

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Т. В. Гаврилик, А. Т. Доманов

ЛОКАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИКИ

*Рекомендовано УМО
по образованию в области информатики и радиоэлектроники
в качестве учебно-методического пособия для студентов учреждений,
обеспечивающих получение высшего образования по специальности
1-53 01 07 «Информационные технологии и управление
в технических системах»*

Минск БГУИР 2012

УДК 681.51(076.5)

ББК 32.965я73

Г12

Р е ц е н з е н т ы:

кафедра «Информационные системы и технологии» учреждения образования
«Белорусский национальный технический университет»;
(протокол №1 от 08.09.2011)

доцент кафедры автоматизации технологических процессов и электротехники
учреждения образования «Белорусский государственный технологический
университет», кандидат технических наук, доцент И. Ф. Кузьмицкий

Гаврилик, Т. В.

Г12 Локальные системы автоматизации : учеб.-метод. пособие /
Т. В. Гаврилик, А. Т. Доманов. – Минск : БГУИР, 2012. – 75 с. : ил.

ISBN 978-985-488-831-6.

Приведены сведения, необходимые для выбора, расчета и увязки основных структурных и точностных параметров элементов при разработке локальных систем и их компьютерного моделирования. Даны примеры и конкретные рекомендации, помогающие лучше усвоить соответствующий материал и выполнить задание по курсовому проекту.

УДК 681.51(076.5)
ББК 32.965я73

ISBN 978-985-488-831-6

© Гаврилик Т. В., Доманов А. Т., 2012
© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2012

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	4
1 Типовые структурные схемы и устройства локальных систем.....	5
1.1 Типовые структурные схемы	5
1.2 Элементы и устройства локальных систем	7
1.3 Воздействия	8
1.4 Качество локальных систем	9
2 Датчики, измерительные и преобразующие устройства.....	12
2.1 Основные технические характеристики	12
2.2 Датчики и измерительные устройства на потенциометрах	13
2.3 Индукционное измерительное устройство на сельсинах.....	18
2.4 Индукционное измерительное устройство на синусно-косинусных вращающихся трансформаторах.....	24
2.5 Усилитель-демодулятор	25
2.6 Индукционный цифровой датчик углового перемещения.....	26
2.7 Фотоэлектрический датчик угла поворота накапливающего типа	30
3 Исполнительные устройства.....	35
3.1 Выбор исполнительного двигателя и расчет передаточного числа редуктора при произвольном законе движения	35
3.2 Выбор исполнительного двигателя и передаточного числа редуктора из условия воспроизведения исполнительным механизмом заданного перемещения за заданный временной интервал.....	37
3.3 Динамика исполнительного механизма.....	41
3.4 Импульсное управление исполнительным двигателем.....	47
3.5 Динамика силовых преобразователей.....	49
3.6	
3.7 Расчет силового преобразователя.....	50
4 Регуляторы.....	52
4.1 Аналоговые ПИ-регуляторы	52
4.2 Аналоговые ПИД-регуляторы	54
4.3 Аналоговые регуляторы с отставанием и с опережением по фазе.....	56
4.4 Передаточные функции и структурные схемы цифровых регуляторов	57
4.5 Расчет параметров регуляторов непрерывного действия в одноконтурных системах по критерию качества во временной области.....	59
4.6 Расчет регуляторов в одноконтурных системах по критериям качества в частотной области	62
Заключение.....	73
Список литературы	74

ПРЕДИСЛОВИЕ

Современные технологические процессы и подвижные объекты относятся к классу больших сложных систем, управление которыми организуется по иерархическому принципу. Согласно этому принципу, систему управления представляют в виде последовательно подчиненных управляемых подсистем, начиная с подсистемы принятия решений на достижение конечной цели управления и кончая локальными системами регулирования отдельными физическими величинами.

Локальные системы в иерархической структуре занимают особое место. Они строятся по принципу отработки задающих воздействий, сформированных на предыдущем уровне, и непосредственно воздействуют на регулирующие органы технологического процесса или движения подвижного объекта. Мощность и развиваемые усилия на выходе системы достаточно велики.

Кроме задающих воздействий на локальные системы действуют внешние возмущения, возникающие в результате взаимодействия с внешней средой. Эти возмущения оказывают негативное влияние на работу систем, что необходимо учитывать при их проектировании.

В установившемся режиме работы при низкой чувствительности к возмущениям локальные системы являются линейными. Однако в переходных режимах учитывают естественные ограничения на изменение физических величин в системах.

Цель настоящего пособия – изложить основные сведения по локальным системам, необходимые для изучения и практической деятельности при курсовом проектировании, для развития навыков и умения учитывать особенности применения систем и технической реализации.

1 ТИПОВЫЕ СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ И УСТРОЙСТВА ЛОКАЛЬНЫХ СИСТЕМ

Локальные системы в своем составе содержат сходные по своему функциональному назначению элементы и устройства: задающее устройство (ЗУ); датчик управляемой величины (Д); элемент сравнения (ЭС); преобразующее устройство (ПУ); регулятор (Р); исполнительное устройство (ИУ); объект управления (ОУ).

Системы отличаются друг от друга физической природой управляемой величины, режимом и условиями работы, динамикой объекта, конструкциями элементов и устройств.

Ниже показаны типовые структурные схемы систем, наиболее часто встречающиеся в практике, и даны необходимые пояснения.

Конкретные схемы локальных систем могут отличаться от типовых. Часть устройств может конструктивно объединяться в одном устройстве, например задающее устройство, датчик управляемой величины, элемент сравнения и преобразующее устройство – в устройство измерения рассогласования. Могут быть и другие элементы, не показанные на схемах.

1.1 Типовые структурные схемы

На рисунке 1.1 показана структурная схема одноконтурной системы, где $g(t)$ – задающее (управляющее) воздействие; $y(t)$ – управляемая величина; $f(t)$ – внешнее возмущение, вызывающая искажение управляемой величины; $x_{\text{ВХ}}(t)$ и $x_{\text{ВЫХ}}(t)$ – сигналы, передающие информацию о задающем воздействии и управляемой величине соответственно; $u_e(t)$ – форма сигнала об отклонении, удобная для передачи по каналу управления регулятору; $u(t)$ – сигнал управления; $r(t)$ – регулирующее воздействие на входе объекта управления. Система обеспечивает стабилизацию управляемой величины $y(t)$ на заданном уровне $g(t) = \text{const}$ или простейшие законы ее изменения, например с постоянной скоростью $g(t) = \Omega_{\text{н}} \cdot t \cdot 1 t$.

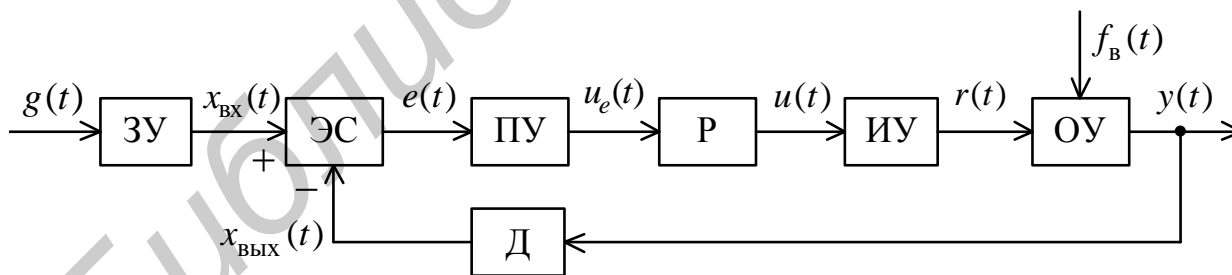


Рисунок 1.1

Регулятор Р преобразует сигнал ошибки $u_e(t)$ в управляющее воздействие $u(t)$, повышает устойчивость и улучшает динамические свойства локальной системы.

На рисунке 1.2 показана структурная схема системы с двумя регуляторами. Один из них – регулятор Р1 – помещен в прямую цепь и обеспечивает качество системы в установившемся режиме работы. Второй – регулятор Р2 – рас-

полагается в цепи местной обратной связи, повышая устойчивость и быстродействие системы, снижая ее чувствительность к изменению параметров исполнительного устройства.

Система обеспечивает изменение управляемой переменной $y(t)$ с любой скоростью и с любым ускорением, не превышающими максимальные значения, которые может гарантировать система.

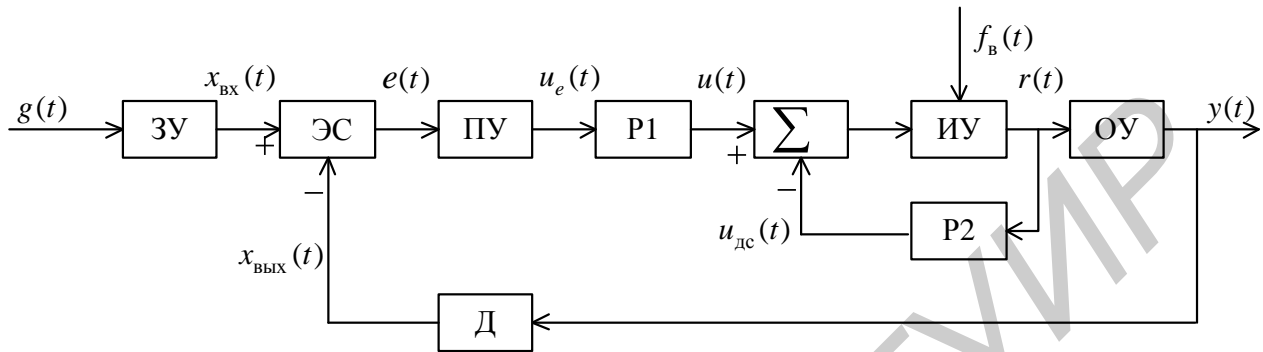


Рисунок 1.2

При обработке сложных законов изменения $y(t)$, например программных, при высоких требованиях к качеству управления используют многоконтурные системы. В этих системах кроме информации об основной величине $y(t)$ используют измерения других координат вектора состояния, например скорости, ускорения, тока, напряжения.

На рисунке 1.3 показана структурная схема трехконтурной системы с тремя последовательно включенными регуляторами: перемещения (положения) – Р1, скорости – Р2 и тока (момента, ускорения) – Р3. Ее также называют схемой подчиненного регулирования, на выходах регуляторов Р1 и Р2 получают задающие воздействия: $u_c(t)$ на контур скорости и $u_m(t)$ – на контур тока. Каждый контур содержит датчик обратной связи: контур тока – датчик тока (ДТ), контур скорости – датчик скорости (ДС), контур перемещения – датчик перемещения (Д). Система отличается простотой настройки и регулирования параметров регуляторов; применяется в технических системах с числовым программным управлением: станках, промышленных работах, подъемно-транспортных машинах и т.д.

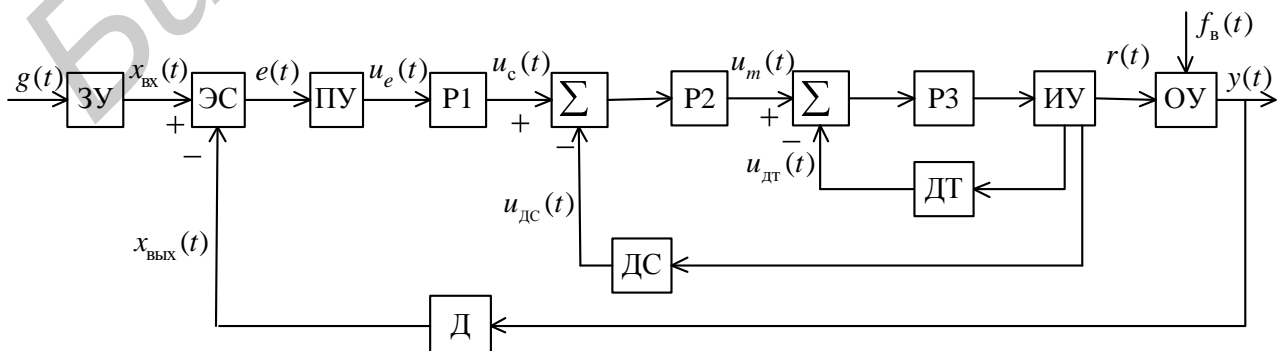


Рисунок 1.3

1.2 Элементы и устройства локальных систем

Объект управления – процесс, нуждающийся в управлении.

Примеры:

- уровень жидкости в резервуаре;
- температура в промышленной печи;
- давление пара в барабане котла;
- угловая скорость вращения или число оборотов вала электрического двигателя, двигателя внутреннего сгорания, паровой турбины;
- скорость движения технологического стола, робокара, цепного конвейера;
- курс движения, тангаж, крен самолета;
- сопровождение самолета по угловым координатам.

Несмотря на разнообразие и сложность процессов, их динамические свойства могут быть описаны каким-нибудь достаточно простым звеном, имеющим два входа (для регулирующего воздействия $r(t)$ и возмущения $f(t)$) и один выход (для управляемой величины $y(t)$).

Исполнительное устройство – функциональная часть локальной системы, осуществляющая перемещение регулирующего органа объекта управления с целью воздействия на приток или расход в объекте вещества или энергии.

В общем случае исполнительное устройство состоит из совокупности элементов: исполнительного двигателя; силового редуктора, расположенного между двигателем и регулирующим органом; выходных каскадов управляемого силового преобразователя на полупроводниковых ключах.

Регулирующими органами могут быть различного рода дроссельные заслонки, клапаны, задвижки, шиберы, дозирующие рейки и т.п. Характер движения регулирующего органа определяется статическими и динамическими характеристиками исполнительного механизма. Необходимо использовать наиболее совершенные механизмы.

Пример. В рекуперативном теплообменнике типа «труба в трубе» горячий и холодный носители движутся в разных каналах, в стенке между которыми происходит теплообмен. Объектом управления является процесс тепломассопереноса, управляемой величиной $y(t)$ – температура подогретого носителя на выходе теплообменника, а регулирующим воздействием $r(t)$ – расход горячего носителя, имеющего постоянную температуру.

При неизменных условиях параметры теплоносителей остаются неизменными. Однако в том случае когда расход подогретого носителя меняется, а его температура должна оставаться неизменной, необходимо регулировать расход горячего теплоносителя, например, с помощью клапана, кинематически связанного с электрическим двигателем исполнительного устройства.

Датчик управляемой переменной – измерительное устройство, преобразующее управляемую физическую величину, например уровень, давление, расход, температура, перемещение, в электрический сигнал обратной связи для организации управления.

Задающее устройство служит для установления необходимого значения управляемой величины или закона ее изменения. Задающими устройствами могут быть потенциометры, сельсины, вращающие трансформаторы (датчики угла поворота), резисторы, калибровочные сопротивления (датчики температуры, давления, уровня и т.д.).

В системах программного управления источником задающего воздействия $g(t)$ является программа (математический образ желаемого изменения управляемой величины).

Для систем сопровождения источником задающего воздействия служит движущийся в пространстве объект (самолет, искусственный спутник Земли, космический аппарат, небесное тело).

Сигналы задающего устройства и датчика управляемой переменной должны иметь однотипную форму, например аналоговую, цифровую или кодированную цифровую.

Элемент сравнения – техническое устройство, например компаратор или специально создаваемая схема соединения задающего устройства и датчика управляемой величины, дающая возможность сличения друг с другом однородных значений задающего воздействия и управляемой величины. Например, для измерения углового рассогласования широко применяются схемы на двух поворотных потенциометрах, сельсинах и вращающихся трансформаторах.

Преобразующее устройство – обобщенное понятие, охватывающее технические средства, специально предназначенные для усиления сигнала рассогласования, для преобразования одной аналоговой величины (например на переменном токе) в другую аналоговую величину (например на постоянном токе), для фильтрации высокочастотных составляющих сигнала рассогласования и подавления помех и т.п. Выходной сигнал преобразующего устройства обозначают символом $u_e(t)$.

Сочетание задающего устройства, датчика управляемой переменной, элемента (схемы) сравнения и преобразующего устройства называют **измерительным устройством**.

Регулятор в соответствии с законом (алгоритмом) управления преобразует информацию об отклонении $e(t)$, содержащуюся в принятом сигнале $u_e(t)$, в управляющий сигнал $u(t)$.

В регуляторе могут осуществляться операции интегрирования (учета поведения системы в «прошлом»); дифференцирования (учета поведения в «будущем»); усиления, суммирования и другие, необходимые для получения закона управления. В простейших системах регулятор может быть просто усилителем.

1.3 Воздействия

Задающее воздействие $g(t)$ определяет закон изменения управляемой величины $y(t)$. В общем случае воздействие может быть заданной или произвольной функцией непрерывного времени t . При исследовании качества систем при-

нято рассматривать несколько типичных воздействий в виде следующих функций: единичной скачкообразной, импульсной, синусоидальной, меняющейся с постоянной скоростью, меняющейся с постоянным ускорением.

Возмущающее воздействие $f(t)$ на объект управления возникает при выполнении рабочего процесса и зависит от различных внешних факторов. К основным факторам относятся силы резания при механообработке, силы тяжести переносимых грузов, силы трения в кинематических парах, силы аэродинамического сопротивления, изменение расхода теплоносителя, электроэнергии и т.п.

Возмущение $f(t)$ нарушает функциональную связь между управляющим воздействием $g(t)$ и управляемой величиной $y(t)$.

Примечание – В самых разных частях локальной системы могут действовать и другие возмущения, которые вызывают искажения сигналов и, как следствие, негативно влияют на работу системы. Например, в замкнутой системе квантование сигналов по уровню может вызвать появление установившейся ошибки и незатухающих колебаний. На вход радиолокационной следящей системы наряду с полезным сигналом поступает сигнал помехи от посторонних самолетов, облачности, дождя и т.д.

1.4 Качество локальных систем

Качество локальных систем оценивают либо во временной области по существенным признакам переходных функций, либо в частотной области по частотным характеристикам, отличительные особенности которых позволяют предсказать, какими будут переходные функции.

Показатели качества во временной области (рисунок 1.4):

- **перерегулирование** $\sigma = \Delta h_1 \cdot 100 \%$.
- **время регулирования** t_p (отрезок времени от начала переходной функции до момента, когда величина Δh_{\min} становится меньше допустимой величины $\pm 0,05$);
- **число колебаний** m (число максимумов переходного процесса за время регулирования);
- **степень затухания** переходной функции $\psi = (\Delta h_1 - \Delta h_2) / \Delta h_1$;
- **декремент затухания** $d = \Delta h_2 / \Delta h_1$ (коэффициент в показателе степени экспоненты, описывающей огибающую затухающих колебаний; типовое значение $d = 1/4$ и менее);
- **время нарастания** t_n (интервал времени, в течение которого переходный процесс нарастает от 0,1 до 0,9 своего установившегося значения. Характеризует быстроту реакции локальной системы на изменение внешнего воздействия).

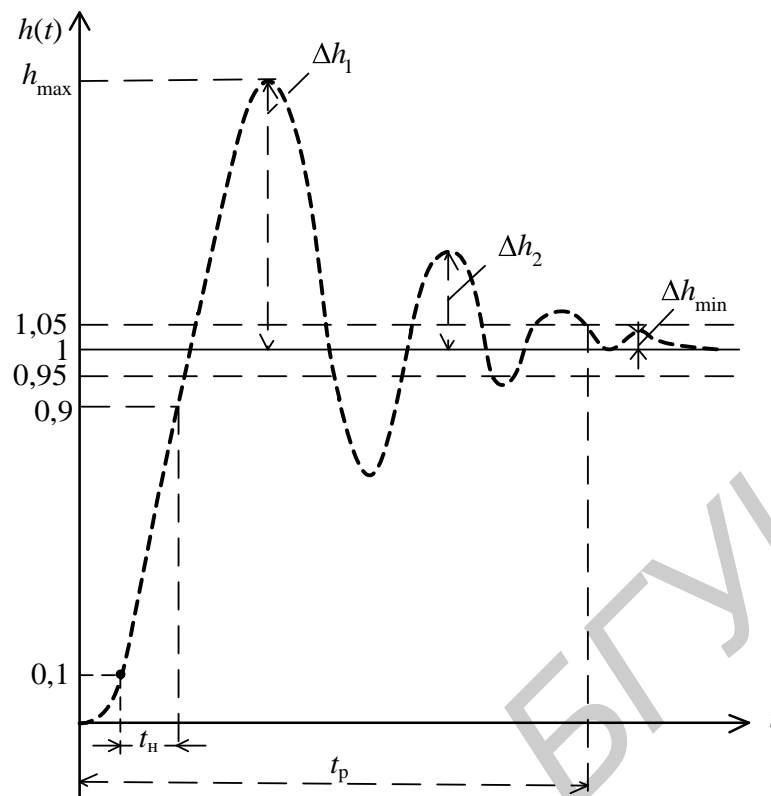


Рисунок 1.4

Требования к качеству локальной системы в каждом конкретном случае определяются особенностями управляемого процесса. В одних случаях ограничивается динамическая ошибка Δh_1 , в других время регулирования t_p или число колебаний m . По технологическому регламенту может быть ограничена величина Δh_{\min} значением $\pm 0,02$ или $\pm 0,01$, степень затухания $\psi = 0,75 - 0,85$.

