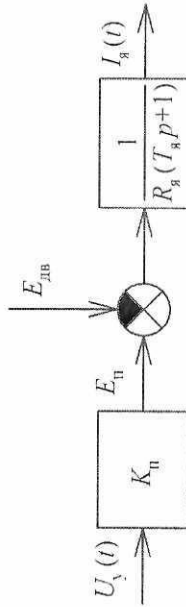


Рис. 4. Структурная схема цепи якоря ДПТ

### 3. ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ

#### Последовательное соединение звеньев

Последовательное соединение представлено на рис. 5.

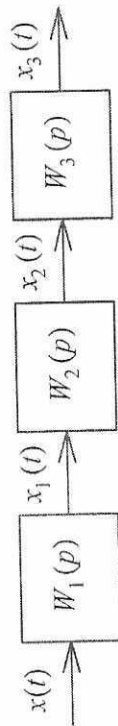


Рис. 5. Последовательное соединение звеньев

Эквивалентная передаточная функция при таком соединении является произведением передаточных функций звеньев, входящих в структуру:

$$W(p) = \frac{X_3(p)}{X(p)} = W_1(p)W_2(p)W_3(p).$$

#### Параллельное соединение звеньев

Параллельное соединение представлено на рис. 6. Входной сигнал, проходя через отдельные звенья, суммируется на элементе, называемом сумматором.

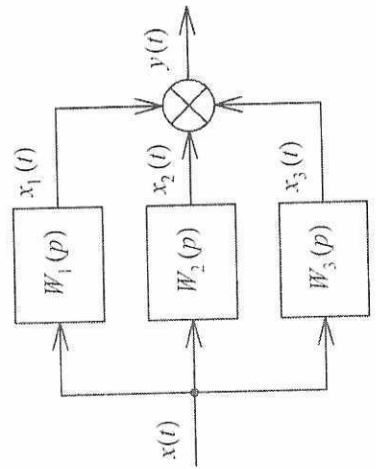


Рис. 6. Параллельное соединение звеньев

Эквивалентная передаточная функция при параллельном соединении равна сумме передаточных функций отдельных звеньев:

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = W_1(p) + W_2(p) + W_3(p).$$

#### Обратная связь и переход к единичной ОС

Структура, называемая обратной связью, представлена на рис. 7. Закрашенный сектор сумматора говорит о том, что сигнал  $x_2(t)$ , приходящий на сумматор, вычитается. Следует заметить, что в системах автоматического регулирования (САР) используются отрицательные обратные связи (ООС). Положительные обратные связи вызывают нарушение устойчивости в работе системы и используются в радиоэлектронике для создания автоколебательных режимов.

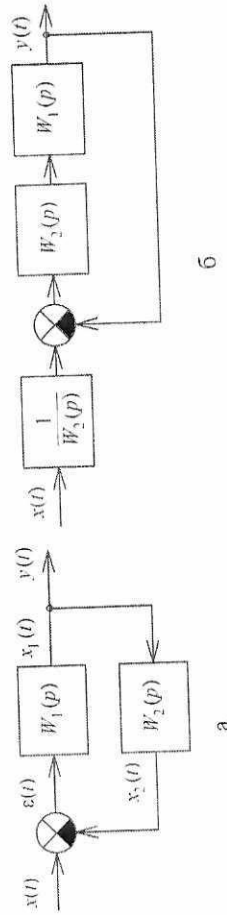


Рис. 7. Структура с обратной связью (ОС) и переход к единичной ОС

В замкнутых САР сигнал  $\epsilon(t) = x(t) - x_2(t)$  называют ошибкой регулирования.

Эквивалентная передаточная функция схемы

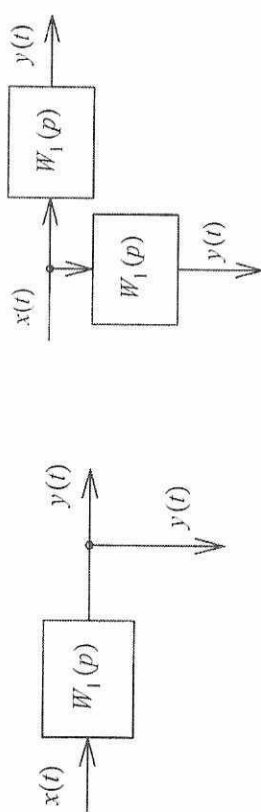
$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{W_1(p)}{1 + W_1(p)W_2(p)}. \quad (4)$$

При положительной ОС в формуле (4) перед произведением в знаменателе ставится знак минус.

При составлении структурных схем отдельные звенья системы стараются, по возможности, выделять таким образом, чтобы выходная величина звена являлась физической величиной.

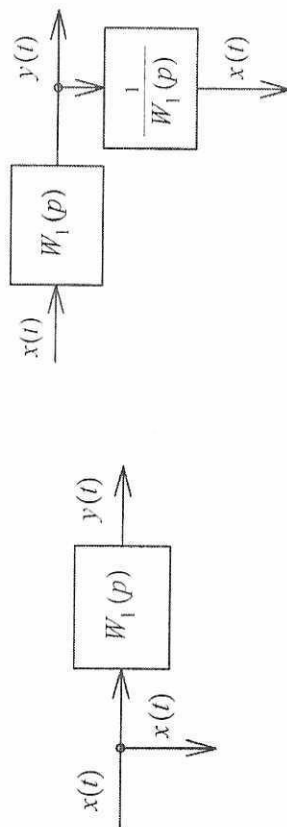
*Перенос через узел*

В процессе преобразования сложной структурной схемы иногда возникает необходимость переноса звена через узел. На рис. 8 представлены возможные варианты выполнения таких переносов.



а б

Рис. 8. Перенос звена через узел вправо



а б

Рис. 9. Перенос звена через узел влево

Для закрепления материала читателю предлагается найти передаточные функции  $W_a(p) = \frac{X_1(p)}{X(p)}$ ,  $W_b(p) = \frac{X_6(p)}{X(p)}$ ,  $W_c(p) = \frac{Y(p)}{X(p)}$  для сложной структурной схемы системы, представленной на рис. 10.