Показатели качества в частотной области:

– **показатель колебательности M** – отношение максимального пика амплитудной частотной характеристики $|\Phi(j\omega)|$ замкнутой системы к ее начальной ординате при $\omega = 0$ (рисунок 1.5); характеризует удаленность системы от колебательной границы устойчивости. По техническим требованиям величина M выбирается в пределах $M = 1,2 \dots 1,6$; реже принимают $M = 1,1 \dots 1,3$.

Значения M выше 1,7 ведет к резкому возрастанию колебательности системы и длительному затуханию переходных процессов;

– **полоса пропускания** – диапазон частот от нуля до $\omega_{\text{пр}}$, в пределах которой $|\Phi(j\omega)|$ снижается не более чем на 0,707 раз относительно значения на нулевой частоте; указывает сколь быстрым будет переходной процесс. С расширением полосы время переходного процесса уменьшается.

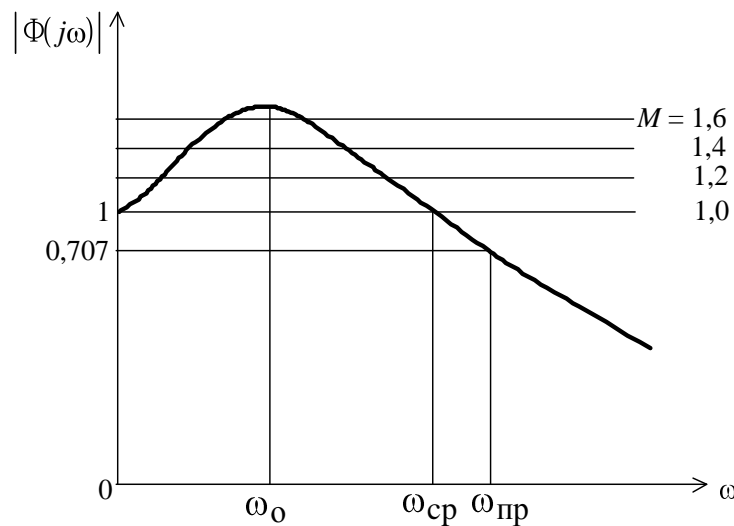


Рисунок 1.5

Вопросы для проверки усвоения материала

- 1 Каково назначение локальных систем в технических системах с автоматическим управлением?
- 2 Приведите определения регулируемой или управляемой переменной, возмущающего и задающего воздействий.
- 3 Перечислите основные функциональные элементы локальных систем и поясните их назначение.
- 4 В чем состоит качественное различие между одноканальной и многоканальной системами?
- 5 Назовите основные показатели качества локальных систем, сформулируйте требования, предъявляемые к качеству управления.

2 ДАТЧИКИ, ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И ПРЕОБРАЗУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Из всего многообразия существующих типов датчиков в локальных системах наибольшее распространение получили потенциометрические, индукционные и фотоэлектрические датчики, осуществляющие преобразование механической величины (угла поворота) в электрический сигнал.

В разделе рассмотрены некоторые схемы датчиков этого типа, схемы измерительных и преобразующих устройств. Приведены сведения, необходимые для решения задач их выбора и расчета основных параметров. При этом необходимо помнить, что термин *датчик* является общим и в конкретных измерительных устройствах имеет другое название. Например в устройствах измерения рассогласования, представляющего собой соединение двух измерительных средств, термин датчик наиболее полно соответствует функции задающего устройства, а термину датчик управляемой величины – название приемник. Необходимо также знать, что угловые величины принято обозначать буквами греческого алфавита. Поэтому обозначение $q(t)$ необходимо заменить на $\varphi_{\text{вх}}(t)$, $y(t)$ – на $\varphi_{\text{вых}}(t)$, $e(t)$ – на $\delta(t)$, $U_e(t)$ – на $U_\delta(t)$ или $U_{\Delta\varphi}$.

2.1 Основные технические характеристики

При выборе датчиков и измерительных устройств для локальных систем ориентируются на следующие их характеристики:

Диапазон измерений физической величины, например рабочий угол поворота φ_p .

Точность – характеристика, отражающая близость измеренного значения физической величины к его действительному значению.

Точность обычно характеризуется погрешностью измерений, о которой судят по классу точности измерительного средства. Класс точности устанавливает пределы, в которых может находиться погрешность измерительного средства, но не является непосредственным показателем его точности. Классы точности установлены государственными стандартами.

Например: вращающийся трансформатор-приемник TE второго класса точности имеет пределы допустимых погрешностей $\delta_{TE} = \pm 10$ угловых минут.

Возможная погрешность измерительного устройства рассогласования, состоящего из пары однотипных технических средств одного класса точности (задатчика и приемника) определяют по формуле для средней квадратической погрешности

$$\delta = \sqrt{\delta_3^2 + \delta_{\text{п}}^2}, \quad (2.1)$$

где δ_3 и $\delta_{\text{п}}$ – пределы допустимых погрешностей задатчика и приемника соответственно.

Динамическая погрешность возникает дополнительно при быстром изменении измеряемой физической величины и обусловлено несоответствием реакции измерительного средства на скорость изменения измеряемой величины.

При экспоненциальном характере реакции на единичное ступенчатое изменение измеряемой величины погрешность можно оценить по постоянной времени измерительного средства, обозначаемой символом $T_{и}$. По прошествии времени $3T_{и}$ реакция отличается от истинного значения на 5 %, после $4T_{и}$ – на 1,8 %, после $5T_{и}$ – на 0,7 %.

Считают, что после того как пройдет время, равное $5T_{и}$, измеренное значение является конечным. Таким образом, зная требования к длительности переходных процессов t_p в локальной системе, просто выбрать датчик по постоянной времени $T_{и}$, используя условие $5T_{и} < 0,1 t_p$.

Чувствительность – свойство измерительного устройства, определяемое отношением изменения сигнала на выходе устройства к вызвавшему его изменению измеряемой величины.

Для датчиков и измерительных устройств с линейными статическими характеристиками чувствительность называют коэффициентом преобразования и обозначают символом $K_{д}$.

2.2 Датчики и измерительные устройства на потенциометрах

Потенциометрические датчики отличаются простотой конструкции, малой мощностью потребляемой энергии, минимальными размерами и весом, удобством в эксплуатации. Осуществляют преобразование угловых или линейных перемещений выходных звеньев кинематических цепей в электрический сигнал постоянного или переменного тока.

Для локальных систем обычно применяют проволочные потенциометрические датчики угла поворота типа ПД и ПП. Последние отличаются от потенциометра типа ПД наличием концевых выключателей. Рабочий угол поворота датчиков составляет 350° : $\varphi_p = 350^\circ$.

Для локальных систем с расширенным диапазоном работы (более 350°) применяют круговые потенциометры типа ПК2 (двухщеточные) или ПК3 (трехщеточные) с рабочим углом до 7200° .

Схема потенциометрического датчика управляемой величины $\varphi_{н}(t)$ показана на рисунке 2.1.

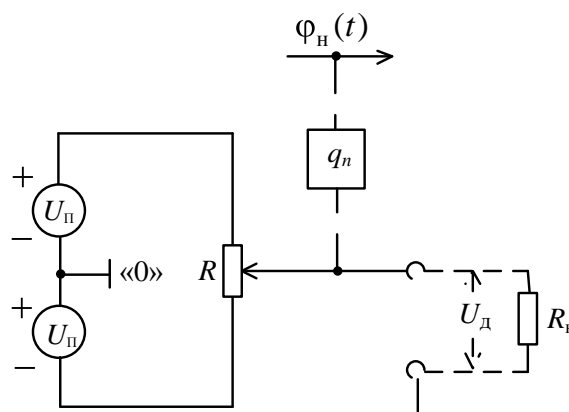


Рисунок 2.1

Входной величиной датчика является угол поворота нагрузки $\varphi_n(t)$, например регулирующего органа объекта управления, а выходной величиной – напряжение U_d , снимаемое со щетки токосъемного элемента. Реостат потенциометра, имеющий полное сопротивление R , запитывается от двух источников питания напряжением $+U_{\Pi}$ и $-U_{\Pi}$, соединенных в точке «0». Максимальный угол перемещения щетки относительно середины потенциометра равен половине рабочего угла $\varphi_p : \varphi_{\max} = \pm\varphi_p / 2$.

В режиме холостого хода ($R_n = \infty$) выходное напряжение датчика

$$U_d = \frac{2U_{\Pi}}{\varphi_p} \left[\varphi_n q_n - \frac{\varphi_p}{2} \right], \quad (2.2)$$

где q_n – передаточное число повышающего редуктора.

Преобразуя правую часть формулы (2.2), получим

$$U_d = \frac{2q_n U_{\Pi}}{\varphi_p} \left[\varphi_n - \frac{\varphi_p}{2q_n} \right]. \quad (2.3)$$

В этом выражении сомножитель $\frac{2q_n U_{\Pi}}{\varphi_p}$ называют коэффициентом передачи (чувствительностью) датчика и обозначают буквой K_d :

$$K_d = \frac{2q_n U_{\Pi}}{\varphi_p}. \quad (2.4)$$

Видно, что при $q_n > 1$ редуктор повышает чувствительность потенциометрического датчика.

Статическая характеристика (2.3) – линейная при работе датчика в режиме холостого хода ($R_n = \infty$). Подключение сопротивления нагрузки R_n , соизмеримого с сопротивлением реостата потенциометра R , нарушает линейность из-за шунтирующего действия. Однако при $R_n \geq 600R$ отклонение от линейности не превышает значения 0,025 %, и характеристику можно считать линейной.

Схема измерительного устройства на потенциометрах со средней точкой «0» показана на рисунке 2.2, где RC – потенциометр-датчик; RE – потенциометр-приемник; $DA1$ – усилитель-сумматор.

Движки токосъемных элементов потенциометров кинематически связаны с задающей осью $\varphi_{вх}(t)$ и осью $\varphi_n(t)$ исполнительного устройства локальной системы. Снимаемые с потенциометров сигналы в виде медленных изменений напряжений U_1 и U_2 постоянного тока поступают на вход усилителя-сумматора. На выходе усилителя напряжение $U_{\delta}(t)$ пропорционально рассогласованию углового положения задающей $\varphi_{вх}(t)$ и исполнительной $\varphi_n(t)$ осей

$$U_e(t) = \frac{2q_n U_{\Pi}}{\varphi_p} [\varphi_{вх}(t) - \varphi_n(t)]. \quad (2.5)$$

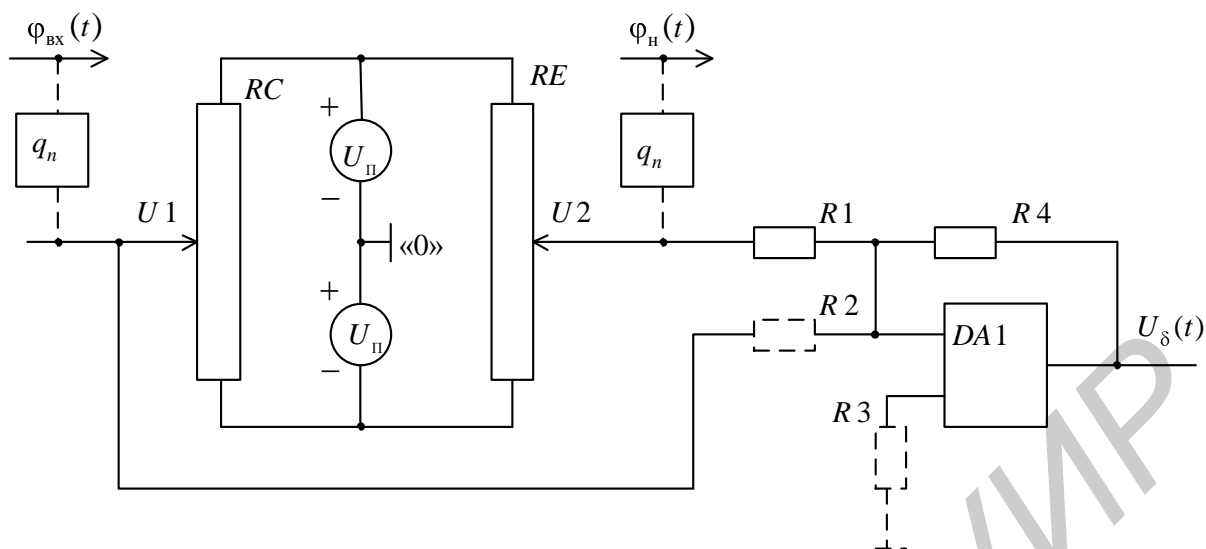


Рисунок 2.2

Измерительное устройство применяют в маломощных системах слежения за изменением угла $\varphi_{вх}(t)$, например, под воздействием медленных периодических возмущений. Возможную погрешность устройства оценивают по формуле для средней квадратической ошибки:

$$\delta = \sqrt{\left(\frac{\delta_{RC}}{q_n}\right)^2 + \left(\frac{\delta_{RE}}{q_n}\right)^2} + 2\delta_p^2, \quad (2.6)$$

где δ_{RC} и δ_{RE} – пределы допустимой погрешности потенциометров датчика и приемника соответственно.

В локальных системах обычно применяют потенциометры второго класса точности, для которых $\delta_{RC} = \delta_{RE} = 0,5$ угловых градуса и редуктор, погрешность которого выбирают из ряда значений $\delta_p = 3 \dots 5$ угловых минут.

В некоторых системах измерительное устройство осуществляют по схеме, показанной на рисунке 2.3, где $U_{вх}$ – сигнал управления на входе локальной системы, сформированный на предыдущем, старшем по рангу уровне управления:

$$U_{вх}(t) = \frac{2q_n U_{п}}{\varphi_p} \varphi_{вх}(t).$$

Измерительное устройство обладает меньшей погрешностью

$$\delta = \sqrt{\left(\frac{\delta_{RE}}{q_n}\right)^2} + \delta_p^2. \quad (2.7)$$

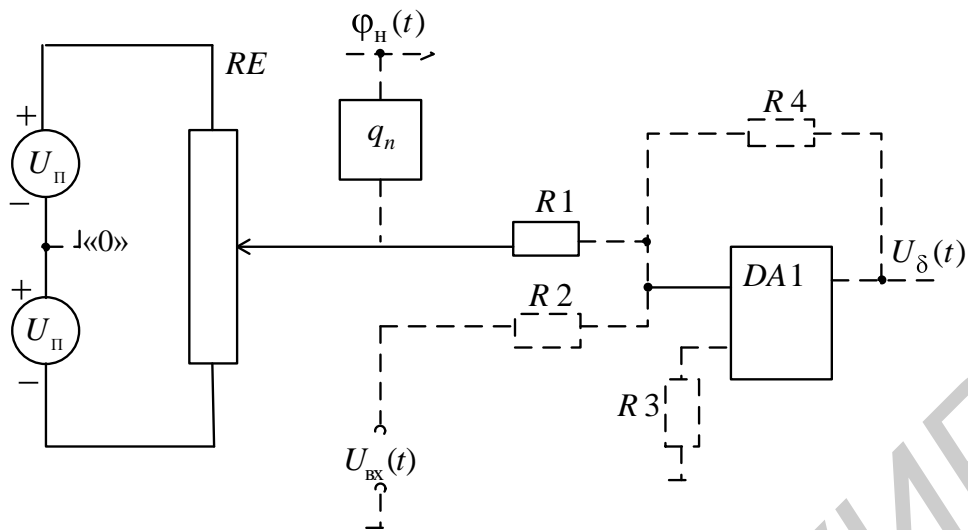


Рисунок 2.3

На рисунке 2.4 приведена принципиальная схема измерительного устройства, которая нашла применение в ряде промышленных систем стабилизации и регулирования параметров технологического процесса, например уровня жидкости в резервуаре.

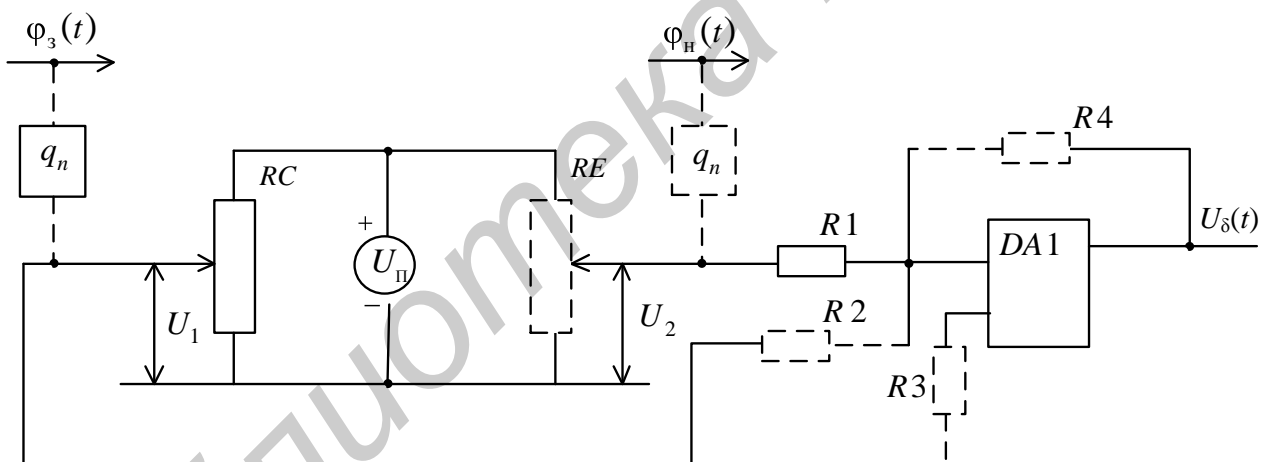


Рисунок 2.4

При изменении уровня воды чувствительный элемент датчика (на рисунке не показан) поворачивает валик на угол $\varphi_H(t)$, который перемещает движок потенциометра RE относительно заданного углового положения φ_3 движка в потенциометре RC . Таким образом, измерительное устройство измеряет относительное рассогласование $\delta(t) = \varphi_3(t) - \varphi_H(t)$.

Основные характеристики устройства:

- коэффициент передачи (чувствительность)

$$K_{\text{д}} = \frac{q_n U_{\text{П}}}{\varphi_{\text{р}}} ; \quad (2.8)$$

– средняя квадратическая погрешность

$$\delta = \sqrt{\left(\frac{\delta_{RC}}{q_n}\right)^2 + \left(\frac{\delta_{RE}}{q_n}\right)^2 + 2\delta_p}; \quad (2.9)$$

– напряжение на выходе устройства

$$U_{\text{д}} = \frac{q_n U_{\text{П}}}{\varphi_p} [\varphi_{\text{вх}}(t) - \varphi_{\text{н}}(t)]. \quad (2.10)$$

Из сопоставления уравнений (2.5) и (2.10) следует, что независимо от схемы реализации измерительного устройства их структурные схемы имеют один и тот же вид, показанный на рисунке 2.5.

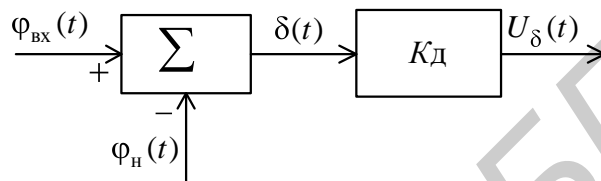


Рисунок 2.5

Друг от друга отличаются только коэффициентом преобразования $K_{\text{д}}$ и значением погрешности δ , которые подлежат расчету.

Пример. Считаем, что для заданных условий работы локальной системы выбран вариант измерительного устройства, принципиальная схема которого изображена на рисунке 2.3, и однооборотный потенциометр RE второго класса точности с характеристиками: сопротивление реостата $R = 1,6$ кОм; мощность рассеивания $P = 1$ Вт. Максимальный угол поворота исполнительной оси $\varphi_{\text{н}} = \pm 30^\circ$.

Расчет

– передаточное число повышающего редуктора

$$q_n = \frac{\varphi_p}{2\varphi_{\text{н}}} = \frac{350}{2 \cdot 30} = 5,8,$$

принимаем $q_n = 5$;

– напряжение питания

$$U_{\text{П}} \leq \frac{1}{2} \sqrt{P \cdot R} = \frac{1}{2} \sqrt{1 \cdot 1600} = 20 \text{ В};$$

– коэффициент преобразования

$$K_{\text{д}} = \frac{2q_n U_{\text{П}}}{\varphi_p} = \frac{2 \cdot 5 \cdot 20}{350} = 0,57 \text{ В/град}$$

или $K_{\text{д}} = 0,57 \cdot 57,3 = 32,7 \text{ В/рад};$

– возможная погрешность измерительного устройства при $\delta_{RE} = 30$ угловых минут и погрешности редуктора $\delta_p = 1,5$ угловых минут.

$$\delta = \sqrt{\left(\frac{\delta_{RE}}{q_n}\right)^2 + \delta_p^2} = \sqrt{\left(\frac{30}{5}\right)^2 + 1,5^2} = 6,7 \text{ угловых минут.}$$

2.3 Индукционное измерительное устройство на сельсинах

Сельсин – электромеханическое устройство, выполненное в виде миниатюрной электрической машины переменного тока. На роторе сельсина помещена одиночная первичная обмотка, а на статоре – три вторичные обмотки, расположенные относительно друг друга под углом 120° и соединенные в звезду.

При подключении первичной обмотки к источнику питания переменного тока на выходах трех вторичных обмоток создаются фазные напряжения, соотношения между которыми соответствуют положению ротора.

Обычно в локальных системах для измерения напряжений используют два идентичных сельсина: сельсин-датчик *BC* и сельсин-приемник *BE*. Оба сельсина соединяют по определенной схеме так, чтобы поворот ротора сельсина-датчика вызвал поворот ротора сельсина-приемника на один и тот же угол. Условное графическое изображение схемы соединения показано на рисунке 2.6.

Измерительное устройство может работать в двух режимах: индикаторном и трансформаторном.

В индикаторном режиме роторные обмотки сельсинов *BC* и *BE* подключают к одному источнику переменного тока. Сельсин-приемник *BE* используют как базовый элемент индикаторного прибора, отражающего угловое положение ротора сельсина-датчика. Соответствующие статорные обмотки 1...3 сельсинов связывают кабельной линией.

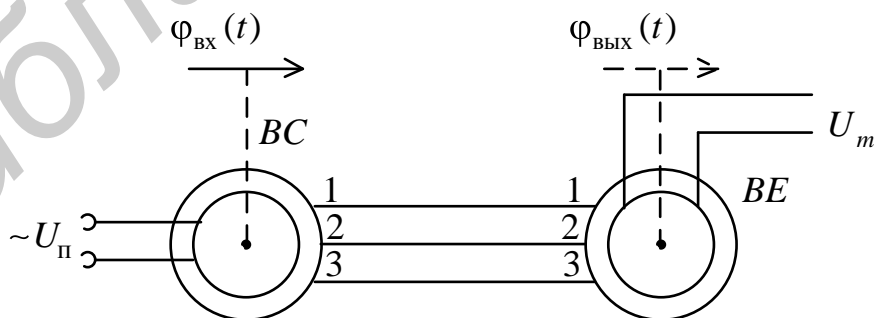


Рисунок 2.6

В трансформаторном режиме к источнику переменного тока подключают только роторную обмотку сельсина-датчика *BC*. Ротор сельсина-приемника *BE* механически связывают с выходным валом системы, а роторную обмотку со-

единяют с входом усилителя-демодулятора. Принципиальная электрическая схема измерителя показана на рисунке 2.7.

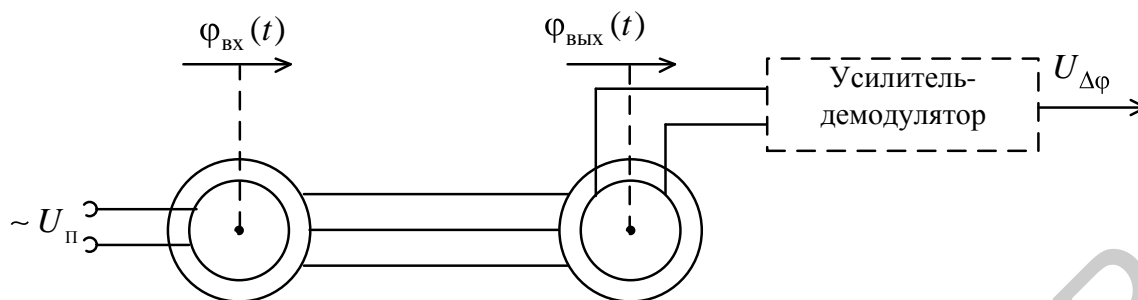


Рисунок 2.7

При идеальной работе усилителя-демодулятора с его выхода снимается сигнал

$$U_{\Delta\varphi} = K_{\text{д}} \sin \varphi_{\text{вх}}(t) - \varphi_{\text{вых}}(t), \quad (2.11)$$

где $K_{\text{д}}$ – коэффициент преобразования датчика рассогласования углов: ротора сельсина-датчика $\varphi_{\text{вх}}(t)$ и ротора сельсина-приемника $\varphi_{\text{вых}}(t)$.

Статическая характеристика измерительного устройства на сельсинах, построенная по формуле (2.11), показана на рисунке 2.8, где $\Delta\varphi(t) = \varphi_{\text{вх}}(t) - \varphi_{\text{вых}}(t)$, $K_{\text{уд}}$ – коэффициент преобразования усилителя-демодулятора, U_m – напряжение питания.

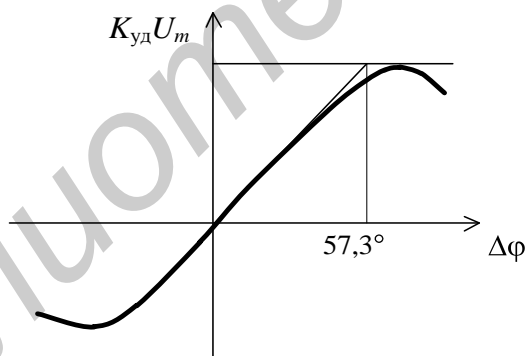


Рисунок 2.8

На начальном этапе расчета системы полагают $K_{\text{уд}} = 1$. В этом случае

$$K_{\text{д}} = \frac{U_m}{57,3^\circ} \text{ или } K_{\text{д}} = \frac{U_m}{1 \text{ радиан}}.$$

Обычно локальные системы работают при малых рассогласованиях, удовлетворяющих условию $|\varphi_{\text{вх}} - \varphi_{\text{вых}}| \leq 30^\circ$. В подобных случаях выражение (2.11) с погрешностью менее 5 % аппроксимируют линейной зависимостью

$$U_{\Delta\varphi} = K_{\text{д}} \cdot \Delta\varphi(t), \quad \Delta\varphi(t) = \varphi_{\text{вх}}(t) - \varphi_{\text{вых}}(t), \quad (2.12)$$

а структурную схему представляют двумя последовательно соединенными звеньями – элементом сравнения, формирующим разность $\Delta\varphi(t) = \varphi_{\text{вх}}(t) - \varphi_{\text{вых}}(t)$, и звеном с передаточным коэффициентом $K_{\text{д}}$ (рисунок 2.9).

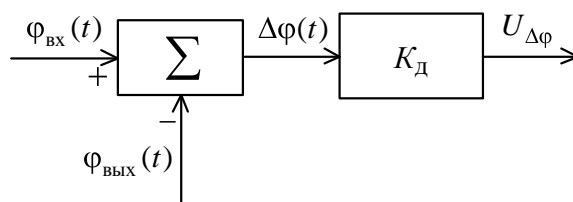


Рисунок 2.9

Возможное значение погрешности измерительного устройства на сельсинах определяют по формуле

$$\delta = \sqrt{\delta_{BC}^2 + \delta_{BE}^2}, \quad (2.13)$$

в которой допустимые пределы погрешности δ_{BC} определяют по величине асимметрии нулевых точек сельсина-датчика, а допустимые пределы погрешности δ_{BE} – по величине погрешности следования сельсина-приемника одного класса точности. Пусть, например, $\delta_{BC} = \pm 15$ угловых минут и $\delta_{BE} = \pm 20$ угловых минут. Тогда

$$\delta = \sqrt{\delta_{BC}^2 + \delta_{BE}^2} = \sqrt{15^2 + 20^2} = 25 \text{ угловых минут.}$$

Для снижения погрешности применяют метод механической или электрической редукиции. Оба метода реализуют в виде двухканального измерительного устройства.

Структурная схема измерительного устройства с механической редукицией показана на рисунке 2.10.

В устройстве применены сельсины, имеющие по одной паре полюсов. Причем роторы сельсинов датчика $BC1$ и приемника $BE1$, жестко сцепленные с входным ($\varphi_{\text{вх}}$) и выходным ($\varphi_{\text{вых}}$) валом системы, образуют канал грубого отсчета.

Роторы сельсинов датчика $BC2$ и приемника $BE2$ связаны с входным ($\varphi_{\text{вх}}$) и выходным ($\varphi_{\text{вых}}$) валом через повышающий редуктор с передаточным числом q_n . Эта пара сельсинов образует канал точного отсчета.

Напряжение огибающей $U_{\text{Г.О}}$ на выходе сельсинной пары грубого канала изменяется по синусоидальному закону в функции угла рассогласования $\Delta\varphi(t) = \varphi_{\text{вх}}(t) - \varphi_{\text{вых}}(t)$. Применение повышающих редукторов с q_n , связывающих роторы сельсинов-датчиков и сельсинов-приемников, приводит к тому, что частота изменения огибающей напряжения $U_{\text{Г.О}}$ на выходе сельсинной пары точного канала будет в q_n раз выше, чем у грубого канала.

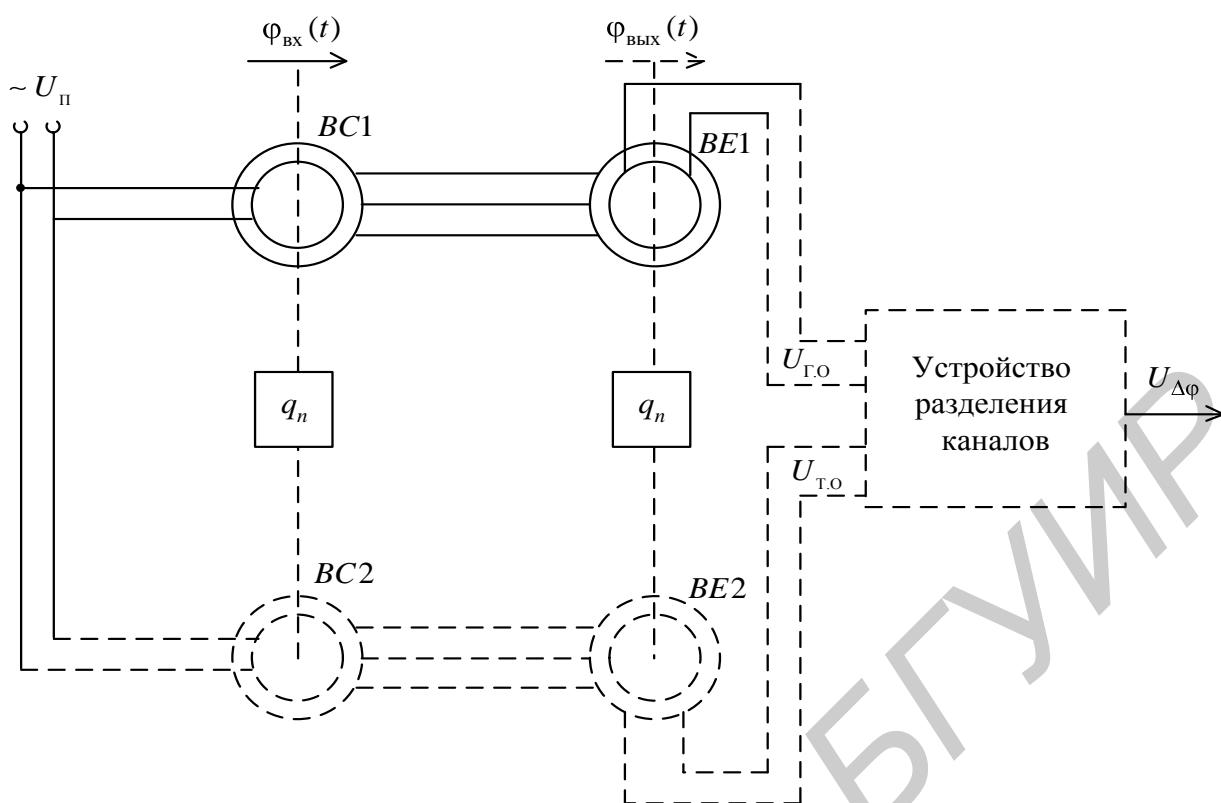


Рисунок 2.10

Схема разделения каналов построена таким образом, что при углах рассогласования $\Delta\varphi \leq \pi/2q_n$ напряжение $U_{\Delta\varphi}$ на его выходе формируется по информации канала точного отсчета. Значение q_n выбирают из ряда четных чисел [8...30]. Обычно $q_n = 30$. Тогда при $|\Delta\varphi| > 3^\circ$ измерительное устройство переключается на работу от сельсинов грубого канала. По мере отработки угла рассогласования и уменьшения его до значения $|\Delta\varphi| \leq 3^\circ$ производится переключение на работу от сигнала сельсинов точного канала.

Устройство разделения каналов представляет собой двухканальный усилитель напряжений рассогласований $U_{Г.О}$ и $U_{Т.О}$ и состоит из двух демодуляторов, усилителей и компараторов.

Средняя квадратическая погрешность измерительного устройства с механической редукцией (см. рисунок 2.10)

$$\delta = \sqrt{\left(\frac{\delta_{BC2}}{q_n}\right)^2 + \left(\frac{\delta_{BE2}}{q_n}\right)^2 + 2\delta_p^2}. \quad (2.14)$$

Измерительное устройство с электрической редукцией отличается тем, что роторы сельсинов грубого и точного каналов жестко сцеплены между собой ($q_n = 1$). Кроме того, в канале точного отсчета применены многополюсные сельсины, имеющие по 4, 8, 16 или 24 пар полюсов, p_n .

Погрешность измерительного устройства с электрической редукцией находят по формуле

$$\delta = \sqrt{\left(\frac{\delta_{BC2}}{p_{\Pi}}\right)^2 + \left(\frac{\delta_{BE2}}{p_{\Pi}}\right)^2}, \quad (2.15)$$

где δ_{BC2} и δ_{BE2} – погрешности двухполюсных сельсинов;
 p_{Π} – число пар полюсов.

В локальных системах канал грубого отсчета используется при больших рассогласованиях $\Delta\varphi(t) = \varphi_{\text{вх}}(t) - \varphi_{\text{вых}}(t)$, а канал точного отсчета при малых их значениях. Переключение каналов рекомендуется осуществлять при $\Delta\varphi = \Delta\varphi_{\text{пер}}$, которое выбирают из условия

$$\Delta\varphi_{\text{пер}} = \frac{90^\circ}{q_n} \text{ или } \Delta\varphi_{\text{пер}} = \frac{90^\circ}{p_n}. \quad (2.16)$$

При этом должно выполняться следующее требование:

$$U_{Г.О} = U_{Т.О}, \quad (2.17)$$

где

$$U_{Г.О} = U_m \sin\left(\frac{180^\circ}{q_n} - \Delta\varphi_{\text{пер}}\right), \quad (2.18)$$

$$U_{Т.О} = U_m \sin(\Delta\varphi_{\text{пер}}). \quad (2.19)$$

Пример: Считаем, что заданы сельсины и допустимое значение систематической погрешности измерительного устройства по условиям работы локальной системы, требуется определить:

- передаточное число повышающего редуктора q_n ;
- среднюю квадратическую погрешность измерительного устройства δ ;
- чувствительность (коэффициенты передачи) грубого и точного каналов: $K_{Г.О}$, $K_{Т.О}$;
- угол рассогласования, при котором осуществляется переключение каналов, $\Delta\varphi_{\text{пер}}$.

Исходные данные:

- напряжение питания $U_m = 31$ В;
- асимметрия нулевых точек двухполюсных сельсинов-датчиков: $\delta_{BC1} = \delta_{BC2} = \pm 15$ угловых минут;
- погрешность следования двухполюсных сельсинов-приемников: $\delta_{BE1} = \delta_{BE2} = \pm 20$ угловых минут;
- допустимая средняя квадратическая погрешность измерительного устройства: $\delta = 6$ угловых минут;
- максимальный угол $\varphi_{\text{вх}} = \pm 50^\circ$.

Расчет

– погрешность канала грубого отсчета

$$\delta_{Г.О} = \sqrt{\delta_{BC1}^2 + \delta_{BE1}^2} = \sqrt{15^2 + 20^2} = 25 \text{ угловых минут};$$

– передаточное число повышающего редуктора

$$q_n = \frac{\delta_{Г.О}}{\delta_{доп}} = \frac{25}{6} = 4,2.$$

Для дальнейших расчетов принимаем рекомендуемое значение $q_n = 8$.
Погрешность измерительного устройства при $\delta_p = 2$ угловым минутам

$$\delta = \sqrt{\left(\frac{\delta_{BC1}}{q_n}\right)^2 + \left(\frac{\delta_{BE1}}{q_n}\right)^2 + 2\delta_p^2} = \sqrt{\left(\frac{15}{8}\right)^2 + \left(\frac{20}{8}\right)^2 + 2 \cdot 2^2} = 4,2 \text{ угловым минутам.}$$

Условие $\delta \leq \delta_{доп}$ соблюдается.

Чувствительность канала грубого отсчета

$$K_{Г.О} = \frac{U_m}{57,3} = \frac{31}{57,3} = 0,54 \text{ В/град};$$

чувствительность канала точного отсчета

$$K_{Т.О} = q_n \cdot K_{Г.О} = 8 \cdot 0,54 = 4,33 \text{ В/град.}$$

Угол рассогласования, при котором осуществляется переключение каналов,

$$\Delta\varphi_{пер} = \frac{90}{q_n} = \frac{90}{8} = 11,25^\circ.$$

Напряжения, формируемые каналами грубого и точного отсчета при $\Delta\varphi_{пер} = 11,25^\circ$:

$$U_{Г.О} = U_m \sin\left(\frac{180}{q_n} - \Delta\varphi_{пер}\right) = 31 \sin\left(\frac{180}{8} - 11,25\right) = 6 \text{ В,}$$

$$U_{Т.О} = U_m \sin(\Delta\varphi_{пер}) = 31 \sin 11,25 = 6 \text{ В.}$$

Условие $U_{Т.О} = U_{Г.О}$ соблюдается.

Так как передаточное число редуктора четное $q_n = 8$, то при начальных рассогласованиях близких к 180° может возникнуть явление «ложного нуля», при котором измерительное устройство сразу переключится на работу по точному каналу. Однако это явление не возникает при $|\Delta\varphi_{\max}| \leq 180 - \Delta\varphi_{пер} = 180 - 11,25 = 168^\circ$.

По условию задачи $\varphi_{\max} = \pm 50^\circ$. Следовательно, в начальный момент времени $|\varphi_{\max}| = 50^\circ$, что значительно меньше допустимого значения 168° . Измерительное устройство работоспособно.

2.4 Индукционное измерительное устройство на синусно-косинусных вращающихся трансформаторах

Вращающийся трансформатор, как и сельсин, представляет собой электрическую машину переменного тока. Однако в отличие от сельсина у вращающегося трансформатора не одна, а две первичные обмотки. Помещены они не на роторе, а на статоре и смещены относительно друг друга на 90° . Две вторичные обмотки помещены на роторе и также смещены относительно друг друга на 90° .

Измерительное устройство рассогласования двух углов, $\Delta\varphi = \varphi_{\text{вх}} - \varphi_{\text{вых}}$, содержит два вращающихся трансформатора, соединенных по схеме, условное графическое изображение которой показано на рисунке 2.11. На рисунке обозначено: ТС – вращающийся трансформатор-датчик; ТЕ – вращающийся трансформатор-приемник.

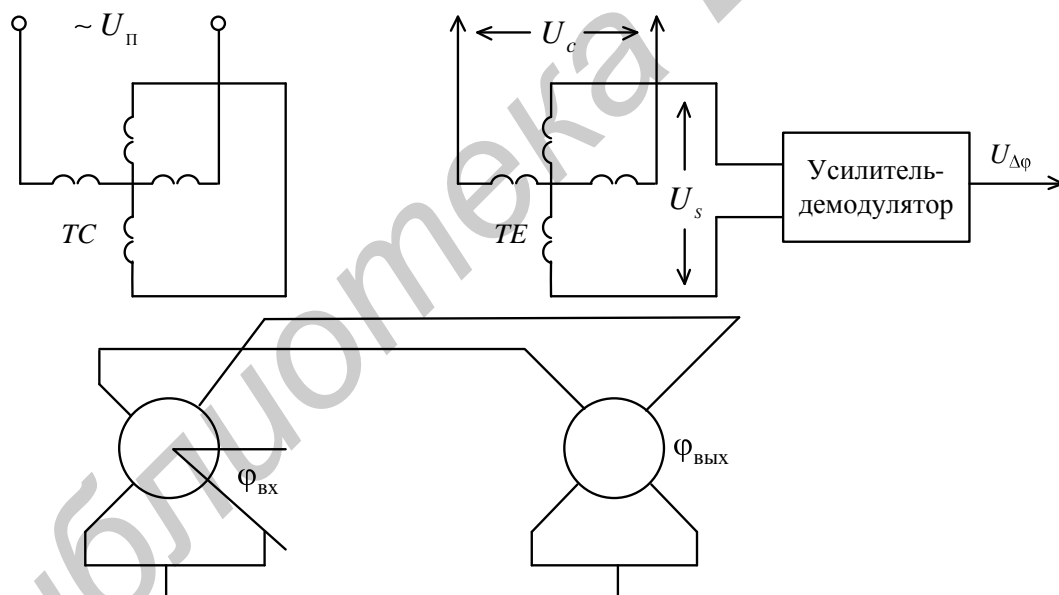


Рисунок 2.11

Чтобы на выходе измерительного устройства получить сигнал $U_{\Delta\varphi}$, необходимо одну из обмоток статора ТС короткнуть, а на вторую подать напряжение переменного тока $\sim U_{\text{II}}$. В этом случае при $K_{\text{уд}} = 1$ получим зависимость

$$U_{\Delta\varphi} = K_{\text{д}} \sin \varphi_{\text{вх}}(t) - \varphi_{\text{вых}}(t) , \quad (2.20)$$

которая полностью совпадает с уравнением (2.11).