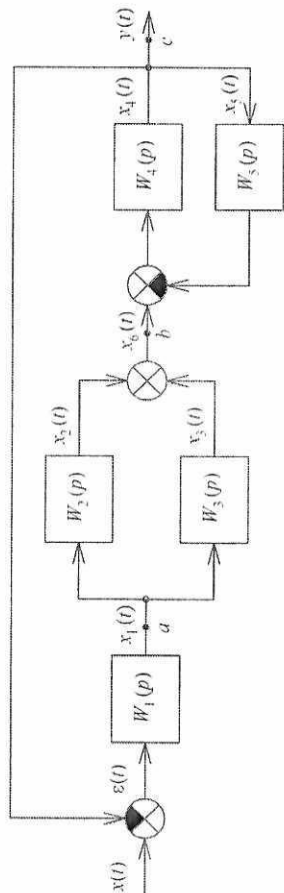


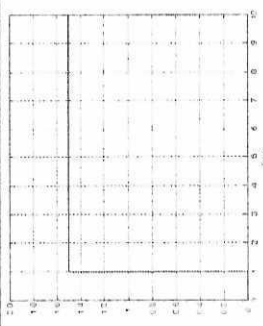
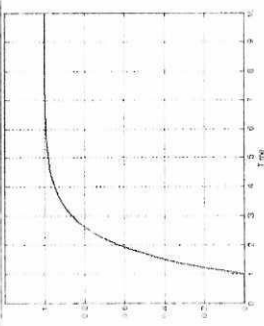
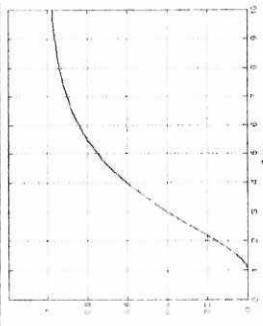
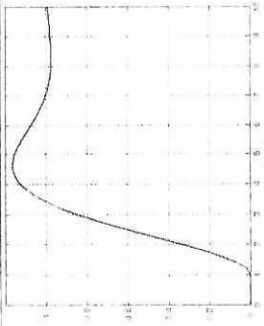
Рис. 10. Пример сложной структуры динамической системы



#### 4. ХАРАКТЕРИСТИКИ ОСНОВНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ ЗВЕНЬЕВ

Таблица 1

Переходные характеристики позиционных динамических звеньев

№ звена	Тип звена и его передаточная функция	Переходная функция
1	Безынерционное $W(p) = k$	
2	Апериодическое первого порядка $W(p) = \frac{1}{Tp+1}$	
3	Апериодическое второго порядка $W(p) = \frac{1}{(T_1p+1)(T_2p+1)}$	
4	Колебательное $W(p) = \frac{1}{T^2p^2 + 2\xi Tp + 1}, \xi < 1$	

Для сравнения различных звеньев и их характеристики используются две функции: переходная и весовая.

*Переходная функция*  $h(t)$  описывает переходный процесс на выходе звена, возникающий при подаче на его вход ступенчатого единичного воздействия  $1(t)$ .

*Весовая функция*  $\omega(t)$  представляет собой реакцию звена на единичную импульсную функцию  $\delta(t)=1'(t)$ . Дельта-функция имеет единичную функцию, т.е.

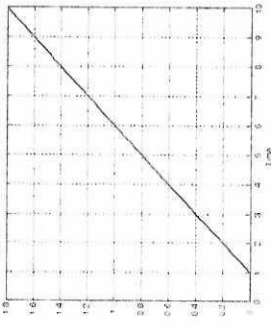
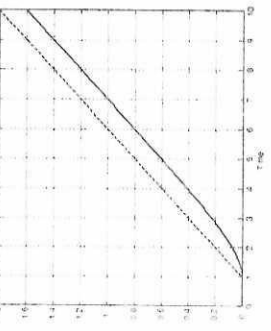
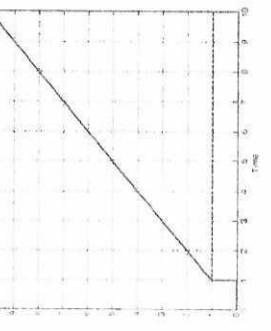
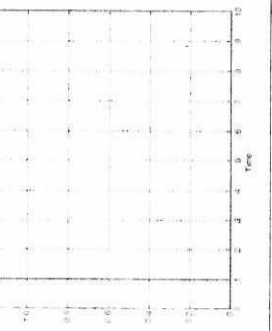
$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = 1.$$

В табл. 1 представлены основные типы звеньев и их переходные функции.

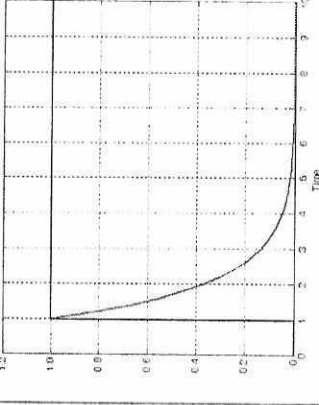
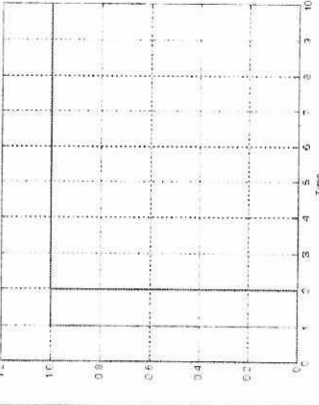
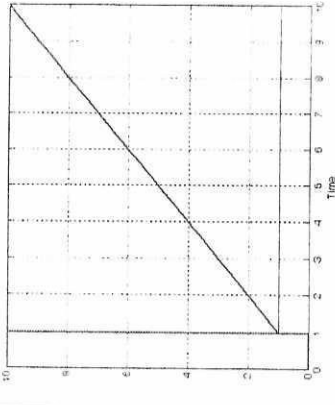
Звенья 1-4 в табл. 1 называют позиционными [1]. Кроме указанных типов звеньев, к простейшим так же относят дифференцирующие, интегрирующие, их комбинация, а также звено чистого запаздывания (табл. 2).

Таблица 2

Переходные характеристики простейших динамических звеньев

№ звена	Тип звена и его передаточная функция	Переходная функция
1	Интегрирующее $W(p) = \frac{k}{p}$	
2	Реальное интегрирующее $W(p) = \frac{k}{p(Tp+1)}$	
3	Изотропное $W(p) = \frac{k(Tp+1)}{p}$	
4	Дифференцирующее $W(p) = kp$	

Продолжение табл. 2

5	Реальное дифференцирующее $W(p) = \frac{kp}{Tp+1}$	
6	Звено чистого запаздывания $W(p) = e^{-Tp}$	
7	Пропорционально-интегрально-дифференциальное $W(p) = k_{\Pi} + \frac{1}{T_{\text{И}}}p + T_{\text{Д}}p$	

*Амплитудно- и фазо-частотные характеристики*

При анализе поведения звена важными характеристиками являются амплитудно-частотная (АЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики. АЧХ позволяет узнать, как изменяется амплитуда выходного сигнала при изменении

частоты входного сигнала, ФЧХ - фаза сигнала. Как правило, используется логарифмический масштаб осей. По ЛАЧХ определяют частоту среза системы, уровень колебательности, степень устойчивости [1]. Кроме того, ЛАЧХ и ЛФЧХ могут использоваться для нахождения значений параметров регуляторов.

Для построения частотных характеристик в *Matlab* применяется *LTI-Viewer* [2]. Вызов приложения осуществляется в окне модели с помощью команды *Linear analysis...* меню *Tools* (рис. 11, а). При этом появляется окно с входной и выходной точками, которые необходимо установить на входе и выходе модели, как показано на рис. 11, б.