Вращающиеся трансформаторы, преобразующие тригонометрические функции $\sin\Delta\varphi$ (и $\cos\Delta\varphi$, если использовать вторую статорную обмотку TE), называют синусно-косинусными вращающимися трансформаторами (СКВТ).

Структурная схема измерительного устройства на СКВТ полностью совпадает со схемой на сельсинах (рисунок 2.9). Однако коэффициент преобразования K_D рассчитывают по формуле

$$K_D = \frac{U_{\text{п}} k_{TC} k_{TE}}{57,3^\circ} \text{ или } K_D = \frac{U_{\text{п}} k_{TC} k_{TE}}{1 \text{ радиан}}, \quad (2.21)$$

где k_{TC} и k_{TE} – коэффициенты трансформации вращающихся трансформаторов TC и TE .

Измерительные устройства на СКВТ рассчитывают по точно такой методике, что и устройства на сельсинах. Для повышения точности используются методы механической и электрической редукиции.

Пример. Измерительное устройство должно обеспечить систематическую погрешность δ не более 6 угловых минут.

Расчет

Выбираем СКВТ 1-го класса точности. Основные технические данные. СКВТ TC : напряжение питания переменного тока $U_{\text{п}} = 27$ В; коэффициент трансформации $k_{TC} = 0,56$; асимметрия нулевых точек $\delta_{TC} = \pm 2$ угловым минутам. Основные технические данные СКВТ TE : коэффициент трансформации $k_{TE} = 0,56$; погрешность следования $\delta_{TE} = \pm 5$ угловых минут

Средняя квадратическая погрешность измерительного устройства

$$\delta = \sqrt{\delta_{TC}^2 + \delta_{TE}^2} = \sqrt{2^2 + 5^2} = 5,4 \text{ угловых минут.}$$

Чувствительность измерительного устройства

$$K_D = \frac{U_{\text{п}} k_{TC} k_{TE}}{57,3^\circ} = \frac{27 \cdot 0,56 \cdot 0,56}{57,3} = 0,15 \text{ В/град.}$$

2.5 Усилитель-демодулятор

Усилитель-демодулятор – функциональная часть индукционного измерительного устройства, осуществляющая эквивалентное преобразование модулированного по амплитуде напряжения переменного тока сельсина-приемника BE или вращающегося трансформатора приемника TE в эквивалентное напряжение постоянного тока, полярность и среднее значение которого пропорционально рассогласованию $\Delta\varphi = \varphi_{\text{вх}} - \varphi_{\text{вых}}$.

Пусть на выходе BE или TE имеем модулированное напряжение

$$U_s = U_m \sin \varphi_{\text{вх}}(t) - \varphi_{\text{вых}}(t) \sin \omega_0 t, \quad (2.22)$$

где U_m – действующее значение выходного напряжения;

$\omega_0 = 2\pi f_0$ – несущая (опорная) частота напряжения питания датчиков BC или TC .

Демодулятор умножает сигнал U_s на сигнал опорной частоты $\cos \omega_0 t$, в результате получаем

$$\begin{aligned} & U_m \sin \varphi_{\text{ВХ}}(t) - \varphi_{\text{ВЫХ}}(t) \sin \omega_0 t \cos \omega_0 t = \\ & = \frac{U_m}{2} \sin \varphi_{\text{ВХ}}(t) - \varphi_{\text{ВЫХ}}(t) [1 + \cos 2\omega_0 t], \end{aligned} \quad (2.23)$$

Составляющая удвоенной частоты может вызвать потерю чувствительности измерительного устройства, а при прохождении тракта управления нарушить работу локальной системы. Поэтому демодулятор, используя фильтр низших частот, пропускает на выход только первую составляющую

$$U_{\text{уд}} = \frac{U_m}{2} \sin \varphi_{\text{ВХ}}(t) - \varphi_{\text{ВЫХ}}(t).$$

Основным параметром, характеризующим работу усилителя-демодулятора, является коэффициент преобразования $K_{\text{уд}}$ – отношение среднего значения напряжения на выходе демодулятора к половине действующего значения напряжения на входе усилителя-демодулятора, снимаемого со вторичной обмотки его входного трансформатора. В этом случае имеем $K_{\text{уд}} = 1$ и $U_{\text{уд}} = U_{\Delta\varphi}$.

Инерционность фильтра можно не учитывать, если его постоянную времени выбирать из условия $T_{\text{ф}} = 1/f_0$ при $f_0 = 400$ или 500 Гц.

2.6 Индукционный цифровой датчик углового перемещения

На рисунке 2.12 показана структурная схема датчика следящего уравновешивания с обратной связью по результату измерения.

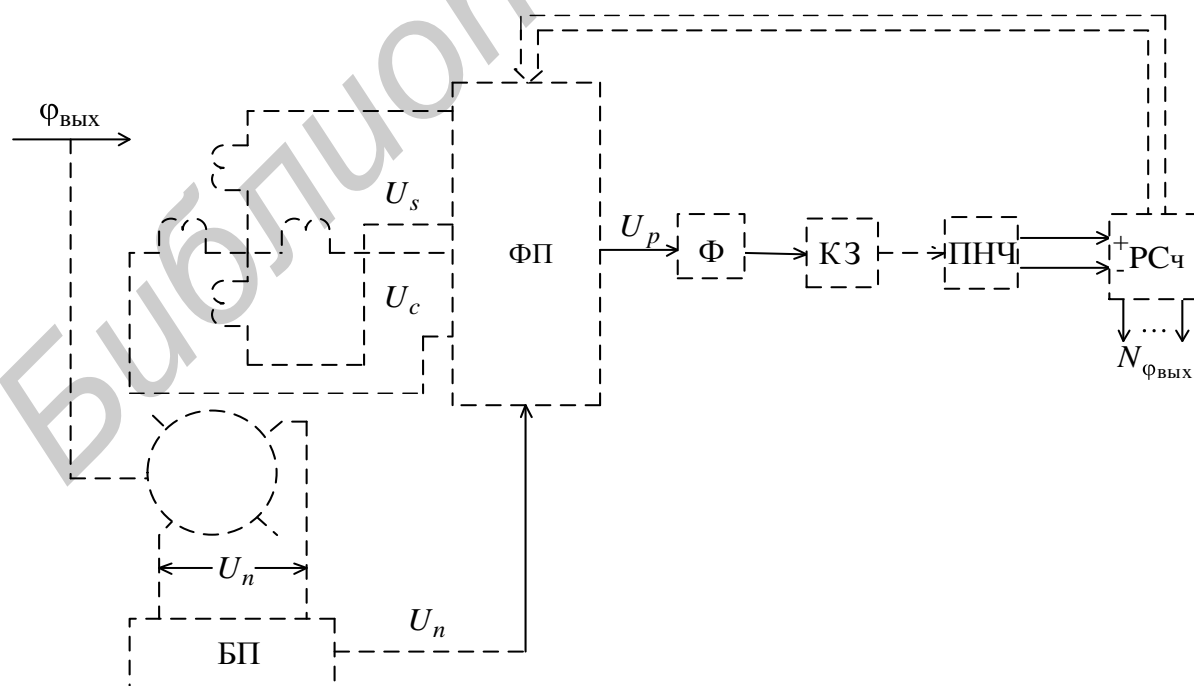


Рисунок 2.12

Датчик состоит из вращающегося трансформатора с блоком питания (БП), функционального преобразователя (ФП), фильтра (Ф), корректирующего звена (КЗ), преобразователя напряжение – частота (ПНЧ) и реверсивного счетчика (РСч).

Ось ротора вращающегося трансформатора кинематически связана с осью выходного вала системы. Напряжение питания $U_{\Pi} = U_m \sin \omega t$, где U_m – амплитудное значение напряжения питания, $\omega_0 = 2\pi f_0$ – угловая частота, f_0 – частота питающего напряжения, которое подается на однофазную роторную обмотку. При повороте ротора на угол $\varphi_{\text{ВЫХ}}$ на статорных обмотках формируются сигналы, амплитуды которых являются функциями угла поворота

$$\begin{aligned} U_s &= k_T U_m \sin \varphi_{\text{ВЫХ}} \sin \omega t, \\ U_c &= k_T U_m \cos \varphi_{\text{ВЫХ}} \sin \omega t, \end{aligned} \quad (2.24)$$

где k_T – коэффициент трансформации вращающегося трансформатора.

Напряжения U_s и U_c подаются на функциональный преобразователь ФП, в котором реализуется операция умножения их на функцию $\cos \psi$ и $\sin \psi$, где ψ – угловой эквивалент кода $N_{\varphi_{\text{ВЫХ}}}$:

$$\psi = N_{\varphi_{\text{ВЫХ}}} \pi / 2^{n-1}, \quad (2.25)$$

где n – число разрядов реверсивного счетчика.

Одновременно на функциональный преобразователь ФП подается напряжение питания $U_{\Pi} = U_m \sin \omega t$, которое используется для реализации функции $|\sin \omega t|$. В результате на выходе функционального преобразователя формируется сигнал

$$U_p = k_T U_m (\sin \varphi_{\text{ВЫХ}} \cos \psi - \cos \varphi_{\text{ВЫХ}} \sin \psi) |\sin \omega t|, \quad (2.26)$$

$$U_p = k_T U_m \sin(\varphi_{\text{ВЫХ}} - \psi) |\sin \omega t|. \quad (2.27)$$

Пульсации напряжения U_p сглаживаются фильтром и через корректирующее звено КЗ подаются на вход преобразователя напряжение – частота ПНЧ. Выходной сигнал ПНЧ представляет собой последовательность импульсов, частота которых пропорциональна входному напряжению.

При положительном знаке входного напряжения последовательность импульсов формируется на одном выходе ПНЧ, а при отрицательном знаке – на другом. Эти импульсы поступают на суммирующий или вычитающий входы реверсивного счетчика РСч, который формирует код $N_{\varphi_{\text{ВЫХ}}}$, эквивалентный углу поворота $\varphi_{\text{ВЫХ}}$.

Код $N_{\varphi_{\text{ВЫХ}}}$ используется в функциональном преобразователе для изменения значения $\cos \psi$ и $\sin \psi$ таким образом, чтобы напряжение U_p на его выходе

устанавливалось равным нулю. Согласно уравнению (2.27), это означает, что измеренное значение угла поворота ψ равно фактическому значению $\varphi_{\text{вых}}$.

Описанная измерительная система относится к классу следящих, а ее режим работы называют режимом следящего уравнивания измеренного и фактического значений угла поворота. Точность уравнивания зависит от астатизма измерительной системы, который обеспечивается корректирующим звеном КЗ. Промышленность выпускает цифровые датчики положения с астатизмом первого и второго порядков. Датчики обладают высоким быстродействием, практически не чувствительны к пульсациям частоты питающего напряжения и к внешним возмущениям.

Погрешность цифрового датчика с вращающимся трансформатором характеризуется величиной средней квадратической ошибки

$$\delta = \sqrt{\delta_{BT}^2 + \delta_h^2}, \quad (2.28)$$

где δ_{BT} – асимметрия нулевых точек вращающегося трансформатора;

δ_h – средняя квадратическая погрешность реверсивного счетчика, формирующего код $N_{\varphi_{\text{вых}}}$, которую определяют по формуле

$$\delta_h = \sqrt{\frac{h^2}{12}}, \quad h = \frac{\varphi_{\text{вых max}}}{2^n}. \quad (2.29)$$

Число разрядов счетчика n определяют из условия согласования точности преобразования сигнала в код с погрешностью вращающегося трансформатора ($\delta_h = \delta_{BT}$):

$$n = Ent \left[\log_2 \frac{\varphi_{\text{вых max}}}{\delta_{BT} \sqrt{12}} + 1 \right], \quad (2.30)$$

где Ent – символ целой части.

Пример. Определить требуемую разрядность АЦП индуктивного цифрового датчика угла поворота и среднюю квадратическую погрешность датчика при следующих исходных данных: максимальный угол поворота $[\varphi_{\text{вых}}]_{\text{max}} = 60^\circ$; асимметрия нулевых точек вращающегося трансформатора $\delta_{BT} = \pm 10$ угловых минут.

Решение

Число разрядов реверсивного счетчика

$$\begin{aligned} n &= Ent \left[\log_2 \frac{\varphi_{\text{вых max}}}{\delta_{BT} \sqrt{12}} + 1 \right] = Ent \left[\log_2 \frac{60 \cdot 60}{10 \sqrt{12}} + 1 \right] = \\ &= Ent \left[\frac{\lg \frac{60 \cdot 60}{10 \sqrt{12}}}{\lg 2} + 1 \right] = Ent \ 7,7 = 8. \end{aligned}$$

Шаг квантования по уровню

$$h = \frac{\varphi_{\text{ВЫХ max}}}{2^n} = \frac{60 \cdot 60}{2^8} = 14,1 \text{ угловых минут.}$$

Средняя квадратическая погрешность квантования

$$\delta_h = \sqrt{\frac{h^2}{12}} = \sqrt{\frac{14,1^2}{12}} = 4,1 \text{ угловых минут.}$$

Средняя квадратическая погрешность цифрового датчика

$$\delta = \sqrt{\delta_{BT}^2 + \delta_h^2} = \sqrt{10^2 + 4,1^2} = 10,2 \text{ угловых минут.}$$

Видно, что причиной погрешности цифрового датчика является прежде всего погрешность измерительного преобразователя (BT). Поэтому в цифровых датчиках перемещений применяют многополюсные вращающиеся трансформаторы.

Пример. Пусть BT имеет 5 пар полюсов ($p_{\text{п}} = 5$) и асимметрия нулевых точек $\delta_{BT} = \pm 2$ угловые минуты. Тогда для условий предыдущей задачи получим:

Число разрядов реверсивного счетчика

$$\begin{aligned} n &= \text{Ent} \left[\log_2 \frac{P_{\text{п}} \varphi_{\text{ВЫХ max}}}{\delta_{BT} \sqrt{12}} + 1 \right] = \text{Ent} \left[\log_2 \frac{5 \cdot 60 \cdot 60}{2 \sqrt{12}} + 1 \right] = \\ &= \text{Ent} \left[\frac{\lg \frac{5 \cdot 60 \cdot 60}{2 \sqrt{12}}}{\lg 2} + 1 \right] = \text{Ent} 12,3 = 12. \end{aligned}$$

Шаг квантования по уровню

$$h = \frac{P_{\text{п}} \varphi_{\text{ВЫХ max}}}{2^n} = \frac{5 \cdot 60 \cdot 60}{2^{12}} = 4,4 \text{ угловых минут.}$$

Средняя квадратическая погрешность квантования

$$\delta_h = \sqrt{\frac{h^2}{12}} = \sqrt{\frac{4,4^2}{12}} = 1,3 \text{ угловых минут.}$$

Средняя квадратическая погрешность цифрового датчика

$$\delta = \sqrt{\delta_{BT}^2 + \delta_h^2} = \sqrt{2^2 + 1,3^2} = 2,4 \text{ угловых минут.}$$

2.7 Фотоэлектрический датчик угла поворота накапливающего типа

Известны два типа фотоэлектрического датчика угловых перемещений: абсолютного считывания значений и с суммированием приращений относительно некоторого начального отсчета – репера. Второй тип называют датчиком накапливающего типа. Благодаря простоте конструкции, меньшей массе и габаритам, высокой надежности он широко применяется в микропроцессорных локальных системах.

Структурная схема фотоэлектрического датчика накапливающего типа отличается от структурной схемы индукционного цифрового датчика (рисунок 2.12) тем, что вместо вращающегося трансформатора используется фотоэлектрический преобразователь (рисунок 2.13).

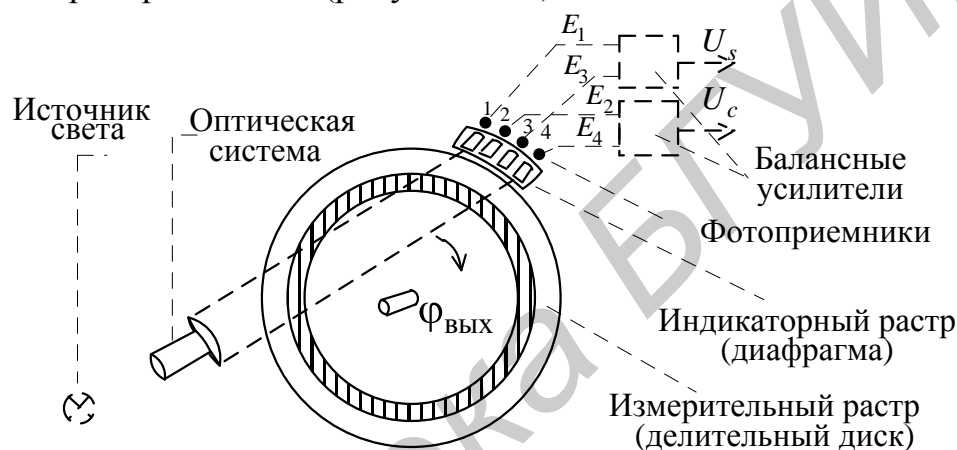


Рисунок 2.13

В состав преобразователя входят следующие элементы: источник света; оптическая система, создающая параллельный пучок света; подвижный измерительный растр; неподвижный индикаторный растр; четыре фотоприемника и два балансных усилителя.

Подвижный измерительный растр представляет собой диск с равномерно чередующимися прозрачными и темными (светопоглощающими) элементами. Ось диска кинематически связана с осью выходного вала локальной системы.

Индикаторным растром является неподвижная диафрагма с четырьмя щелями, шаг которых на $1/4$ меньше шага темных элементов измерительного растра. Растровое сопряжение со стороны фотоприемников показано на рисунке 2.14, где ω – шаг штрихов (темных элементов) измерительного растра.

Такая конструкция растрового сопряжения позволяет сформировать четыре элементарных световых потока, которые фиксируются фотоприемниками и преобразуются в напряжения E_1, E_2, E_3, E_4 .

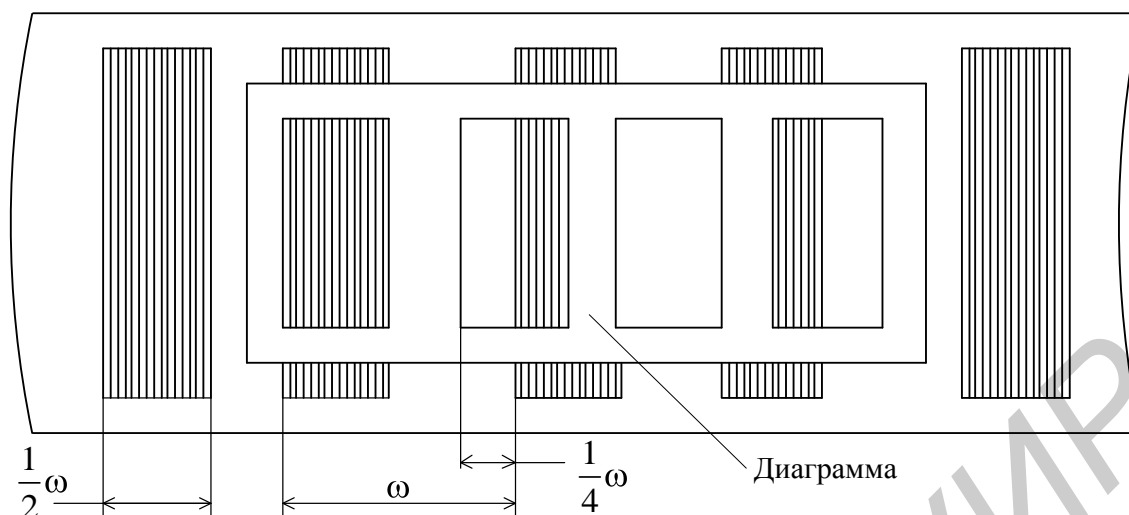


Рисунок 2.14

На рисунке 2.15 показаны зависимости напряжений E_1, E_2, E_3, E_4 на выходах фотоприемников при повороте измерительного раstra на угол $\varphi_{\text{вых}}$, эквивалентный шагу решетки ω .