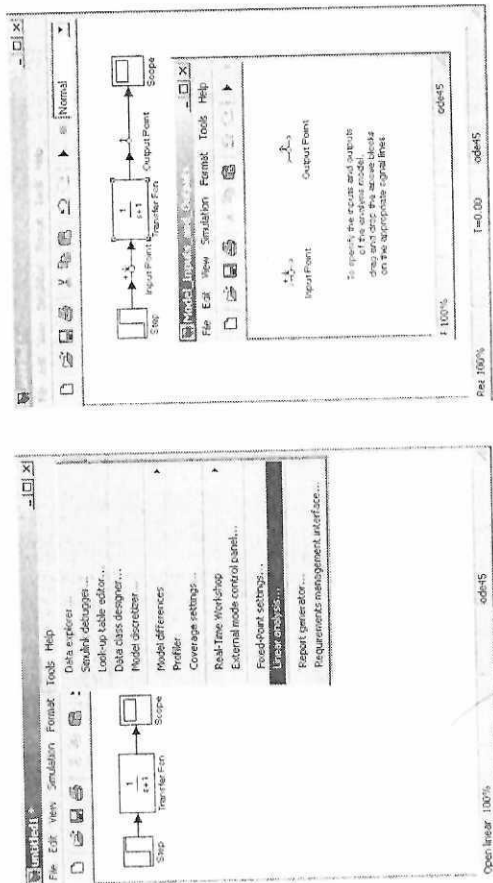


Рис. 11. Построение ЛАЧХ и ЛФЧХ динамической системы

В окне *LTI Viewer* выбрать тип графика «Bode». Для получения характеристик в меню *Simulink* выполнить команду *Get Linearized Model* (рис. 12, а).

Для успешного освоения пройденного материала читателю предлагается построить ЛАЧХ и ЛФЧХ следующих звеньев: колебательное, апериодическое второго порядка, изотропное. Параметры звеньев заданы преподавателем.

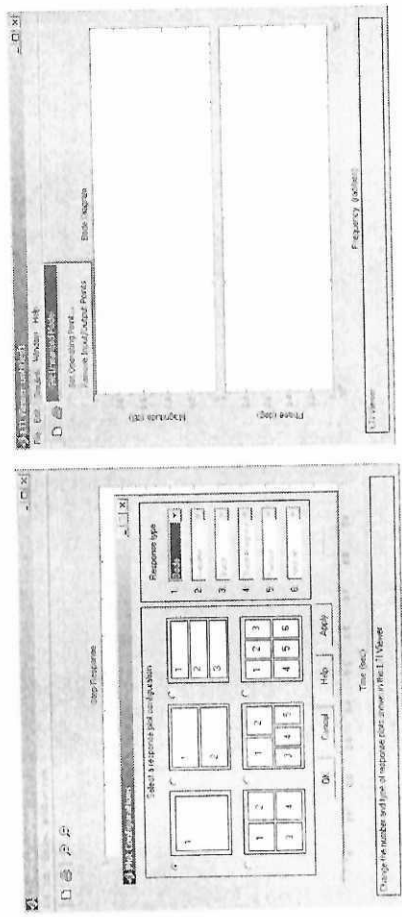


Рис. 12. Конфигурирование приложения *LTI-Viewer*

В результате выполнения команды строятся ЛАЧХ и ЛФЧХ (рис. 13).

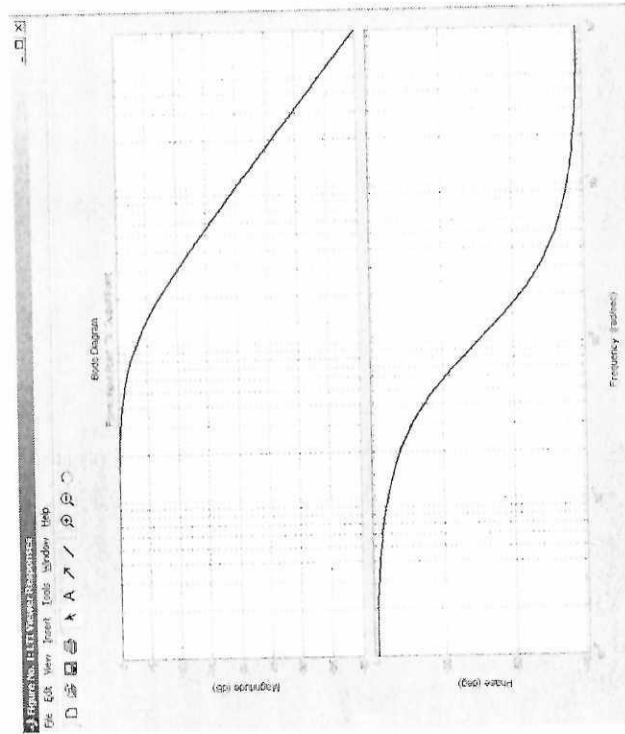


Рис. 13. Частотные характеристики апериодического звена ( $T=1$ )

## 5. ОСНОВЫ СИНТЕЗА РЕГУЛЯТОРОВ

Задача построения качественных систем автоматического регулирования (САР) предполагает выполнение заданных требований к системе: быстродействие, величины статической и динамической ошибки, минимальное влияние возмущающих воздействий, определяющихся различными факторами и др.

Цель управления обычно формулируется следующим образом: достижение регулируемой величиной заданного значения за конечный промежуток времени, то есть

$$y(t) = y^*(t),$$

где  $y^*(t)$  — заданное значение выходной величины.

При этом имеют место дополнительные условия, накладывающие ограничения на количество подводимой и передаваемой внутри системы энергии. Кроме этого могут формулироваться дополнительные требования, связанные с выбором оптимальных траекторий движения системы, минимальных потерь энергии в переходных и статических режимах работы, обеспечение заданного качества регулирования при отклонении реальных параметров системы от расчётных. Такие отклонения могут быть следствием изменения температуры двигателя, веса перемещаемого груза, геометрии механической передачи, а также износа и старения отдельных звеньев системы.

Структурная схема контура регулирования координатой  $y(t)$  представлена на рис. 14.

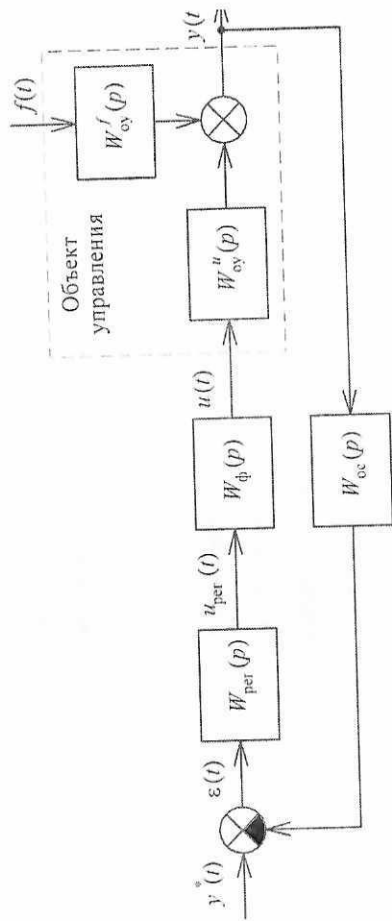


Рис. 14. Структурная схема системы автоматического регулирования

Рассмотрим структуру САР. Объект управления представлен двумя передаточными функциями: по управлению  $W_{oy}^u(p)$  и по возмущению  $W_{oy}^f(p)$ .