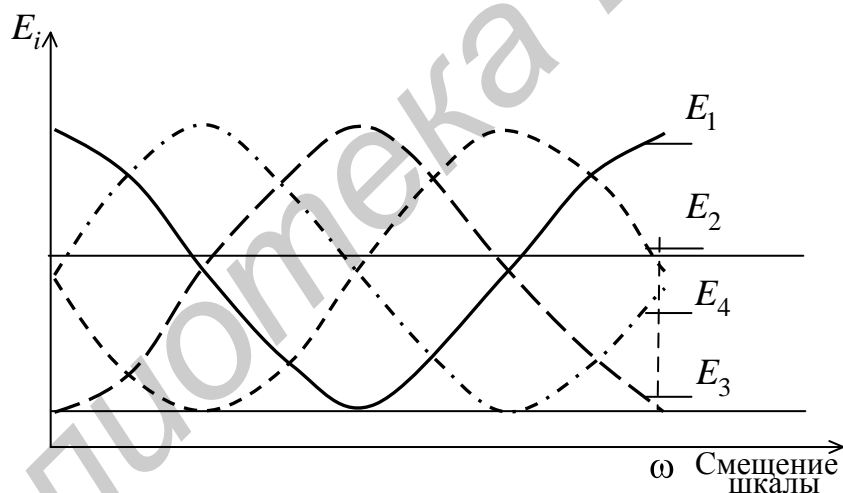


Рисунок 2.15

Попарным вычитанием напряжений E_1 и E_2, E_3 и E_4 балансные усилители формируют сигналы

$$U_s = U_m \sin \varphi_{\text{вых}},$$

$$U_c = U_m \cos \varphi_{\text{вых}}.$$

При этом устраняются постоянные составляющие и четные гармоники, присутствующие в выходных сигналах фотоприемников.

Структурная схема фотоэлектрического преобразователя угла поворота $\varphi_{\text{вых}}$ в напряжения U_s и U_c показана на рисунке 2.16.

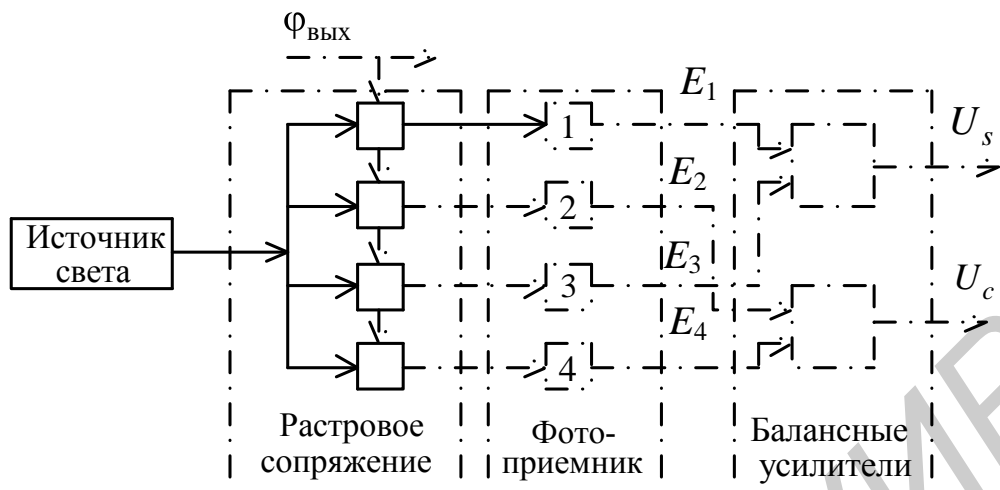


Рисунок 2.16

В микропроцессорных локальных системах применяют различные типы фотоэлектрических датчиков: с аналоговыми \sin/\cos сигналами и напряжением 5 В; с импульсными сигналами разрешением 1000, 2500 и 5000 имп/об. и напряжением 10...30 В; с цифровыми кодированными сигналами разрядностью от 8 до 16 разрядов и напряжением 24 В.

При расчете фотоэлектрического датчика накапливающего типа ориентируются на диапазон изменения выходной переменной $\Phi_{\text{ВЫХ}}$, допустимую погрешность локальной системы δ_{max} и наименьшее число дискрет датчика N . Причем при большом диапазоне изменения переменной, ограниченном, например, верхним пределом $[\Phi_{\text{ВЫХ}}]_{\text{В}} = 90^\circ$, этот диапазон разбивают на поддиапазоны $[\Delta\Phi_{\text{ВЫХ}}]$, каждому из которых должен соответствовать один оборот делительного диска. Для локальных систем обычно принимают $[\Delta\Phi_{\text{ВЫХ}}] = 18^\circ$.

Примечание – Для систем с прямолинейным перемещением нагрузки, например в станочных приводах подач, поддиапазон $[\Delta S]$ принимают равным 2 мм: $[\Delta S] = 2\text{мм}$.

Расчет проводят с помощью следующих формул:

Допустимая ошибка измерения

$$\delta_{\text{ИЗМ}} = (0,3 \dots 0,5) \delta_{\text{max}}$$

Шаг квантования по уровню

$$h = k \delta_{\text{ИЗМ}},$$

где $0 < k < 1$. Обычно полагают $k = 1/3$.

Требуемое число дискрет на один оборот делительного диска датчика

$$N_{\text{тр}} \geq \frac{[\Delta\Phi_{\text{ВЫХ}}]}{h}.$$

Из ряда стандартных значений N , равных 1000, 2500 и 5000 дискрет/об. выбираем наименьшее значение N , удовлетворяющее условию $N \geq N_{\text{тр}}$.

Число разрядов реверсивного счетчика

$$n = \text{Ent} \left[\log_2 \frac{\varphi_{\text{ВЫХ}}}{\delta_{\text{ВТ}} \sqrt{12}} + 1 \right].$$

Средняя квадратическая погрешность

$$\delta_h = \frac{h}{\sqrt{12}}.$$

Пример. Технологический стол с четырьмя деталями нужно каждые 30 с поворачивать на угол 90° . Требуется рассчитать круговой фотоэлектрический датчик накапливающего типа, если допустимая погрешность Δ позиционирования составляет 2 мм, отнесенная к наружному диаметру стола D , равному 2000 мм.

Решение

а) допустимая погрешность позиционирования, отнесенная к углу поворота,

$$\delta_{\text{max}} = \frac{\Delta}{D/2} 3438 = \frac{2}{1000} 3438 = 6,9 \text{ угловых минут};$$

б) допустимая ошибка измерения

$$\delta_{\text{изм}} = (0,3 \dots 0,5) \delta_{\text{max}} = 0,48 \cdot 6,9 = 3,3 \text{ угловых минут};$$

в) шаг квантования по уровню (цена дискреты) при $k = 1/3$

$$h = k \cdot \delta_{\text{изм}} = \frac{1}{3} \cdot 3,3 = 1,1 \text{ угловых минут};$$

г) требуемое число дискрет на один оборот делительного диска при $[\Delta\varphi_{\text{ВЫХ}}] = 18^\circ$

$$N_{\text{тр}} \geq \frac{[\Delta\varphi_{\text{ВЫХ}}] \cdot 60}{h} = \frac{18 \cdot 60}{1,1} = 982 \text{ дискрет / об.}$$

По цене дискреты и требуемому числу дискрет выбираем датчик ВЕ-178 четвертого класса точности с числом $N = 1000$ дискрет/об.;

д) число разрядов реверсивного счетчика

$$n = \text{Ent} \left[\log_2 \frac{\varphi_{\text{ВЫХ}}}{\delta_{\text{ВТ}} \sqrt{12}} + 1 \right] = \text{Ent} \left[\log_2 \frac{90 \cdot 60}{1,1} + 1 \right] = 13;$$

е) средняя квадратическая погрешность

$$\delta_h = \frac{h}{\sqrt{12}} = \frac{1,1}{\sqrt{12}} = 0,32 \text{ угловых минут.}$$

Вопросы для проверки усвоения материала

- 1 Какие функции выполняют датчики и измерительные устройства в локальных системах?
- 2 Перечислите основные требования, предъявляемые к датчикам и измерительным устройствам рассогласования.
- 3 Какие устройства используются в качестве датчиков и измерителей рассогласования?
- 4 Назовите области применения потенциометрических датчиков и измерителей рассогласования.
- 5 Изобразите принципиальную схему потенциометрического измерителя рассогласования углового перемещения. Напишите уравнение связи выходной и входной переменной.
- 6 Назовите области применения измерительных устройств на сельсинах и вращающихся трансформаторах.
- 7 Изобразите статическую характеристику одноканального измерителя рассогласования на сельсинах. Покажите на рисунке, как можно определить коэффициент преобразования измерителя.
- 8 Изобразите одноканальную схему измерительного устройства на сельсинах. Укажите, что является входом и выходом устройства.
- 9 Для одноканального сельсинного измерителя рассогласования написать аналитическое выражение статической характеристики, коэффициента преобразования и указать его размерность.
- 10 Изобразите двухканальную схему измерителя рассогласования на сельсинах. Поясните принцип работы измерителя.
- 11 Поясните преимущества измерителя рассогласования на вращающихся трансформаторах по сравнению с измерителем на сельсинах.
- 12 Назовите область применения фотоэлектрических датчиков угловых перемещений. Перечислите достоинства датчиков.

3 ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Выбор элементов исполнительного устройства требует решения следующих задач: рассчитать мощность исполнительного двигателя и выбрать исполнительный двигатель; рассчитать передаточное число силового редуктора; определить требования к силовому преобразователю; составить передаточные функции элементов и исполнительного устройства.

Ниже расчеты приводятся для исполнительного устройства на основе двигателей постоянного тока. Однако приведенная методика расчетов может быть использована для исполнительных устройств на основе других типов двигателей.

Исходными данными для расчетов являются физические величины:

– при линейном перемещении нагрузки – масса m_n , сила сопротивления $F_{с.н}$, допустимые значения скорости V_n и ускорения a_n ;

– при вращательном движении – момент инерции нагрузки J_n , момент сопротивления $M_{с.н}$, допустимые значения угловой скорости Ω_n и углового ускорения ε_n .

Если некоторые величины не указаны, то их определяют расчетным путем.

3.1 Выбор исполнительного двигателя и расчет передаточного числа редуктора при произвольном законе движения

В локальных системах применяют электрические, гидравлические и пневматические двигатели. При этом предпочтение отдают электродвигателям благодаря целому ряду их преимуществ.

В исполнительных механизмах используют как регулируемые двигатели постоянного тока с независимым возбуждением и возбуждением от постоянных магнитов, так и двигатели переменного тока.

Для передачи вращательного движения электродвигателя регулирующему элементу технической системы используют различные редукторы, а для преобразования вращательного движения в поступательное применяют шариковые пары, пары шестерня – рейка и другие.

В дальнейшем при проведении расчетов будем ориентироваться на применение двигателей постоянного тока. Эту методику можно использовать и при расчетах исполнительных механизмов с двигателями переменного тока.

Предварительно двигатель выбирают по требуемой механической мощности $P_{мх}$:

– при вращательном движении

$$P_{мх} = (M_{с.н} + J_n \varepsilon_n) \Omega_n, \quad (3.1)$$

– при поступательном движении

$$P_{мх} = (F_{с.н} + m_n a_n) V_n. \quad (3.2)$$

Исходя из требуемой механической мощности из каталогов выбираем близкий по мощности двигатель

$$P_{дв} = k_{зап} P_{мх}, \quad (3.3)$$

где $k_{\text{зап}}$ – коэффициент запаса, учитывающий возможное увеличение потребной мощности для динамических режимов движения, а также КПД двигателя и редуктора; при расчетах коэффициент рекомендуется выбирать из диапазона значений $k_{\text{зап}} = [1,2 \dots 2,5]$.

При прочих равных условиях лучшим из двигателей данной мощности считается тот, у которого наибольший номинальный вращающий момент $M_{\text{ДВ.ном}}$ и минимальный момент инерции ротора $J_{\text{ДВ}}$.

По номинальной скорости вращения ротора двигателя $\omega_{\text{ДВ}}$ и максимальной скорости вращения нагрузки $\Omega_{\text{нmax}}$ определяют необходимое передаточное число редуктора:

$$i = \frac{\omega_{\text{ДВ ном}}}{\Omega_{\text{н}}} \quad \text{или} \quad i = \frac{\omega_{\text{ДВ max}}}{\Omega_{\text{н}}}. \quad (3.4)$$

Передаточное число для поступательного движения нагрузки с максимальной скоростью $V_{\text{н max}}$ рассчитывают по формуле

$$i = \frac{\omega_{\text{ДВ ном}}}{V_{\text{н}}} \quad \text{или} \quad i = \frac{\omega_{\text{ДВ max}}}{V_{\text{н}}}. \quad (3.5)$$

При расчете исполнительного механизма используют дополнительные данные: КПД редуктора $\eta = 0,8 \dots 0,9$; момент инерции вращающихся частей редуктора, приведенный к оси вала двигателя $J_p = (0,05 \dots 0,25)J_{\text{ДВ}}$.

Для окончательного выбора двигателя его проверяют по потребному моменту, обеспечивающему заданные скорости и ускорения нагрузки. Потребный момент определяют по формулам:

при вращательном движении

$$M_{\text{потр}} = \frac{M_{\text{с.н}}}{i\eta} + (J_{\text{ДВ}} + J_p + \frac{J_{\text{н}}}{i^2})\epsilon_{\text{н}}i; \quad (3.6)$$

при поступательном движении

$$M_{\text{потр}} = \frac{F_{\text{с.н}}}{i\eta} + (J_{\text{д}} + J_p + \frac{m_{\text{н}}}{i^2})a_{\text{н}}i. \quad (3.7)$$

Считают, что двигатель выбран правильно, если соблюдаются условия

$$M_{\text{потр}} \leq 2M_{\text{ДВ ном}}, \quad \frac{M_{\text{с.н}}}{i\eta} \leq M_{\text{ДВ ном}}. \quad (3.8)$$

В противном случае следует заменить двигатель на более мощный.

Пример. Рассчитать параметры исполнительного механизма для вращательной степени подвижности робота по произвольному закону перемещения:

- момент инерции нагрузки $J_{\text{н}} = 2 - 10 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$;
- статический момент сопротивления $M_{\text{с.н}} = 15 \text{ Н}\cdot\text{м}$;
- допустимая угловая скорость поворота нагрузки $\Omega_{\text{н}} = 1,2 \text{ рад/с}$;
- допустимое угловое ускорение $\epsilon_{\text{н}} = 1,5 \text{ рад/с}^2$.

Расчет

Потребная механическая мощность при $J_H = 10 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$:

$$P_{\text{МХ}} = (M_{\text{с.н}} + J_H \cdot \varepsilon_H) = (15 + 10 \cdot 1,5) = 30 \text{ Вт.}$$

Потребная мощность двигателя при $k_{\text{зап}} = 2$:

$$P_{\text{ДВ}} = k_{\text{зап}} \cdot P_{\text{МХ}} = 2 \cdot 30 = 60 \text{ Вт.}$$

Ориентируясь на двигатели постоянного тока, выбираем двигатель СЛ-521.

Данные двигателя:

$$P_{\text{НОМ}} = 77 \text{ Вт}; \quad \omega_{\text{ДВ}} = 315 \text{ с}^{-1}; \quad M_{\text{ДВНОМ}} = 0,245 \text{ Н}\cdot\text{м}; \quad M_{\text{ДВmax}} = 0,637 \text{ Н}\cdot\text{м}; \\ J_{\text{ДВ}} = 1,67 \cdot 10^{-4} \text{ кг}\cdot\text{м}^2.$$

Проверка двигателя по потребному моменту.

Необходимое передаточное число редуктора

$$i = \frac{\omega_{\text{ДВ}}}{\Omega_H} = \frac{315}{1,2} = 262.$$

Потребный момент при $\eta = 0,85$

$$M_{\text{потр}} = \frac{M_{\text{с.н}}}{i\eta} + \left(J_{\text{ДВ}} + J_p + \frac{J_H}{i^2} \right) \varepsilon_H i = \\ = \frac{15}{262 \cdot 0,85} + \left(1,67 + 0,2 \cdot 1,67 + \frac{10}{262^2} \right) 10^{-4} \cdot 1,5 \cdot 262 = 0,2 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Используя неравенства (3.8), находим

$$M_{\text{потр}} \leq 2M_{\text{ДВНОМ}} = 2 \cdot 0,245 = 0,49 \text{ Н}\cdot\text{м},$$

$$\frac{M_{\text{с.н}}}{i\eta} = \frac{10}{262 \cdot 0,85} = 0,045 \leq M_{\text{ДВНОМ}}.$$

Следовательно, двигатель выбран правильно.

3.2 Выбор исполнительного двигателя и передаточного числа редуктора из условия воспроизведения исполнительным механизмом заданного перемещения за заданный временной интервал

Решение задачи имеет важное значение в проектировании локальных систем управления процессами загрузки и разгрузки автоматизированного производственного оборудования, процессами перемещения и ориентации изделий, заготовок, инструмента, тары и других видов груза в гибких производственных системах.

Для решения задачи обычно задают следующие данные:

- величину перемещения (углового φ_n или линейного S_n);
- допустимую длительность перемещения t_n ;
- массу перемещаемых грузов $m_{гр}$;
- допустимое ускорение (угловое ε_n или линейное a_n);
- технические данные устройства, осуществляющего перемещение грузов: масса устройства $m_{устр}$ и диаметр D элемента перемещения, например, поворотного стола, приводной шестерни подъемно-транспортного механизма, колес транспортной тележки и другие данные;
- точность останова $\delta_{ост}$.

Механические величины исходных данных связаны с величинами в формулах (3.1)...(3.8) известными соотношениями. Приведем некоторые из них.

Угловая скорость вращательного движения

$$\Omega_n = \frac{1}{2} \left[\varepsilon_n t_n - \sqrt{(\varepsilon_n t_n)^2 - 4\varepsilon_n \varphi_n} \right]. \quad (3.9)$$

Скорость прямолинейного движения

$$V_n = \frac{1}{2} \left[a_n t_n - \sqrt{(a_n t_n)^2 - 4a_n S_n} \right]. \quad (3.10)$$

Сила ускорения

$$F = m_n a_n. \quad (3.11)$$

Сила тяжести (веса)

$$F_B = m_n g. \quad (3.12)$$

Сила трения

$$F_{тр} = m_n g \mu. \quad (3.13)$$

Вращающий момент через окружное усилие F

$$M = FR. \quad (3.14)$$

Вращающий момент через момент инерции

$$M = J \varepsilon_n. \quad (3.15)$$

Момент инерции кругового кольца, отнесенный к оси вращения,

$$J = m_n R^2. \quad (3.16)$$

Момент инерции диска, отнесенный к оси вращения, перпендикулярной к плоскости диска,

$$J = \frac{1}{2} m_n R^2. \quad (3.17)$$

Пример. В соответствии с технологическим циклом работы стол с четырьмя заготовками (рисунок 3.1) нужно каждые 30 с поворачивать на угол 90° . Процесс движения должен заканчиваться за 5 с, не более; максимальное ускорение, отнесенное к наружному диаметру стола, не должно превышать $0,5 \text{ м/с}^2$. Требуется рассчитать исполнительный механизм локальной системы.

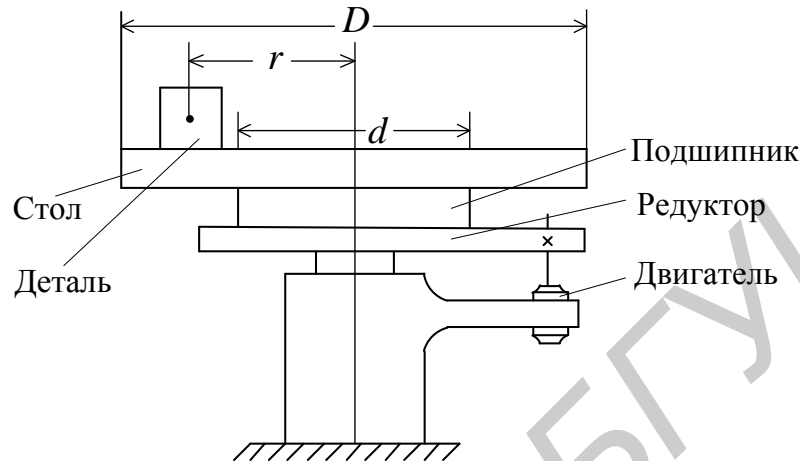


Рисунок 3.1

Технические данные:

диаметр стола	$D = 2 \text{ м};$
масса стола	$m_{\text{ст}} = 400 \text{ кг};$
масса детали	$m_{\text{дет}} = 70 \text{ кг};$
расстояние от центра тяжести детали до оси вращения стола.....	$r = 0,85 \text{ м};$
диаметр подшипника.....	$d = 0,9 \text{ м};$
коэффициент трения качения.....	$\mu = 0,01.$

Расчеты проводим для движения относительно оси вращения стола.