На объект управления воздействует управляющий сигнал  $u(t)$ , приходящий с регулятора  $W_{reg}(p)$  через фильтр  $W_{\phi}(p)$ , а также возмущающий сигнал  $f(t)$ . На регулятор поступает разница между заданным  $y^*(t)$  и текущим значениями  $y(t)$  регулируемой координаты  $\epsilon(t) = y^*(t) - y(t)$ . Как правило, передаточная функция звена в цепи обратной связи  $W_{oc}(p)$  представляет собой передаточную функцию датчика регулируемой координаты, иногда дополняющуюся фильтром, уменьшающим уровень помех.

Представленная структура называется замкнутой, а тип используемого регулирования — по *отклонению*. Такие структуры нашли наибольшее применение в САР.

Если канал обратной связи отсутствует, то система называется разомкнутой. Качество регулирования в таких системах существенно хуже из-за того, что система не получает информации о текущем значении регулируемой координаты.

Регулирование по возмущению может являться дополнительным информационным каналом в структуре и в совокупности с регулированием по отклонению позволяет улучшить качество управления в целом. Построение таких систем оправдано, когда есть возможность измерить или вычислить величину возмущающего воздействия и предполагается улучшение качества переходных процессов.

Задача синтеза регулятора заключается в получении его передаточной функции на основании одного из методов синтеза регуляторов. Различные методы обладают разной трудоёмкостью расчётов и возможностью получения структур регуляторов, наделяющих систему регулирования дополнительными свойствами (напр., слабая чувствительность и адаптация к изменению параметров объекта, эффективная парирование воздействия возмущений на объект).

Выберем для синтеза регулятора метод стандартных переходных характеристик, используемый для получения структур подчинённого регулирования. В этом случае вся система автоматического регулирования состоит из нескольких подчинённых друг другу контуров регулирования различных координат. Благодаря выделению отдельных контуров процедура получения алгоритма работы регулятора является простой и универсальной. Следует заметить, что метод не позволяет получать слабо чувствительные (робастные) и адаптивные системы.

Методика синтеза состоит из следующих этапов.

1. На входе объекта регулирования устанавливается фильтр, ограничивающий полосу пропускания системы и обеспечивающий помехозащищённость, с передаточной функцией

$$W(p) = \frac{1}{T_{\text{ц}} p + 1},$$

где  $T_{\text{ц}}$  — некомпенсируемая постоянная времени, определяющая быстроту действия системы.

2. Для каждой из регулируемых координат  $y_i$  строится замкнутая САР с регулированием по отклонению. В каждом контуре устанавливается индивидуальный регулятор.

3. Контур подчиняются друг другу, то есть выход с регулятора внешнего контура является заданием для внутреннего контура.

4. Синтез начинается последовательно, начиная с внутренних контуров.

5. Передаточная функция регулятора определяется следующим образом:

$$W_{\text{рег},i}(p) = \frac{1}{T_i p} \frac{1}{W_{\text{ов},i}(p)}, \quad (5)$$

где  $T_i$  — постоянная времени интегрирующего звена регулятора  $i$ -ого контура.

Такая структура регулятора обеспечивает каждому отдельному контуру регулирования компенсацию инерционности звена объекта управления, попавшего в контур; необходимый порядок астатизма (отсутствие ошибки регулирования) системы по управляемому воздействию; оптимизацию переходных процессов.

После выполнения процедуры синтеза и выполнения эквивалентных преобразований передаточная функция замкнутого контура регулирования координаты приобретает вид

$$W_{\text{замк}}(p) = \frac{1}{A(p)},$$

где  $A(p)$  — характеристический полином системы, определяющий необходимое качество процесса регулирования.

Среди различных типов настройки систем возможна настройка на модульный оптимум и настройка на апериодический характер процессов. Вид переходных процессов для звеньев с первого до четвертого порядка представлен на рис. 15 и 16 соответственно. Сравнение процессов на указанных рисунках показывает, что апериодические процессы оказываются сильно затянутыми по времени, поэтому такую настройку следует применять лишь в том случае, когда отсутствие перерегулирования регулируемой координаты

является необходимым по условиям работы объекта или технологии производства (напр., томительные зоны методических печей).

В тех случаях, когда допускается перерегулирование, используется настройка на модульный оптимум, характеризующаяся лучшим быстроедействием и наличием перерегулирования в пределах 5% от заданного значения.

Характеристический полином  $i$ -ого порядка замкнутой системы формируется по формуле

$$A_i(p) = (\alpha T_{\mu})^{i-1} A_{i-1}(p) + 1,$$

где  $\alpha = 2$  при настройке на модульный оптимум,  $\alpha = 4$  при аperiodической настройке;  $A_i(p) = T_{\mu} p + 1$  — знаменатель ПФ фильтра.

Постоянные времени интегрирования регуляторов связаны соотношением

$$T_i = \alpha T_{i-1}.$$

Для получения более быстрых процессов без перерегулирования можно принять  $\alpha = 2\sqrt{2}$ . Переходные процессы для этого случая показаны на рис. 17.

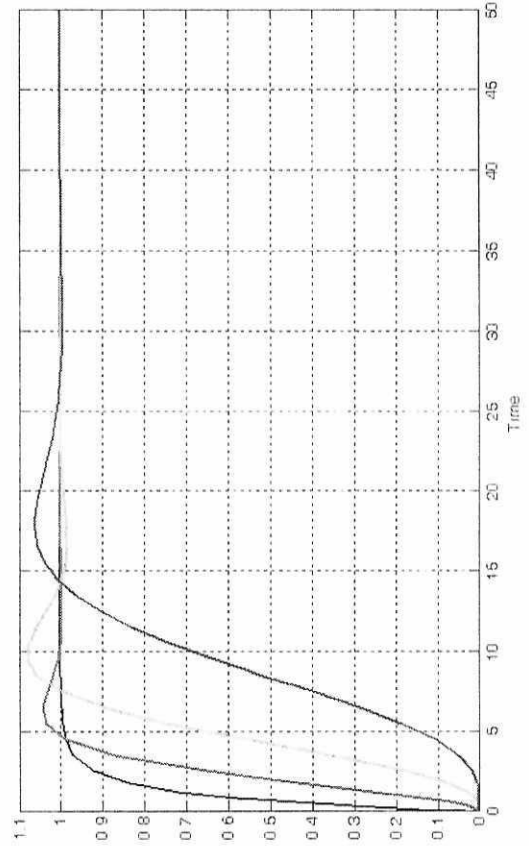


Рис. 15. Настройка на модульный оптимум,  $\alpha = 2$

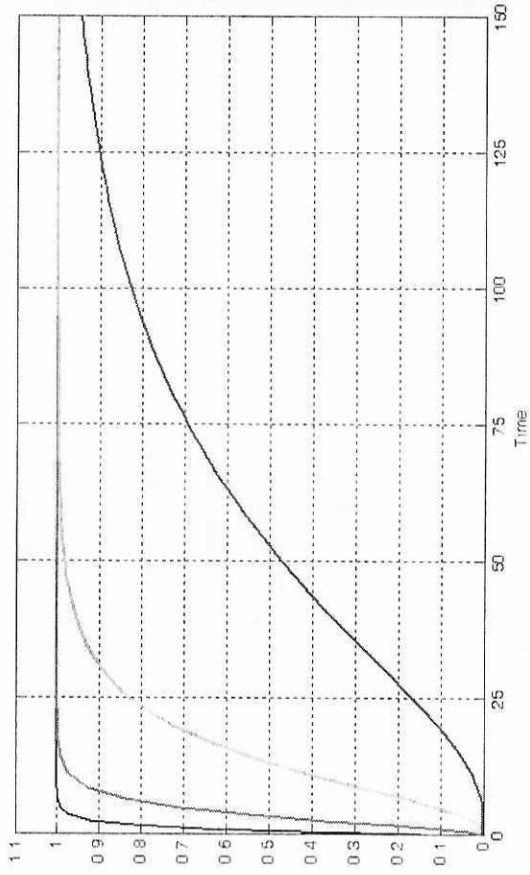


Рис. 16. Настройка без перерегулирования,  $\alpha = 4$

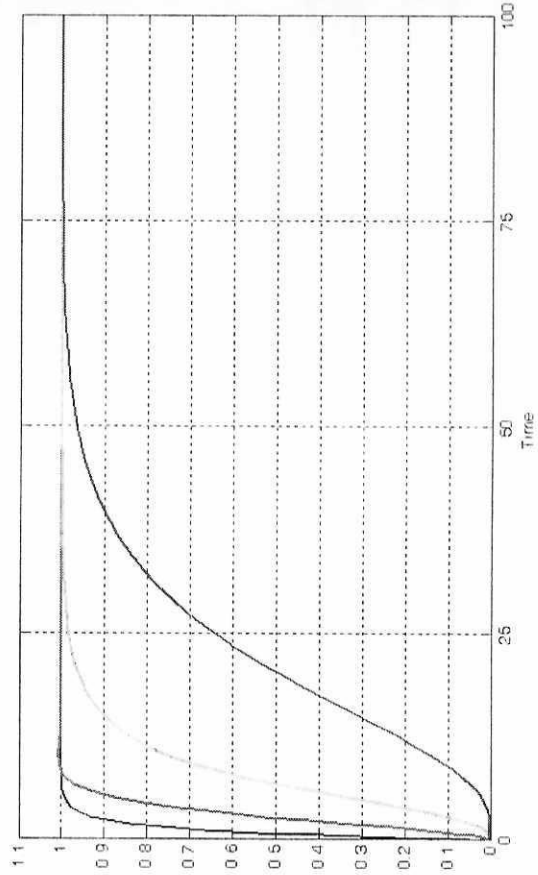


Рис. 17. Настройка для случая,  $\alpha = 2\sqrt{2}$



### Пример №2. Синтеза регулятора тока

Для найденной в примере №1 ПФ цепи якоря (4) выполним синтез замкнутой САР тока якоря двигателя. Исходная структурная схема системы представлена на рис. 18, а. Для получения ПФ регулятора целесообразно перенести блок датчика из цепи обратной связи, как показано на рис. 18, б.

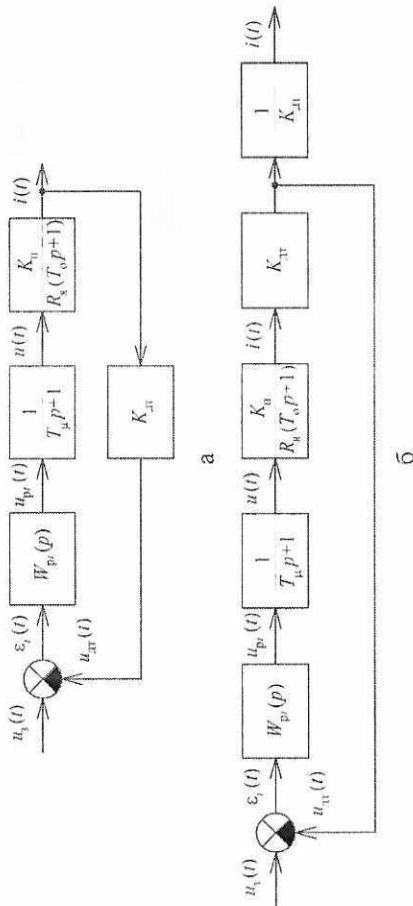


Рис. 18. Исходная (а) и преобразованная (б) структурная схема САР тока

Передаточная функция регулятора тока на основании (5)

$$W_{рт}(p) = \frac{R_{я\Sigma} T_0 p + 1}{K_{п} K_{дт} 2T_{\mu} p} \quad (6)$$

Необходимо учитывать, что уровни напряжения в силовой цепи и цепях управления имеют разные значения. Уровень управляющего напряжения выбирают согласно [3]. Как правило, оно составляет  $\pm 10\text{В}$ . Из-за разницы в уровнях напряжения цепей динамическая модель системы в абсолютных величинах имеет коэффициент усиления

$$K_{ус,t} = \frac{1}{K_{дт}}$$

Полученная передаточная функция регулятора тока представляет собой изоморфное звено. Если выполнить деление числителя на знаменатель, то получим следующий вид ПФ регулятора тока

$$W_{рт}(p) = \frac{1}{K_{п} K_{дт}} \left( \frac{T_0}{2T_{\mu}} + \frac{1}{2T_{\mu} p} \right)$$

Регулятор имеет в своей структуре пропорциональную и интегральную части, поэтому называется пропорционально интегральный, или сокращённо ПИ-регулятор.

После преобразований САР тока можно представить фильтром второго порядка со стандартной передаточной функцией

$$W_i(p) = \frac{1}{2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1}$$

### Пример №3. Синтез регулятора скорости

Передаточную функцию звена скорости объекта управления

$$W_{\omega\omega}(p) = \frac{\Omega(p)}{M(p)}$$

$$M - M_c = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}$$

При условии  $M_c = 0$  ПФ звена скорости

$$W_{\omega\omega}(p) = \frac{1}{J_{\Sigma} p}$$

Структурная схема звена с учётом соотношения  $M = K\Phi I$  принимает вид, представленный на рис. 19.