Угловое ускорение вращения стола

$$\varepsilon_{\text{ст}} = \frac{2a}{D} = \frac{2 \cdot 0,5}{2} = 0,5 \text{ рад/с}.$$

Угол поворота стола

$$\varphi_{\text{ст}} = \frac{90^\circ}{57,3} = 1,57 \text{ рад}.$$

Время поворота $t_{\text{п}}$ принимаем равным $0,9t_{\text{доп}}$:

$$t_{\text{п}} = 0,9t_{\text{доп}} = 0,9 \cdot 5 = 4,5 \text{ с}.$$

Расчет угловой скорости по формуле (3.9)

$$\begin{aligned}\Omega_{\text{H}} &= \frac{1}{2} \left[\varepsilon_{\text{H}} t_{\text{П}} - \sqrt{(\varepsilon_{\text{H}} t_{\text{П}})^2 - 4 \varepsilon_{\text{H}} \varphi_{\text{H}}} \right] = \\ &= \frac{1}{2} \left[0,5 \cdot 4,5 - \sqrt{(0,5 \cdot 4,5)^2 - 4 \cdot 0,5 \cdot 1,57} \right] = 0,43 \text{ рад/с.}\end{aligned}$$

Расчет момента инерции стола по формуле (3.17)

$$J_{\text{ст}} = \frac{1}{2} m_{\text{ст}} \left(\frac{D}{2} \right)^2 = \frac{1}{2} 400 \left(\frac{2}{2} \right)^2 = 200 \text{ кг}\cdot\text{м}^2.$$

Расчет момента инерции деталей на столе по формуле (3.16)

$$J_{\text{дет}} = 4m_{\text{дет}}r^2 = 4 \cdot 70 \cdot (0,85)^2 = 202,3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2.$$

Суммарный момент на оси вращения

$$J_{\text{H}} = J_{\text{ст}} + J_{\text{дет}} = 200 + 202,3 = 402,3 \text{ кг}\cdot\text{м}^2.$$

Расчет статического момента сопротивления по формуле (3.12) – (3.14)

$$M_{\text{с.н}} = (m_{\text{ст}} + 4m_{\text{дет}})g\mu \left(\frac{d}{2} \right) = (400 + 4 \cdot 70) \cdot 9,81 \cdot 0,01 \left(\frac{0,9}{2} \right) = 30 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Расчет механической мощности

$$P_{\text{мх}} = (M_{\text{с.н}} + J_{\text{H}} \varepsilon_{\text{H}}) \Omega_{\text{H}} = (30 + 402,3 \cdot 0,5) 0,43 = 99,4 \text{ Вт}.$$

Потребная мощность двигателя при $k_{\text{зап}} = 1,7$

$$P_{\text{дв}} = k_{\text{зап}} P_{\text{мх}} = 1,7 \cdot 99,4 = 169 \text{ Вт}.$$

По мощности подходят два двигателя: СЛ-569 с номинальной мощностью $P_{\text{дв}} = 175 \text{ Вт}$ и СЛ-621 с номинальной мощностью $P_{\text{дв}} = 172 \text{ Вт}$. Выбираем двигатель СЛ-621, так как у него в полтора раза больший номинальный момент, хотя он и уступает двигателю СЛ-569 по моменту инерции ротора. Технические данные двигателя СЛ-621: $\omega_{\text{дв ном}} = 250 \text{ рад/с}$; $M_{\text{дв ном}} = 0,687 \text{ Н}\cdot\text{м}$; $M_{\text{дв max}} = 1,23 \text{ Н}\cdot\text{м}$; $J_{\text{дв}} = 6,62 \cdot 10^{-4} \text{ кг}\cdot\text{м}^2$.

Расчет передаточного числа редуктора

$$i = \frac{\omega_{\text{дв ном}}}{\Omega_{\text{H}}} = \frac{250}{0,43} = 582.$$

Потребный момент при $\eta = 0,85$

$$M_{\text{потр}} = \frac{M_{\text{с.н}}}{i\eta} + (J_{\text{дв}} + J_p + \frac{J_{\text{н}}}{i^2})\varepsilon_{\text{н}}i =$$

$$= \frac{13,5}{582 \cdot 0,85} + (6,62 + 0,2 \cdot 6,62 + \frac{402,3}{582^2})10^{-4} \cdot 0,5 \cdot 582 = 0,6 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Используя неравенства (3.8), находим

$$M_{\text{потр}} \leq 2M_{\text{двном}} \quad (0,6 \leq 2 \cdot 0,687),$$

$$\frac{M_{\text{с.н}}}{i\eta} \leq M_{\text{двном}} \quad \left(\frac{13,5}{582 \cdot 0,85} \leq 0,687 \right).$$

Следовательно, двигатель выбран правильно.

3.3 Динамика исполнительного механизма

Предметом динамики исполнительного механизма является описание действующих на него сил и моментов в форме уравнений динамики. Эти уравнения можно получить на основе ньютоновской или лагранжевой механики.

Для вращательного движения исполнительного механизма эти уравнения, приведенные к валу двигателя, имеют вид

$$\frac{d\omega_{\text{дв}}}{dt} = \frac{1}{J}(M_{\text{дв}} - M'_{\text{с.н}}); \quad \frac{d\varphi_{\text{д}}}{dt} = \omega_{\text{дв}}, \quad (3.18)$$

где $J = 1,2J_{\text{дв}} + J_{\text{н}}/i^2$;

$$M'_{\text{с.н}} = M_{\text{с.н}}/i \cdot \eta;$$

$$\omega_{\text{дв}} = i\Omega_{\text{н}};$$

$$\varphi_{\text{дв}} = i\varphi_{\text{н}}.$$

Структурная схема исполнительного механизма, построенная по уравнению (3.18), показана на рисунке 3.2.

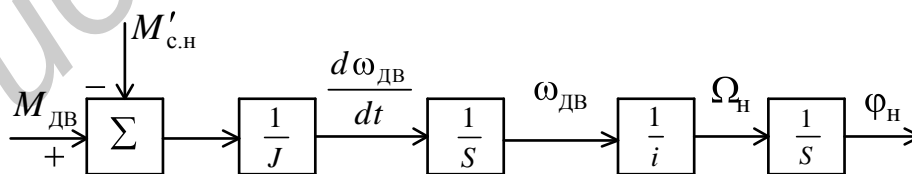


Рисунок 3.2

Однако такая модель исполнительного механизма является идеальной. Она предполагает, что развиваемый двигателем момент обрабатывается абсолютно точно и быстро. В действительности при скачкообразном изменении

напряжения $U_{\text{ДВ}}$ на якорной обмотке двигателя момент меняется в лучшем случае по экспоненте. Это объясняется тем, что ротор двигателя и нагрузка на оси его вала инерционны, и он не может мгновенно разогнаться до заданной угловой скорости. Поэтому структурную схему исполнительного механизма строят с учетом динамики исполнительного двигателя.

На рисунке 3.3 показана структурная схема исполнительного механизма, построенного на основе двигателя постоянного тока.

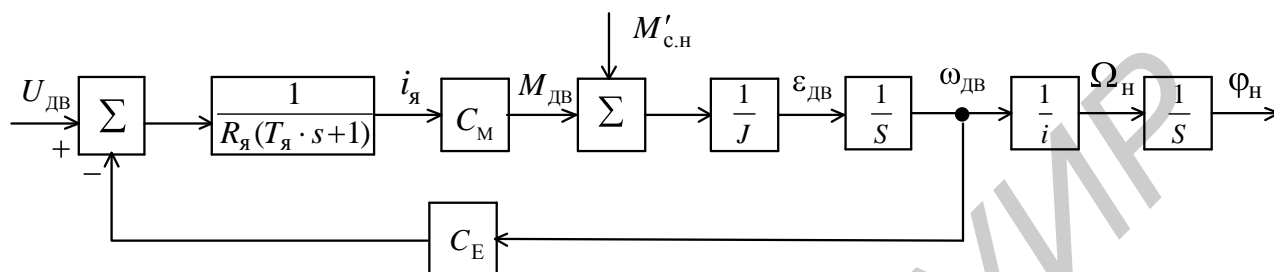


Рисунок 3.3

Для выбранного двигателя параметры схемы могут быть заданы, например $T_я$, или рассчитаны по формулам

$$T_я = \frac{L_я}{R_я}; \quad C_M = \frac{M_{\text{ДВНОМ}}}{I_{\text{ЯНОМ}}}; \quad C_E = \frac{U_{\text{ДВНОМ}} - R_я I_{\text{ЯНОМ}}}{\omega_{\text{ДВНОМ}}}, \quad (3.19)$$

где $L_я$ – индуктивность обмотки якоря;

$R_я$ – активное сопротивление обмотки;

$I_я$ – ток, протекающий по обмотке;

$U_{\text{ДВ}}$ – напряжение на обмотке якоря.

Если положить $T_я = 0$, $M'_{\text{с.н}} = 0$, то на основании структурной схемы для нагруженного двигателя получим передаточную функцию

$$W_{\text{ДВ}}(s) = \frac{\omega_{\text{ДВ}}(s)}{U_{\text{ДВ}}(s)} = \frac{K_{\text{ДВ}}}{T_M s + 1}, \quad (3.20)$$

где $K_{\text{ДВ}}$ – коэффициент передачи двигателя по скорости

$$K_{\text{ДВ}} = \frac{1}{C_E}; \quad (3.21)$$

T_M – механическая постоянная двигателя под нагрузкой

$$T_M = \frac{J R_я}{C_E C_M}. \quad (3.22)$$

Исследуем динамику двигателя в двух режимах его работы: в режиме разгона до установившейся скорости ω_0 и в режиме установившегося движения со скоростью ω_0 .

Разгон двигателя

В этом режиме моментом сопротивления можно пренебречь, поскольку его величина значительно меньше величины приведенного момента инерции J , возникающего при ускоренном движении. Преобразуя структурную схему при $M'_{с.н} = 0$, получаем передаточную функцию исполнительного двигателя

$$W_{\text{ДВ}}(s) = \frac{\omega_{\text{ДВ}}(s)}{U_{\text{ДВ}}(s)} = \frac{K_{\text{ДВ}}}{T_{\text{Я}}T_{\text{М}}s^2 + T_{\text{М}}s + 1}. \quad (3.23)$$

Однако двигатель можно считать колебательным звеном только при выполнении условия $0 < \sqrt{\frac{T_{\text{М}}}{T_{\text{Я}}}} < 2$. Если $\sqrt{\frac{T_{\text{М}}}{T_{\text{Я}}}} \geq 2$, то при таком соотношении постоянных времени передаточная функция (3.23) преобразуется к виду

$$W_{\text{ДВ}}(s) = \frac{\omega_{\text{ДВ}}(s)}{U_{\text{ДВ}}(s)} = \frac{K_{\text{ДВ}}}{T_1's + 1} \frac{1}{T_2's + 1}, \quad (3.24)$$

где T_1' и T_2' – постоянные времени эквивалентных апериодических звеньев, которые находят по формуле

$$T_{1,2}' = \frac{T_{\text{М}}}{2} \left[1 \pm \sqrt{1 - 4 \frac{T_{\text{Я}}}{T_{\text{М}}}} \right]. \quad (3.25)$$

Более того, при $\sqrt{\frac{T_{\text{М}}}{T_{\text{Я}}}} \geq 2,7$ можно использовать с погрешностью менее 5 % следующие выражения:

$$T_1' = T_{\text{М}} - T_{\text{Я}}; \quad T_2' = T_{\text{Я}} \left(1 + \frac{T_{\text{Я}}}{T_{\text{М}}} \right). \quad (3.26)$$

При $\sqrt{\frac{T_{\text{М}}}{T_{\text{Я}}}} \geq 4$ влиянием постоянной времени $T_{\text{Я}}$ на переходные процессы можно пренебречь.

В этом случае $T_1' = T_{\text{М}}$, а передаточная функция двигателя принимает вид

$$W_{\text{ДВ}}(s) = \frac{\omega_{\text{ДВ}}(s)}{U_{\text{ДВ}}(s)} = \frac{K_{\text{ДВ}}}{T_{\text{М}}s + 1}. \quad (3.27)$$

Примерная апериодическая форма изменения угловой скорости двигателя $\omega_{\text{ДВ}}(t)$ при разгоне для различных значений $\sqrt{\frac{T_{\text{М}}}{T_{\text{Я}}}}$ показаны на рисунках 3.4 и 3.5

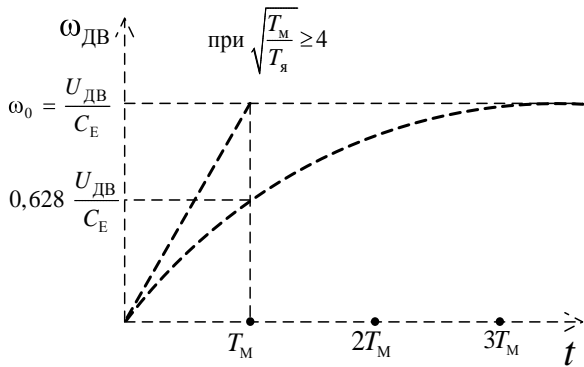


Рисунок 3.4

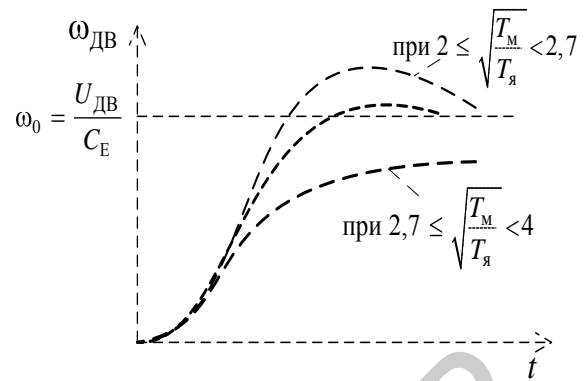


Рисунок 3.5

Начальная кривизна графиков в области малых значений времени на рисунке 3.5 обусловлена в основном влиянием постоянной времени $T_я$. Перерегулирование при разгоне до номинальной скорости не превышает 5 %. Время разгона можно приблизительно оценить по формуле

$$t_p \approx T_1' \left(3 + \ln \frac{|T_2'|}{|T_1' - T_2'|} \right). \quad (3.28)$$

При $\sqrt{\frac{T_M}{T_я}} < 2$ разгон носит колебательный характер, примерная форма которого показана на рисунке 3.6.

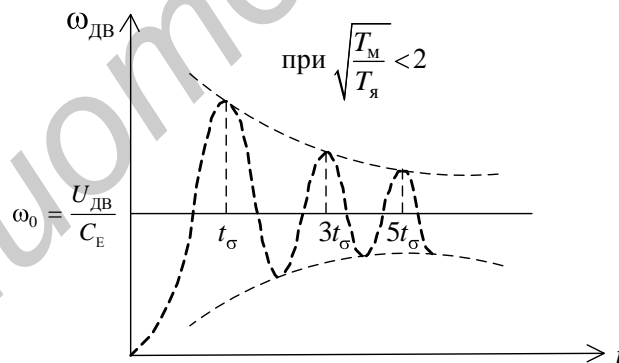


Рисунок 3.6

В этом случае при разгоне угловая скорость достигает больших значений, чем скорость установившегося движения, при этом перерегулирование

$$\sigma \% = 100 \exp \left(-\pi / \sqrt{\frac{4T_M}{T_я} - 1} \right), \quad (3.29)$$

а время разгона можно приблизительно оценить по формуле

$$t_p \approx 6T_я. \quad (3.30)$$

Перерегулирование при разгоне является нежелательным явлением. Предотвратить его можно соответствующим управлением в системе.

Установившееся движение

Исследуем влияние момента сопротивления на движение двигателя с установившейся скоростью ω_0 , для чего согласно схеме (см. рисунок 3.3) сначала запишем передаточную функцию исполнительного двигателя по возмущению – статическому моменту сопротивления $M'_{с.н}(s)$

$$W'_{дв}(s) = \frac{\Delta\omega_{дв}(s)}{M'_{с.н}(s)} = \frac{\gamma_{д}(T_{я}s + 1)}{T_{я}T_{м}s^2 + T_{м}s + 1}, \quad (3.31)$$

где $\gamma_{дв} = \frac{R_{я}}{C_E C_M}$ – коэффициент наклона механических характеристик двигателя.

Затем запишем выражение для установившегося движения:

$$\omega_{дв} = \lim_{s \rightarrow 0} s U_{дв}(s) W_{дв}(s) - \lim_{s \rightarrow 0} s M'_{с.н}(s) W'_{дв}(s). \quad (3.32)$$

Подставив в выражение (3.32) передаточные функции (3.23 и 3.31), изображения Лапласа напряжения на якорной обмотке двигателя $U_{дв}(s) = \frac{U_{дв}}{s}$ и статического момента сопротивления $M'_{с.н}(s) = \frac{M'_{с.н}}{s}$ и сделав необходимые математические преобразования, получим

$$\omega_{дв} = \frac{U_{дв}}{C_E} - \gamma_{д} M'_{с.н}, \quad (3.33)$$

где $\frac{U_{дв}}{C_E} = \omega_0$ – требуемая установившаяся скорость двигателя;

$\gamma_{дв} M'_{с.н} = \Delta\omega_0$ – моментная погрешность скорости.

Моментная погрешность, порождаемая реальными условиями применения исполнительного двигателя, искажает его движение, а, следовательно, и движение нагрузки. Снизить погрешность, ослабить чувствительность двигателя к внешним возмущениям удастся за счет повышения астатизма системы управления к статическому моменту сопротивления $M'_{с.н}$; за счет применения в системе специального наблюдающего устройства, по оценкам которого осуществляется компенсация ошибки.

Пример. Технические данные исполнительного двигателя СЛ 521:

$U_{д} = 110$ В; $\omega_{дв\ ном} = 315$ рад/с; $I_{я} = 1,07$ А; $M_{дв\ ном} = 0,245$ Н·м;

$M_{дв\ max} = 0,637$ Н·м; $R_{я} = 8,5$ Ом; $L_{я} = 0,058$ Гн; $J_{дв} = 1,67 \cdot 10^{-4}$ кг·м²; под нагрузкой $J = 3,46 \cdot 10^{-4}$ кг·м²; $M'_{с.н} = 0,045$ Н·м.

Требуется проанализировать динамические свойства двигателя.

Расчет параметров структурной схемы:

– электромагнитная постоянная времени

$$T_{\text{я}} = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} = \frac{0,058}{8,5} = 0,0068 \text{ с};$$

– коэффициент момента

$$C_{\text{М}} = \frac{M_{\text{ДВНОМ}}}{I_{\text{яНОМ}}} = \frac{0,245}{1,07} = 0,23 \text{ Н·м/А};$$

– коэффициент противоЭДС

$$C_{\text{Е}} = \frac{U_{\text{ДВНОМ}} - R_{\text{я}} I_{\text{яНОМ}}}{\omega_{\text{ДВНОМ}}} = \frac{110 - 1,07 \cdot 8,5}{315} = 0,32 \text{ В·с/рад};$$

– жесткость механических характеристик

$$\beta = \frac{C_{\text{Е}} C_{\text{М}}}{R_{\text{я}}} = \frac{0,32 \cdot 0,23}{8,5} = 0,0086 \text{ Н·м·с/рад};$$

– механическая постоянная времени двигателя в режиме холостого хода при $J_p = 0,2 J_{\text{ДВ}}$

$$T_{\text{М}} = \frac{1,2 J_{\text{ДВ}}}{\beta} = \frac{1,2 \cdot 1,67 \cdot 10^{-4}}{0,0086} = 0,023 \text{ с};$$

– механическая постоянная времени двигателя под нагрузкой

$$T_{\text{М}} = \frac{J}{\beta} = \frac{3,46 \cdot 10^{-4}}{0,0086} = 0,04 \text{ с}.$$

Анализ динамики

Соотношение постоянных времени $\sqrt{\frac{T_{\text{М}}}{T_{\text{я}}}}$:

– в режиме холостого хода $\sqrt{\frac{T_{\text{М}}}{T_{\text{я}}}} = \sqrt{\frac{0,023}{0,0068}} = 1,84$;

– в режиме движения под нагрузкой $\sqrt{\frac{T_{\text{М}}}{T_{\text{я}}}} = \sqrt{\frac{0,04}{0,0068}} = 2,43$.