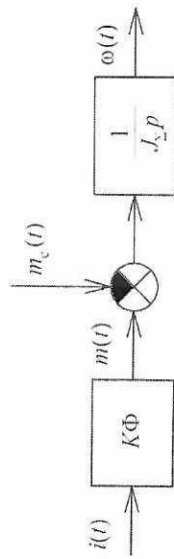


Рис. 19. Структурная схема звена скорости объекта регулирования

Выполним синтез регулятора скорости, с учётом внутреннего контура тока. Исходная структурная схема САР скорости электропривода представлена на рис. 20, а. Для получения ПФ регулятора скорости целесообразно перенести блок из цепи обратной связи, как показано на рис. 20, б.

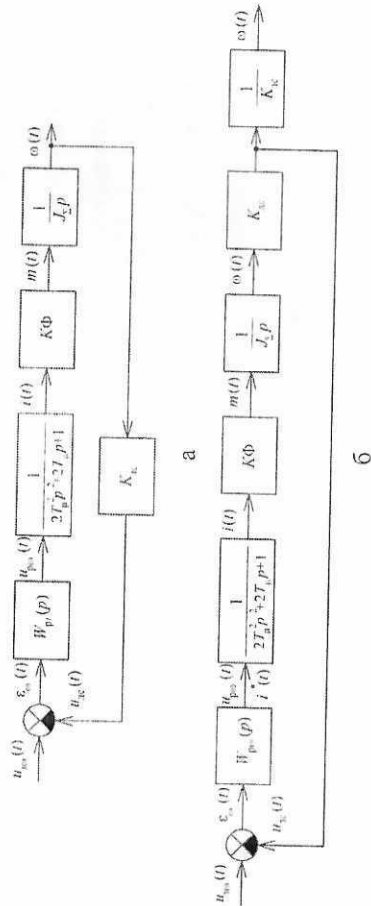


Рис. 20. Структурная схема САР скорости электропривода

Передаточная функция регулятора скорости на основании (5)

$$W_{рс}(p) = \frac{1}{KФ} \frac{1}{K_{де}} \frac{1}{4T_и p} = \frac{1}{KФ K_{де}} \frac{1}{4T_и p} \quad (7)$$

Коэффициент усиления САР скорости

$$K_{ус\omega} = \frac{1}{K_{де}}$$

Так как ПФ регулятора представляет собой пропорциональное звено, то регулятор называется пропорциональный, или П-регулятор.

Общая структурная схема двухконтурной САР скорости с внутренним контуром тока представлена на рис. 21.

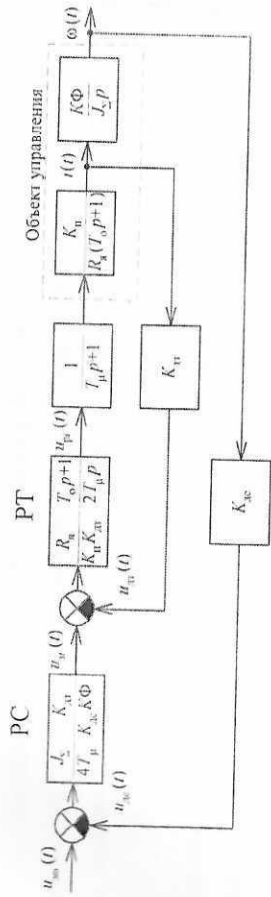


Рис. 21. Общая структурная схема САР скорости

При использовании относительных единиц структурная схема и модель системы упрощается:  $k_{дт} = 1$ ,  $k_{де} = 1$ ,  $kф = 1$  [4].



## 6. МОДЕЛИРОВАНИЕ САР СКОРОСТИ

Для моделирования был выбран широкорегулируемый двигатель постоянного тока 2ПФ132L УХЛ4. Параметры двигателя представлены в табл.3.

Таблица 3

Параметры двигателя 2ПФ132

$P_n$ , кВт	$U_n$ , В	$n_n$ , об/м	$\eta_n$ , %	$R_a$ , Ом	$R_{\text{дв}}$ , Ом	$L_{\text{я}}$ , мГн	$R_{\text{эм}}$ , Ом	$J_{\text{дв}}$ , кг·м <sup>2</sup>
7,5	440	2200	86,0	0,67	0,445	13,8	20,6	0,14

Номинальный ток двигателя

$$I_n = \frac{P_n}{\eta_n U_n} = \frac{7,5 \cdot 10^3}{0,86 \cdot 440} = 19,82 \text{ А.}$$

Номинальный ток якоря двигателя

$$I_{\text{я.н}} = I_n - \frac{U_{\text{ов.н}}}{R_{\Sigma}^{75}} = 19,82 - \frac{110}{1,24 \cdot 20,6} = 15,5 \text{ А}$$

Величина общего сопротивления цепи якоря, приведённая к рабочей температуре 75 °С

$$R_{\Sigma}^{75} = 1,24 \cdot (R_a^{15} + R_{\text{дв}}^{15}) = 1,24 \cdot (0,67 + 0,445) = 1,383 \text{ Ом.}$$

Постоянная времени якорной цепи

$$T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\Sigma}^{75}} = \frac{0,0138}{1,383} = 0,01 \text{ с.}$$

Произведение конструктивного коэффициента и магнитного потока

$$K_{\Phi} = \frac{P_n \cdot 30}{\pi \cdot n_n \cdot I_{\text{я.н}}} = \frac{7,5 \cdot 10^3 \cdot 30}{\pi \cdot 2200 \cdot 15,5} = 2,1 \text{ В} \cdot \text{с.}$$

Коэффициенты передачи датчиков тока и скорости соответственно

$$K_{\text{дт}} = \frac{U_{\text{у.н}}}{I_{\text{я.н}}} = \frac{10}{15,5} = 0,645 \frac{\text{В}}{\text{А}}; K_{\text{дс}} = \frac{U_{\text{у.н}}}{\omega_n} = \frac{10 \cdot 30}{\pi \cdot 2200} = 0,043 \frac{\text{В}}{\text{рад/с}}$$

Передаточная функция регулятора тока по (6) должна иметь вид

$$W_{\text{рт}}(p) = \frac{1,383}{44 \cdot 0,645} \frac{0,01p + 1}{2 \cdot 0,01p}$$

Постоянная времени цепи якоря  $T_{\text{я}}$  рассматриваемого двигателя мала, и её компенсация не требуется. Поэтому конечную ПФ регулятора тока можно упростить:

$$W_{\text{рт}}(p) = \frac{1,383}{44 \cdot 0,645} \frac{1}{2 \cdot 0,01p}$$

Регулятор тока имеет интегральную структуру, а в структурной схеме САР тока будет отсутствовать фильтр. Такое решение не применяется на практике, так как из-за изменения величины сопротивления якоря значение  $T_{\text{я}}$  может меняться. Это приводит к отклонению переходной функции САР тока от желаемой. Кроме этого отсутствие фильтра на выходе регулятора тока может привести к возрастанию влияния электромагнитных помех на работу системы.

## Однократно-интегрирующая САР скорости

Передаточная функция регулятора скорости по (7)

$$W_{\text{рс}}(p) = \frac{1}{2,1} \frac{1}{0,0434} \frac{1}{4 \cdot 0,01}$$

Модели САР скорости и тока представлены на рис. 22 и 23 соответственно.

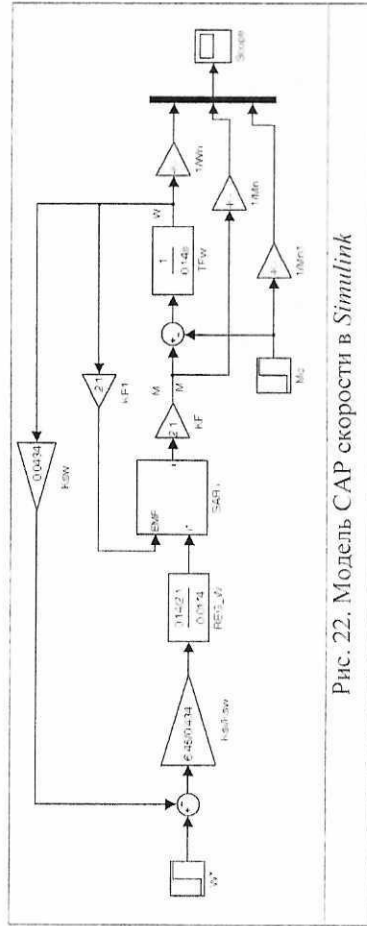


Рис. 22. Модель САР скорости в Simulink

На основании баланса напряжений для цепи якоря

$$U_{\text{я}} - E_{\text{я}} = I_{\text{я}} R_{\text{я}} \Sigma - L \frac{dI_{\text{я}}}{dt}$$

в модели двигателя учтено влияние ЭДС двигателя (вход *EMF*), а так же выполнена компенсация её влияния (звено *Komp\_EMF*). Переходные процессы с компенсации влияния ЭДС представлены на рис. 24, без компенсации — на рис. 25.

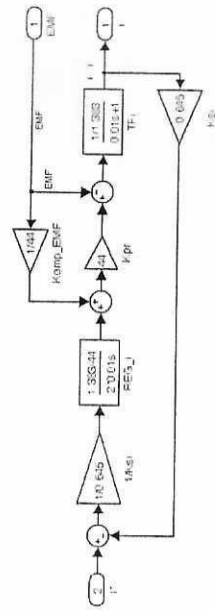


Рис. 23. Модель САР тока в Simulink

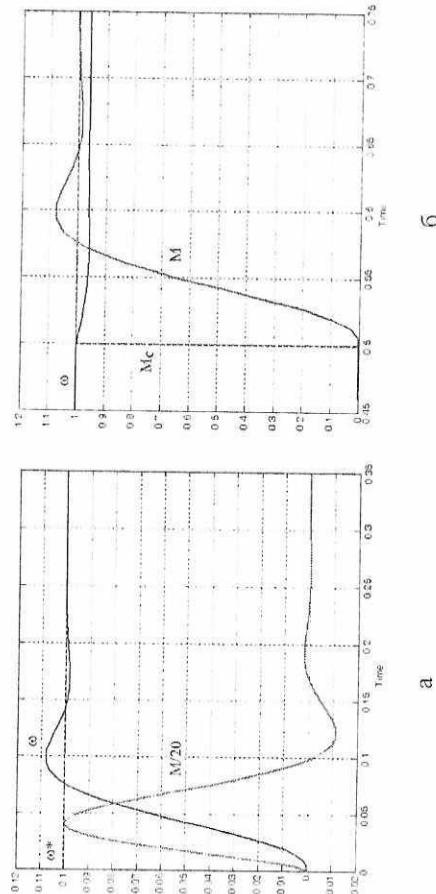


Рис. 24. Переходные процессы САР скорости

(а — на управляющее воздействие, б — на возмущающее воздействие)

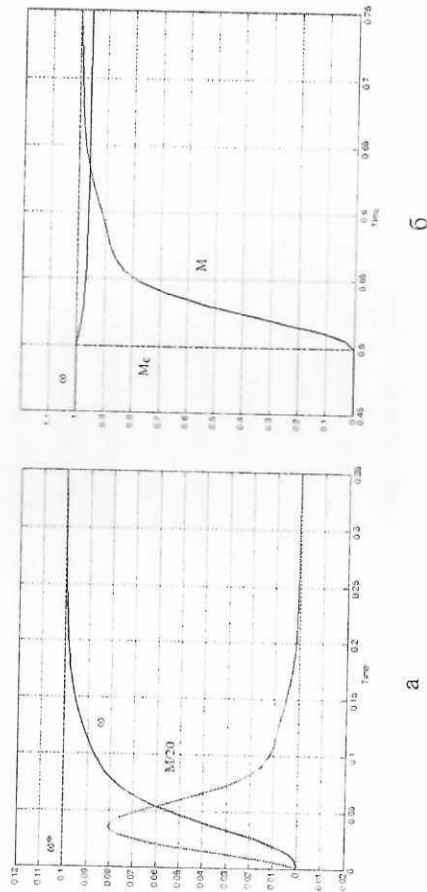


Рис. 25. Переходные процессы САР скорости без компенсации ЭДС  
(а — на управляющее воздействие, б — на возмущающее воздействие)

Из рис. 24 видно, что при номинальной нагрузке, в САР скорости с П-регулятором возникает статическая ошибка. В рассмотренном примере  $\Delta\omega_{\text{ст}} = 4\%$ . То есть система обладает астатизмом нулевого порядка по возмущающему воздействию. Если к САР скорости предъявляются требования отсутствия статической ошибки при нагрузке, то выполняют синтез САР скорости с астатизмом по возмущению первого порядка. Рассмотрим процедуру синтеза в следующем примере.

### Двукратно интегрирующая САР скорости

Для синтеза САР скорости, отрабатывающую возмущающее воздействие без ошибки (т.е. имеющую астатизм 1-ого порядка по возмущению) создаётся внешний по отношению к САР скорости контур, имеющий свой регулятор. Структурная схема такой системы показана на рис. 26.

Передачная функция регулятора по формуле (5) с учётом того, что передаточная функция звена объекта в контуре  $W'_{\text{об}}(p) = 1$  принимает вид

$$W'_{\text{ро}}(p) = \frac{1}{8T_{\text{д}} p}$$



Так как в ПФ разомкнутой САР скорости присутствует два интегратора, то такие системы называются двукратно интегрирующими (ДИ).

На рис. 27 показаны этапы преобразования исходной структурной схемы САР в конечную. На первом этапе (рис. 27, а) происходит перенос обратной связи на первый сумматор, после чего выполняется объединение сигналов обратной связи по скорости. В результате в цепи ОС получается звено с ПФ

$$W'_{ос\omega}(p) = 8T_{\mu}p + 1.$$

На втором этапе (рис. 27, б) указанное звено переносится в прямой канал.