В режиме холостого хода при $\sqrt{\frac{T_{\text{М}}}{T_{\text{я}}}} < 2$ разгон описывается затухающей синусоидой с перерегулированием

$$\sigma \% = 100 \exp\left(-\frac{\pi}{\sqrt{\frac{4T_{\text{М}}}{T_{\text{я}}} - 1}}\right) = 100 \exp\left(-\frac{3,14}{\sqrt{\frac{4 \cdot 0,023}{0,0068} - 1}}\right) = 43 \%$$

и временем разгона

$$t_p = 6T_{\text{я}} = 6 \cdot 0,0068 = 0,041 \text{ с.}$$

В режиме разгона с нагрузкой переходной процесс описывается кривой, представляющей сопряжение двух экспонент, одна из которых соответствует аperiodическому звену с постоянной времени T_1' , а вторая – аperiodическому звену с постоянной времени T_2' , где

$$T_1' = \frac{T_M}{2} \left[1 + \sqrt{1 - 4 \frac{T_{\text{я}}}{T_M}} \right] = \frac{0,04}{2} \left[1 + \sqrt{1 - 4 \frac{0,0068}{0,023}} \right] = 0,03 \text{ с,}$$

$$T_2' = \frac{T_M}{2} \left[1 - \sqrt{1 - 4 \frac{T_{\text{я}}}{T_M}} \right] = \frac{0,04}{2} \left[1 - \sqrt{1 - 4 \frac{0,0068}{0,023}} \right] = 0,01 \text{ с.}$$

Время разгона

$$t_p \approx T_1' \left(3 + \ln \frac{|T_2'|}{|T_1' - T_2'|} \right) = 0,03 \left(3 + \ln \frac{|0,01|}{|0,03 - 0,01|} \right) = 0,07 \text{ с.}$$

Анализ установившегося движения

Под действием статического момента сопротивления $M'_{\text{с.н}}$, приведенного к валу двигателя, нерегулируемая скорость двигателя устанавливается с погрешностью

$$\Delta\omega_0 = \frac{1}{\beta} M'_{\text{с.н}} = \frac{1}{0,0086} \cdot 0,045 = 5,23 \text{ рад/с.}$$

Относительная погрешность на уровне $0,1\omega_{\text{ДВ ном}}$

$$\Delta = 100 \frac{\Delta\omega_0}{0,1\omega_{\text{ДВ ном}}} = 100 \frac{5,23}{0,1 \cdot 315} = 16,6 \%,$$

что значительно превышает допустимое стандартизованное значение $\Delta_{\text{доп}} = (2...3) \%$.

3.4 Импульсное управление исполнительным двигателем

Импульсное управление угловой скоростью исполнительного двигателя характеризуется простотой управления, помехозащищенностью и стойкостью к перегрузкам двигателя. Для его реализации разработаны эффективные силовые пре-

образователи, использующие мощные полупроводниковые ключи для передачи и преобразования электрической энергии от источника питания к двигателю.

Сущность импульсного управления состоит в том, что среднее значение напряжения $U_{дв}$ на якорной обмотке двигателя постоянного тока регулируется путем изменения соотношения длительности включенного и отключенного состояний полупроводниковых ключей.

На рисунке 3.7 показаны графики напряжения $U_{дв}$ в виде прямоугольных однополярных импульсов длительностью τ и эпюры электрического тока $i_{я}$ при установившемся режиме. Видно, что импульсный характер напряжения $U_{дв}$ приводит к пульсациям электрического тока, а следовательно, к пульсациям вращающего момента и угловой скорости двигателя в интервале периода T_K импульсного напряжения на якорной обмотке.

Размах колебаний зависит от частоты следования импульсов $f_K = 1/T_K$. Чем выше частота переключения полупроводниковых ключей, тем меньше размах пульсаций угловой скорости. В современных локальных системах обычно применяют силовые преобразователи с частотой коммутации $f_K = 2 \dots 20$ кГц.

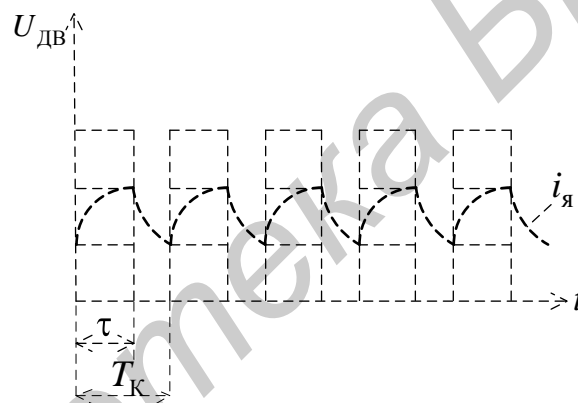


Рисунок 3.7

Импульсный силовой преобразователь выбирают по его выходной мощности и напряжению, необходимому для управления двигателем в заданных режимах движения.

Напряжение на выходе преобразователя определяется необходимостью получения максимальной частоты вращения вала двигателя:

$$U_{п} \geq C_E \omega_{двmax} + R_{дв} I_{дв} \frac{M_{двmax}}{M_{двном}}. \quad (3.34)$$

Выходная мощность преобразователя должна удовлетворять условию

$$P_{п} \geq U_{п} I_{двном}. \quad (3.35)$$

Из нескольких, приблизительно равных по мощности силовых преобразователей следует выбирать тот преобразователь, у которого наибольший КПД как основной показатель экономичности с точки зрения соотношения между отдаваемой двигателю и потребляемой от источника электропитания энергией.

В зависимости от схемы преобразователя и уровня преобразуемой мощности КПД различных преобразователей лежат в пределах от 80 до 95 %.

3.5 Динамика силовых преобразователей

Силовой преобразователь (рисунок 3.8) состоит из двух функциональных частей: силовой и управляющей.

Силовая часть на полупроводниковых ключах обеспечивает передачу и преобразование энергии от источника электропитания к двигателю. Управляющая часть регулирует передаваемый поток в соответствии с воздействием U , поступившим на ее вход и сформированным в локальной системе. Суть регулирования состоит в изменении длительностей открытого состояния силовых ключей и синхронизации их работы.



Рисунок 3.8

О поведении исполнительного двигателя можно судить по его реакции на скачкообразную последовательность импульсов определенной скважности $\gamma = \tau/T_K$, приложенных к обмотке якоря (рисунок 3.9).

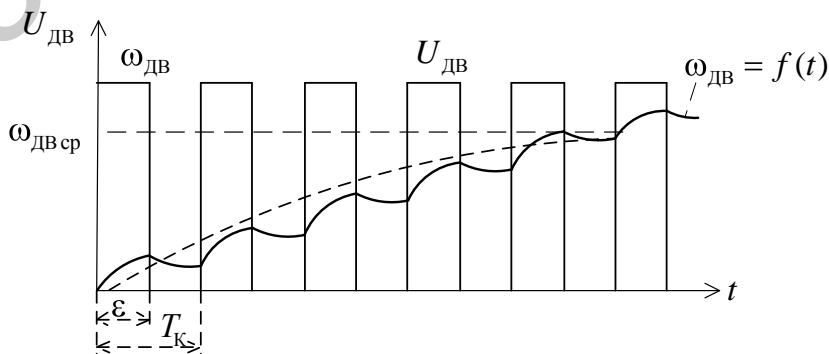


Рисунок 3.9

Рассматривая реакцию на каждый одиночный импульс, получим результирующую кривую $\omega_d = f(t)$, состоящую из кусков экспонент (см. рисунок 3.9).

Кривая разгона отличается от экспоненты (пунктирная линия), характеризующей разгон двигателя при приложении к нему ступенчатого напряжения постоянного тока $U_{дв} = \gamma U_{п}$. Однако при $T_k \ll T_M$ можно ожидать, что поведение двигателя в динамическом режиме при импульсном управлении будет такое же, как и при непрерывном управлении.

Согласно теореме Котельникова, условие эквивалентности импульсного и непрерывного управления имеет вид

$$0 < \omega < \omega_k - \omega_{ср}, \quad (3.36)$$

$$\omega_k > 2\omega_{ср}, \quad (3.37)$$

где $\omega_k = 2\pi/T_k$ – угловая частота коммутации силовых ключей преобразователя;
 $\omega_{ср}$ – частота среза локальной системы;
 ω – частота внешнего воздействия на систему.

При соблюдении условий эквивалентности, передаточную функцию силового преобразователя можно аппроксимировать передаточной функцией безынерционного звена

$$W_{п}(s) = K_{п}, \quad (3.38)$$

где $K_{п}$ – коэффициент преобразования силового преобразователя:

$$K_{п} = \frac{U_{п}}{U_{ун}}. \quad (3.39)$$

Здесь $U_{ун}$ – унифицированный сигнал, величину которого при расчетах принимают равной 10 В.

3.7 Расчет силового преобразователя

Расчет проводят в следующей последовательности:

а) ориентируясь на постоянную времени якорной цепи двигателя $T_я$ и рекомендуемый диапазон частот коммутации транзисторов силовых ключей [2...20 кГц], выбирают период коммутации $T_k < T_я$;

б) определяют напряжение на выходе силового преобразователя по формуле (3.34);

в) по формуле (3.35) оценивают выходную мощность преобразователя;

г) находят передаточный коэффициент преобразователя.

Пример. Рассчитать параметры импульсного силового преобразователя на транзисторных ключах для управления двигателем СЛ 569. Технические данные двигателя: $P_{дв} = 175$ Вт; $U_{дв ном} = 110$ В; $I_{я ном} = 1,96$ А; $R_я = 3,6$ Ом; $T_я = 0,008$ с; $M_{дв ном} = 0,465$ Н·м; $M_{дв max} = 0,91$ Н·м.

Расчет. Выбираем частоту коммутации силовых ключей $f_k = 2$ кГц и определяем $T_k = 1/f_k = 1/2 \cdot 10^3 = 0,0005$ с, что значительно меньше $T_{я} = 0,008$ с. Следовательно, пульсациями тока в якорной обмотке можно пренебречь.

Определяем напряжение на выходе силового преобразователя при $C_E \omega_{ДВ\max} = U_{ДВном}$

$$U_{\Pi} = U_{ДВном} + R_{я} I_{яном} \frac{M_{ДВ\max}}{M_{ДВном}} = 110 + 3,6 \cdot 1,96 \frac{0,91}{0,465} = 124 \text{ В.}$$

Выходная мощность

$$P_{\Pi} \geq U_{\Pi} I_{ДВном} = 124 \cdot 1,96 = 245 \text{ Вт.}$$

Передаточный коэффициент силового преобразователя при $U_{ун} = 10$ В

$$K_{\Pi} = \frac{U_{\Pi}}{U_{ун}} = \frac{124}{10} = 12,4.$$

Вопросы для проверки усвоения материала

- 1 Перечислите основные функциональные элементы исполнительного устройства локальной системы.
- 2 Как определить требуемую мощность исполнительного двигателя?
- 3 Как проверить правильность выбора двигателя?
- 4 Какие требования предъявляются к силовым преобразователям?
- 5 Поясните достоинства широтно-импульсного способа управления двигателем и способы их реализации.
- 6 Как правильно выбрать силовой преобразователь с широтно-импульсным управлением двигателя?
- 7 Напишите передаточные функции двигателя с независимым возбуждением с выходом по скорости:
 - по управляющему воздействию при моменте сопротивления $M'_{с.н} = 0$;
 - по моменту сопротивления при $U_{дв} = 0$.
- 8 Какое влияние оказывает момент сопротивления на работу исполнительного двигателя?

4 РЕГУЛЯТОРЫ

Регулятор предназначен для преобразования сигнала ошибки $U_e(t)$ в управляющий сигнал $U(t)$ таким образом, чтобы удовлетворялись все требования, предъявляемые к качеству локальной системы. В зависимости от законов преобразования $U(t)$ различают регуляторы пропорциональные (П), интегральные (И), пропорционально-интегральные (ПИ), пропорционально-дифференциальные (ПД) и пропорционально-интегрально-дифференциальные (ПИД).

Ниже рассматриваются принципы построения и модификации ПИ- и ПИД-регуляторов, которые наиболее распространены в локальных промышленных системах.

4.1 Аналоговые ПИ-регуляторы

Передаточная функция регулятора, связывающая изображения сигнала ошибки $U_e(s)$ на его входе и сигнала $U_p(s)$ на выходе, описывается следующим образом:

$$W_{\text{ПИ}}(s) = \frac{U_p(s)}{U_e(s)} = k_p \cdot \left[1 + \frac{1}{T_i \cdot s} \right] \quad (4.1)$$

и может быть приведена к следующему виду:

$$W_{\text{ПИ}}(s) = k_p \cdot \frac{T_i \cdot s + 1}{T_i \cdot s}, \quad (4.2)$$

где k_p – коэффициент передачи регулятора;

T_i – постоянная времени интегратора.

Интегральная составляющая повышает астатизм локальной системы, т. е. в установившемся режиме ее работы обеспечивает нулевую ошибку при ступенчатом задающем воздействии и ступенчатом возмущении. Однако в переходных режимах интегральная составляющая вызывает нежелательный эффект, известный как интегральное насыщение. Поясним суть этого эффекта.

Известно, что любое исполнительное устройство имеет ограничительную скорость изменения регулируемой переменной и ограниченный по амплитуде управляющий сигнал $U(t)$ на входе.

На рисунке 4.1 показана структурная схема ПИ-регулятора с моделью ограничения сигнала $U(t)$:

$$U(t) = \begin{cases} U_{\max} & \text{при } U_p(t) > U_{\max}; \\ U_p(t) & \text{при } -U_{\max} \leq U_p(t) \leq U_{\max}; \\ -U_{\max} & \text{при } U_p(t) < -U_{\max}, \end{cases} \quad (4.3)$$

где $U_p(t)$ – неограниченный сигнал на выходе регулятора;

U_{\max} – максимальное значение сигнала $U(t)$, допустимое по условиям применения и технической реализации исполнительного устройства.

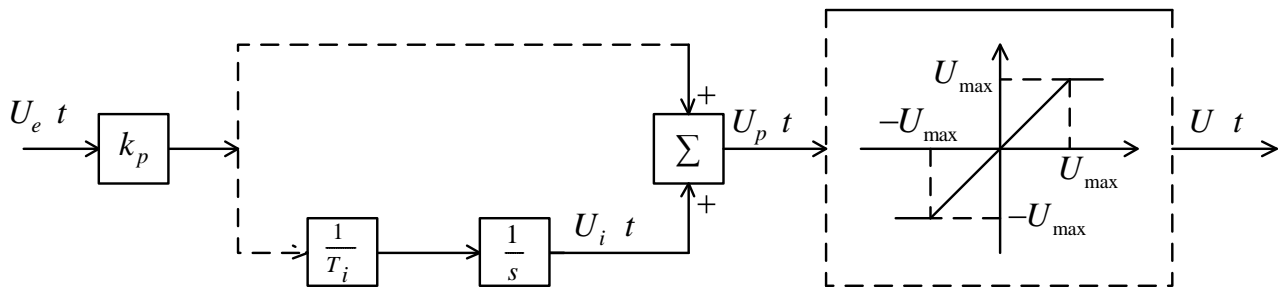


Рисунок 4.1

Пусть $U(t) = U_{\max}$, а сигнал ошибки $U_e(t) > 0$. Интегратор продолжает интегрировать, увеличивая сигнал $U_p(t)$ на выходе регулятора. Это увеличение сигнала $U_p(t)$ в зоне насыщения называют интегральным насыщением или накоплением.

Интегральное насыщение приводит к значительному увеличению длительности переходного процесса и росту перерегулирования.

Существуют различные методы защиты локальной системы от негативного влияния интегрального насыщения. На рисунке 4.2 показана структурная схема регулятора с компенсирующей обратной связью.

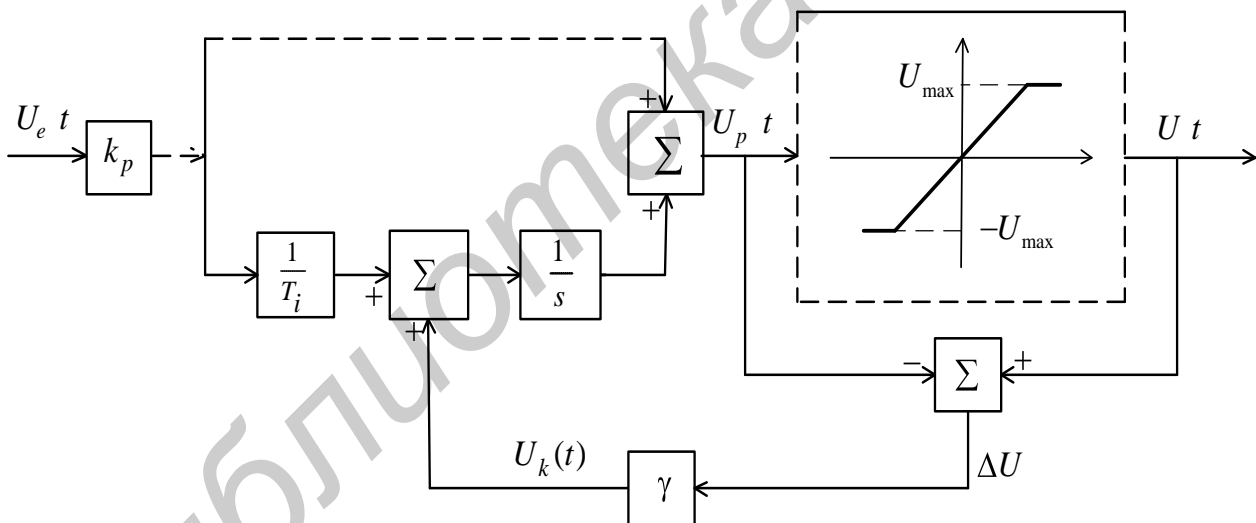


Рисунок 4.2

Регулятор работает следующим образом. Всякий раз, когда сигнал $U(t) \geq U_{\max}$ на входе исполнительного устройства, разность сигналов $U(t) - U_p(t) = \Delta U(t)$ становится отрицательной. При этом сигнал на входе интегратора уменьшается на величину $U_k(t) = \gamma \Delta U(t)$, а рост сигнала $U_p(t)$ в зоне насыщения быстро замедляется. Если $\Delta U = 0$, то $U_k(t) = 0$ и регулятор восстанавливает функции обычного пропорционально-интегрального закона регулирования.

Противодействовать интегральному насыщению можно также с помощью простого устройства с положительной обратной связью, схема которого представлена на рисунке 4.3.

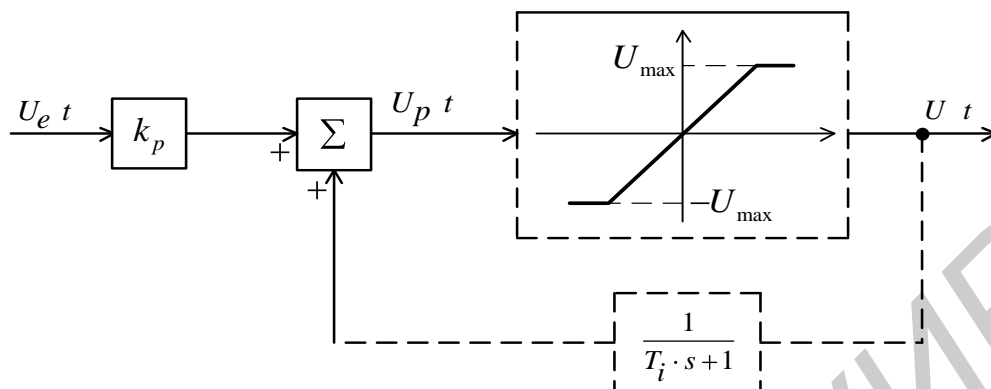


Рисунок 4.3

Действительно, если пренебречь пределами ограничения $\pm U_{\max}$ и рассматривать звено с насыщением как линейное звено с коэффициентом усиления, равным единице, то согласно структурной схеме, представленной на рисунке 4.3, передаточная функция будет иметь вид передаточной функции ПИ-регулятора:

$$W_{\text{пи}}(s) = \frac{U(s)}{U_e(s)} = k_p \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{T_i \cdot s + 1}} = k_p \cdot \frac{T_i \cdot s + 1}{T_i \cdot s}. \quad (4.4)$$

При $U(t) = U_{\max}$ на выходе цепи обратной связи устанавливается постоянное значение сигнала, что соответствует прекращению интегрирования, а следовательно, и интегрального накопления.

4.2 Аналоговые ПИД-регуляторы

Передаточная функция идеализированного регулятора представлена в виде

$$W_{\text{пид}}(s) = k_p \cdot \left[1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + T_d \cdot s \right], \quad (4.5)$$

где k_p – коэффициент передачи регулирования;

T_i, T_d – постоянные времени интегрирования и дифференцирования соответственно.

Интегральная составляющая уменьшает ошибки локальной системы в установившемся режиме работы, а дифференциальная составляющая повышает запасы устойчивости системы и уменьшает перерегулирование в переходных

режимах. Однако дифференцирование неизбежно сопровождается усилением высокочастотных помех и коротких выбросов. Ослабить их влияние на работу системы удастся с помощью фильтра верхних частот с постоянной времени

$$\tau_d = \frac{T_d}{N}, \quad (4.6)$$

где число N выбирают из условия $5 \leq N \leq 20$ так, чтобы сопрягающая частота фильтра $\omega_d = \frac{N}{T_d}$ лежала за пределами диапазона рабочих частот локальной системы, например $\omega_d > 10\omega_{\text{ср}}$.