В результате преобразований регулятор скорости приобретает пропорционально-интегральную структуру

$$W'_{р\omega\omega}(p) = \frac{1}{K\Phi} \frac{1}{K_{\Sigma}} \frac{1}{4T_{\mu}} \frac{J_{\Sigma}}{8T_{\mu}p + 1} \frac{8T_{\mu}p + 1}{8T_{\mu}p},$$

а на входе системы появляется фильтр с ПФ

$$W'_{ф\omega\omega}(p) = \frac{1}{8T_{\mu}p + 1}.$$

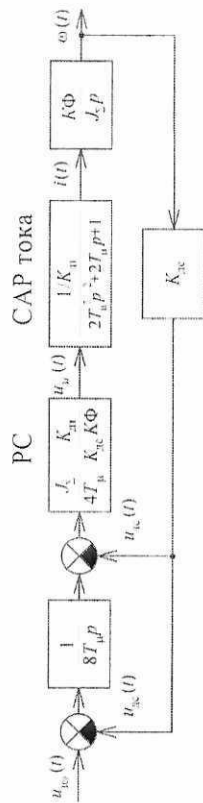
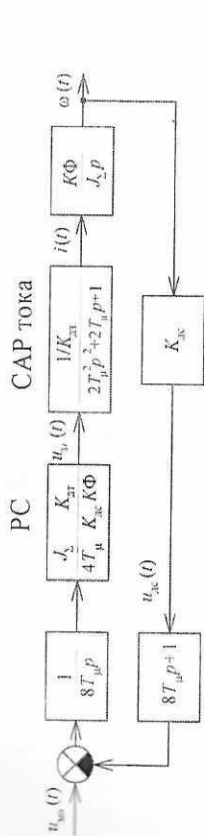
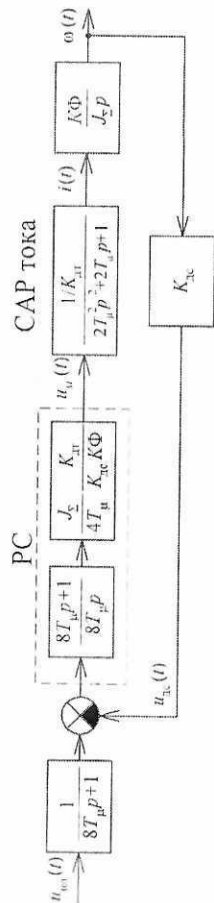


Рис. 26. Исходная структурная схема ДИ САР скорости



а



б

Рис. 27. Преобразования структурной схемы ДИ САР скорости

Результаты моделирования САР скорости с ПИ- и П-регулятором для двигателя из примера №3 представлены на рис. 28.

Из сравнения результатов моделирования реакции САР скорости на возмущающее воздействие можно заключить следующее:

- в САР скорости с ПИ-регулятором статическая ошибка при воздействии возмущения  $\Delta\omega_{ст} = 0$  (рис. 29);
  - динамический наброс момента двигателя при воздействии возмущения в САР с ПИ-регулятором скорости достигает 54%, что приводит к большим динамическим ударам в механических передачах систем.
- Из-за указанных особенностей поведения ДИ САР скорости рекомендуется использовать, когда необходима высокая точность регулирования скорости. При этом механические передачи необходимо проверять по условию допустимой динамической нагрузки.

Так как в ПФ разомкнутой САР скорости присутствует два интегратора, то такие системы называются двукратно интегрирующими (ДИ).

На рис. 27 показаны этапы преобразования исходной структурной схемы САР в конечную. На первом этапе (рис. 27, а) происходит перенос обратной связи на первый сумматор, после чего выполняется объединение сигналов обратной связи по скорости. В результате в цепи ОС получается звено с ПФ

$$W'_{ос\omega}(p) = 8T_{\mu}p + 1.$$

На втором этапе (рис. 27, б) указанное звено переносится в прямой канал.

В результате преобразований регулятор скорости приобретает пропорционально-интегральную структуру

$$W'_{р\omega\omega}(p) = \frac{1}{K\Phi} \frac{1}{K_{\Sigma}} \frac{1}{4T_{\mu}} \frac{J_{\Sigma}}{8T_{\mu}p + 1} \frac{8T_{\mu}p + 1}{8T_{\mu}p},$$

а на входе системы появляется фильтр с ПФ

$$W'_{ф\omega\omega}(p) = \frac{1}{8T_{\mu}p + 1}.$$

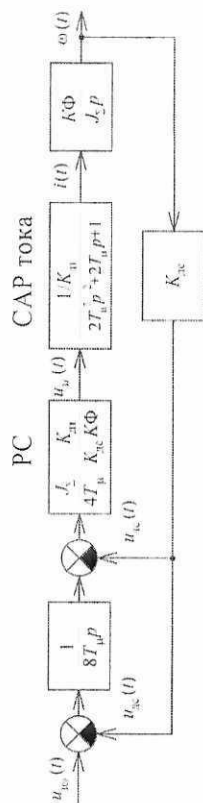
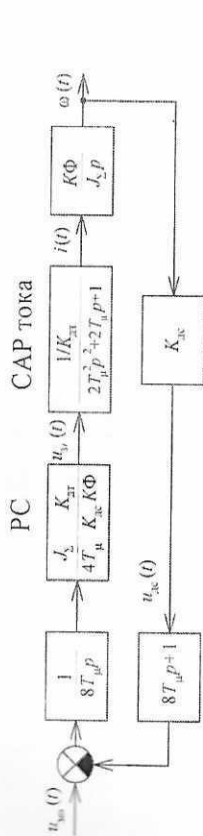
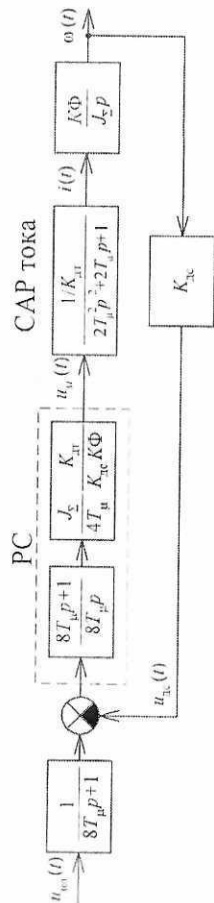


Рис. 26. Исходная структурная схема ДИ САР скорости



а



б

Рис. 27. Преобразования структурной схемы ДИ САР скорости

Результаты моделирования САР скорости с ПИ- и П-регулятором для двигателя из примера №3 представлены на рис. 28.

Из сравнения результатов моделирования реакции САР скорости на возмущающее воздействие можно заключить следующее:

- в САР скорости с ПИ-регулятором статическая ошибка при воздействии возмущения  $\Delta\omega_{ст} = 0$  (рис. 29);
- динамический наброс момента двигателя при воздействии возмущения в САР с ПИ-регулятором скорости достигает 54%, что приводит к большим динамическим ударам в механических передачах систем.
- Из-за указанных особенностей поведения ДИ САР скорости рекомендуется использовать, когда необходима высокая точность регулирования скорости. При этом механические передачи необходимо проверять по условию допустимой динамической нагрузки.