Реальная передаточная функция ПИД-регулятора при использовании фильтра имеет вид

$$W_{\text{пид}}(s) = k_p \cdot \left[1 + \frac{1}{T_i \cdot s} + \frac{T_d \cdot s}{\frac{T_d \cdot s}{N} + 1} \right]. \quad (4.7)$$

Составляющую реального дифференцирования в выражении (4.7) представим в следующем виде:

$$\frac{T_d \cdot s}{\frac{T_d \cdot s}{N} + 1} = N \left[1 - \frac{1}{\frac{T_d \cdot s}{N} + 1} \right]. \quad (4.8)$$

Тогда структурная схема ПИД-регулятора, построенная в соответствии с формулами (4.7) и (4.8), будет иметь вид, показанный на рисунке 4.4.

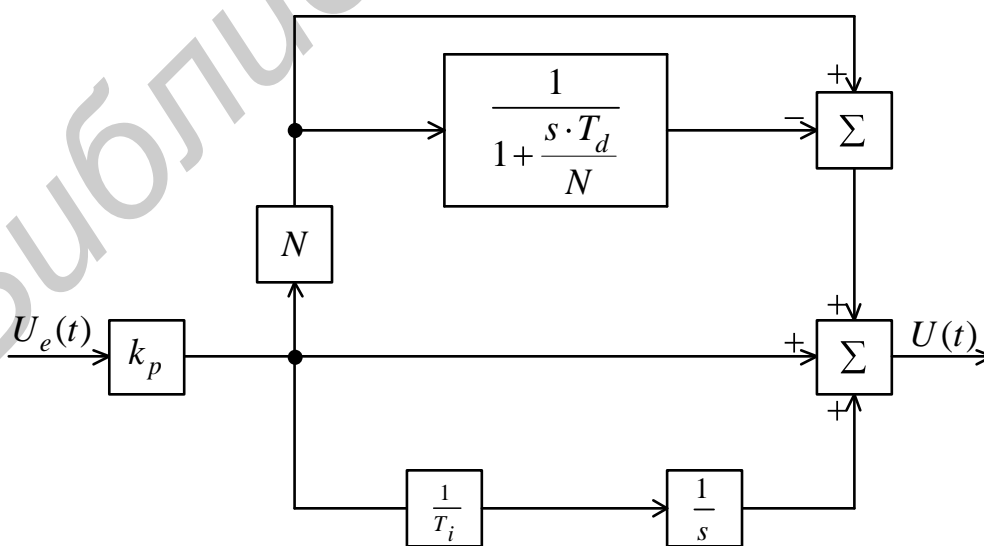


Рисунок 4.4

Работа интегратора в ПИД-регуляторе, как и в ПИ-регуляторе, зависит от того, в каком состоянии находится исполнительное устройство. Например, если амплитуда управляющего сигнала $U(t)$ на входе устройства и/или скорость изменения регулируемой переменной достигли ограниченных значений, выходной сигнал интегратора неограниченно возрастает, затягивается в системе переходный процесс и увеличивается перерегулирование. Устранить этот недостаток можно одним из известных способов, например с помощью компенсационной обратной связи для передачи сигнала о степени насыщения на вход интегратора или путем реализации пропорционально интегральной составляющей в виде схемы с положительной обратной связью как в ПИ-регуляторах.

4.3 Аналоговые регуляторы с отставанием и с опережением по фазе

Регуляторы этого типа находят применение в локальных системах с астатизмом первого порядка. Их передаточная функция имеет вид

$$W_p(s) = k_p \cdot \frac{1 + \beta \cdot T_p \cdot s}{1 + T_p \cdot s}, \quad (4.9)$$

где T_p и βT_p – постоянные времени.

При $\beta < 1$ имеем передаточную функцию регулятора с отставанием по фазе, а при $\beta > 1$ – с опережением по фазе.

На рисунках 4.5 и 4.6 показаны асимптотические частотные логарифмические амплитудные характеристики $20 \lg W_p(\omega)$ и фазовые характеристики регуляторов при $\beta < 1$ и $\beta > 1$ соответственно.

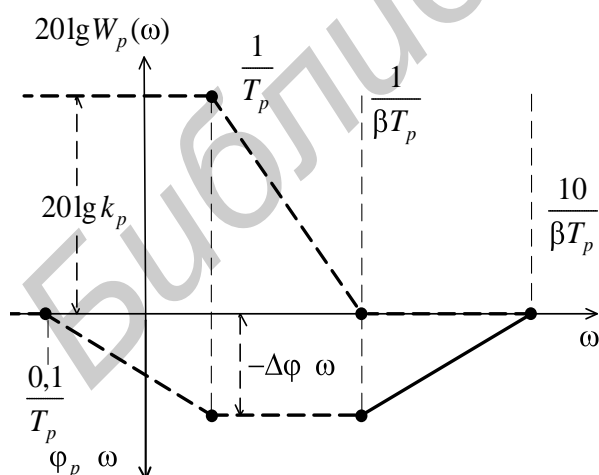


Рисунок 4.5

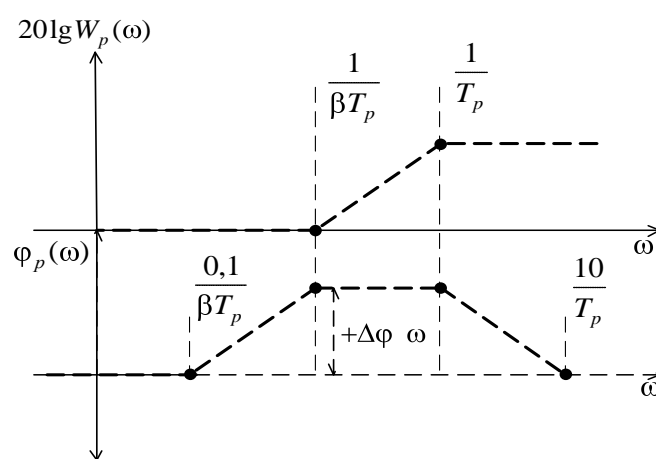


Рисунок 4.6

На рисунке 4.5 видно, что регулятор с отставанием ведет себя в области частот $\omega > \frac{1}{T_p}$ приблизительно так, как ведет себя ПИ-регулятор. Однако вносимый им отрицательный фазовый сигнал будет влиять на фазовую характеристику системы с астатизмом и при неправильном выборе постоянной времени T_p может существенно снизить необходимый запас устойчивости.

Регулятор с опережением по фазе, частотные характеристики которого показаны на рисунке 4.6, приблизительно соответствует пропорционально-дифференциальному регулятору (ПД). Регулятор вносит положительный фазовый сдвиг $\Delta\varphi(\omega)$, что является благоприятным с точки зрения сохранения необходимого запаса устойчивости по фазе локальной системы. Недостатком регулятора является усиление на высоких частотах, что может приводить к увеличению интенсивности высокочастотных помех и наводок.

4.4 Передаточные функции и структурные схемы цифровых регуляторов

Регуляторы современных локальных систем реализуют на основе микроконтроллеров, контроллеров и микроЭВМ. В этих случаях пропорциональное управление реализуется по-прежнему коэффициентом k_p , а интегрирование и дифференцирование выполняют в цифровой форме.

Существуют различные методы цифровой аппроксимации интегралов и производных их дискретными аналогами. Один из них основан на использовании Z-форм. Например, операция интегрирования $\frac{1}{s}$ заменяется функцией цифрового интегрирования $\frac{T}{2} \cdot \left(\frac{1+Z^{-1}}{1-Z^{-1}} \right)$, операция дифференцирования s – функцией цифрового дифференцирования $\frac{2}{T} \cdot \left(\frac{1-Z^{-1}}{1+Z^{-1}} \right)$, где $Z^{-1} = e^{-sT}$; T – период квантования. Используя эти замены в уравнении (4.5), получим цифровую форму передаточной функции ПИД-регулятора:

$$W_p(Z) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(Z)}{U_{\text{ВХ}}(Z)} = k_p \cdot \left[1 + \frac{T}{2T_i} \cdot \left(\frac{1+Z^{-1}}{1-Z^{-1}} \right) + \frac{2T_d}{T} \cdot \left(\frac{1-Z^{-1}}{1+Z^{-1}} \right) \right]. \quad (4.10)$$

Структурная схема цифрового ПИД-регулятора представлена на рисунке 4.7.

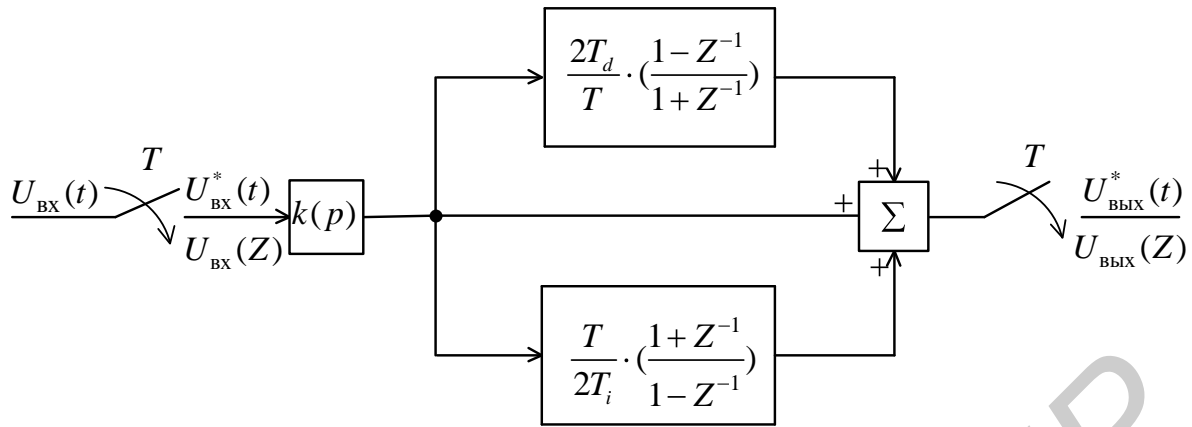


Рисунок 4.7

Цифровой регулятор изображают в виде структурной схемы (рисунок 4.8).

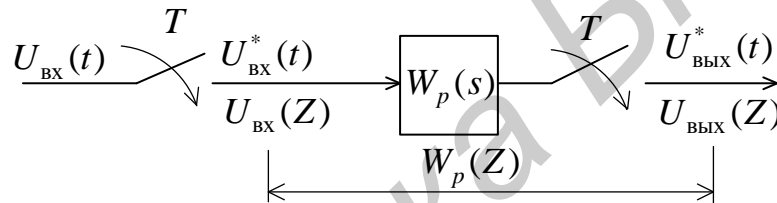


Рисунок 4.8

Входной сигнал регулятора $U_{BX}^*(t)$ является последовательностью чисел $U_{BX}(nT)$, представляющих собой выборку значений сигнала $U_{BX}(t)$. Цифровой регулятор выполняет определенные линейные преобразования последовательности $U_{BX}(nT)$ и вырабатывает выходную последовательность $U_{ВЫХ}(nT)$ в виде квантового сигнала $U_{ВЫХ}^*(t)$.

При применении микропроцессорных устройств в качестве регуляторов существуют определенные ограничения, связанные с конечной длиной слова (ошибкой квантования) и с задержкой на время вычисления и дискретизации при выполнении команд в процессоре. Эти факторы оказывают существенное влияние на качество регулирования и устойчивость системы. При высокой частоте дискретизации нет достоверной информации о сигнале $U_{BX}(t)$ из-за ограниченной разрешающей способности измерительных устройств. Это увеличивает ошибку квантования, и возникает угроза нарушения устойчивости.

При низкой частоте дискретизации процессор получает точную информацию о сигнале $U_{BX}(t)$ и достаточное время для его обработки. Однако появляется временная задержка, что ведет к снижению запасов устойчивости системы. Оценить период дискретизации крайне сложно. Поэтому рекомендуется опре-

делять его наилучшее значение путем моделирования системы, например, в вычислительной среде MATLAB.

4.5 Расчет параметров регуляторов непрерывного действия в одноконтурных системах по критерию качества во временной области

Многие промышленные объекты управления одноконтурных систем описываются передаточной функцией первого порядка с запаздыванием

$$W_{об}(s) = \frac{k_{об}}{T_{об}s+1} e^{-s\tau}, \quad (4.11)$$

где $k_{об}$ – коэффициент передачи в установившемся режиме;

$T_{об}$ – постоянная времени;

τ – запаздывание (задержка реакции объекта на единичное ступенчатое воздействие).

Исполнительные устройства систем содержат жесткую обратную связь по скорости исполнительного двигателя и обратную связь по углу поворота выходного вала редуктора, снижая влияние исполнительного устройства на динамику управляемых процессов. Причем при постоянной времени двигателя $T_M \ll T_{об}$ передаточную функцию исполнительного устройства заменяют передаточной функцией безынерционного звена $W_{ив}(s) = 1$.

Располагая значениями параметров объекта управления и практически безынерционным исполнительным устройством, рассчитывают параметры регулятора по формулам, приведенным в таблицах 4.1, 4.2 и 4.3. Таблицу выбирают на основании требований в форме ограничений на время регулирования, величину перерегулирования, степень затухания переходного процесса, чувствительность переходной функции к изменению отношения τ / T и др.

Таблица 4.1 – Параметры регуляторов для системы с минимальным временем регулирования при отсутствии перерегулирования

Тип регулятора	K_p	T_i	T_d
П	$\frac{0,3T_{об}}{k_{об}\tau}$		
ПИ	$\frac{0,6T_{об}}{k_{об}\tau}$	$0,6T_{об}$	
ПИД	$\frac{0,95T_{об}}{k_{об}\tau}$	$2,4\tau$	$0,4\tau$

Таблица 4.2 – Параметры регуляторов для системы с минимальным временем первого полупериода затухающих колебаний при 20-процентном перерегулировании

Тип регулятора	k_p	T_i	T_d
П	$\frac{0,7T_{об}}{k_{об}\tau}$		
ПИ	$\frac{0,7T_{об}}{k_{об}\tau}$	$0,7T_{об}$	
ПИД	$\frac{1,2T_{об}}{k_{об}\tau}$	2τ	$0,4\tau$

Таблица 4.3 – Параметры регуляторов по минимуму чувствительности переходной функции системы к изменению отношения τ / T при (10...20)-процентном перерегулировании

Тип регулятора	k_p	T_i	T_d
П	$\frac{T_{об}}{k_{об}\tau} \left[1 + \frac{\tau}{3T_{об}} \right]$		
ПИ	$\frac{T_{об}}{k_{об}\tau} \left[0,9 + \frac{\tau}{12T_{об}} \right]$	$\frac{\tau [30T_{об} + 3\tau]}{9T_{об} + 20\tau}$	
ПИД	$\frac{T_{об}}{k_{об}\tau} \left[\frac{4}{3} + \frac{\tau}{4T_{об}} \right]$	$\frac{\tau [32T_{об} + 6\tau]}{13T_{об} + 8\tau}$	$\frac{4\tau T_{об}}{11T_{об} + 2\tau}$

Тип регулятора выбирают из таблицы, ориентируясь на величину отношения запаздывания τ к постоянной времени объекта $T_{об}$. При $(\tau/T_{об}) < 0,2$ рекомендуется выбирать пропорциональный П-регулятор, при $0,2 \leq (\tau/T_{об}) < 1$ – ПИ- или ПИД-регулятор, а при $(\tau/T_{об}) \geq 1$ – специальный ПИД-регулятор с блоками для предсказания будущего поведения объекта управления.

Значения параметров регулятора, полученные по приведенным в таблицах формулам, следует рассматривать как отправные. Используя simulink, их необходимо уточнить с учетом особенностей реализации локальной системы.

Пример. Объект с запаздыванием описывается передаточной функцией (4.11). Параметры передаточной функции имеют следующие значения: $T_{об} = 300$ с; $k_{об} = 0,32$; $\tau = 125$ с. Определите желаемую передаточную функцию регулятора, обеспечивающего минимальное время первого полупериода затухающих колебаний при 20-процентном перерегулировании.

Расчет

Для отношения $(\tau/T_{об}) = (129/300) = 0,43$ и условия $0,2 < \tau/T_{об} < 1$ выбираем ПИ-регулятор. Параметры регулятора находим по формулам таблицы 4.2:

– коэффициент передачи $k_p = \frac{0,7 \cdot T_{об}}{k_{об} \cdot \tau} = \frac{0,7 \cdot 300}{0,32 \cdot 129} = 5,1;$

– постоянная интегрирования $T_i = 0,7T_{об} = 0,7 \cdot 300 = 210$ с.

При расчете параметров регулятора предполагалось, что передаточная функция объекта с запаздыванием точно известна. Однако в лучшем случае она известна с точностью до параметров, которые могут отличаться от реальных значений. В частности представляет интерес исследовать реакцию системы на единичное ступенчатое воздействие для постоянных (расчетных) значений параметров регулятора и различных отношений $\tau/T_{об}$ из диапазона значений $[0,2 \dots 0,8]$ для объекта.

Для удобства определения реакции системы с помощью simulink введем безразмерное время $t^* = \tau t$, т. е. сжимаем время решения задачи. При этом в передаточных функциях регулятора и объекта осуществляем подстановку: $s = \frac{1}{\tau} S$. В этом случае передаточная функция разомкнутой системы

$$W(s) = \frac{k_p k_{об} (T_i s + 1) e^{-\tau s}}{T_i s (T_{об} s + 1)} \quad (4.12)$$

принимает вид

$$W(s) = \frac{k_p k_{об} \left(\frac{T_i}{\tau} S + 1 \right) e^{-s}}{\frac{T_i}{\tau} S T_i S \left(\frac{T_{об}}{\tau} S + 1 \right)}. \quad (4.13)$$

Подставим в выражение (4.13) значение параметра $k_p k_{об} = 5,1 \cdot 0,32 = 1,63;$

$$\left(\frac{T_i}{\tau} \right) = \left(\frac{210}{129} \right) = 1,63; \quad \left(\frac{T_{об}}{\tau} \right) = \left(\frac{300}{129} \right) = 2,33.$$

Кроме того, воспользуемся разложением

$$e^{-s} = \frac{-0,5S + 1}{0,5S + 1}. \quad (4.14)$$

В результате получим передаточную функцию модели разомкнутой системы

$$W(s) = \frac{1,63S + 1}{S} \cdot \frac{-0,5S + 1}{0,5S + 1 \cdot 2,33S + 1}, \quad (4.15)$$

которую удобно использовать при компьютерном исследовании системы замкнутой единичной отрицательной обратной связью.

4.6 Расчет регуляторов в одноконтурных системах по критериям качества в частотной области

Расчет связан с решением следующих задач: синтезом желаемой передаточной функции разомкнутой системы на основе свойств системы в частотной области; определением передаточной функции регулятора; реализацией регулятора с учетом реальных условий его применения; проверкой показателей качества переходного процесса.

Решение задач получим для систем, которые в разомкнутом состоянии без регулятора ($W_p(s) = 1$) имеют передаточную функцию

$$W(s) = \frac{K}{s(T_M s + 1)}, \quad (4.16)$$

где K – общий коэффициент усиления системы в разомкнутом состоянии.

Хотя передаточная функция имеет простой вид, тем не менее, она часто встречается в системах, осуществляющих механическое движение рабочих органов объектов необходимое для выполнения рабочего процесса. Выходной координатой этих систем является угол поворота выходного вала системы, а входной, определяющей требуемое значение угла выходного вала, может быть угол поворота задатчика, напряжение, управляющая программа и т. д.

Характерной особенностью систем является их подверженность возмущениям, возникающим в процессе выполнения механических движений и нарушающим управление этими движениями.

Синтез желаемой передаточной функции разомкнутой локальной системы. На начальном этапе синтеза желаемую передаточную функцию $W_{ж}(s)$ выбирают по виду передаточной функции $W(s)$ разомкнутой нескорректированной системы, состоящей из функционально необходимых элементов, например в соответствии с передаточной функцией (4.16) выбирают передаточную функцию

$$W_{ж}(s) = \frac{K_{ж}(T_2 s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T_3 s + 1)}, \quad (4.17)$$

где $K_{ж}$, T_1 , T_2 , T_3 – желаемые значения общего коэффициента усиления разомкнутой системы и постоянных времени, удовлетворяющие требованиям устойчивости, точности установившихся режимов работы к качеству переходных процессов.

Параметры желаемой передаточной функции (4.17) рассчитывают обычно по методике В. А. Бесекерского, используя в качестве исходных следующие данные:

- максимальное установившееся значение статического момента сопротивления нагрузки, приведенного к валу исполнительного двигателя $M'_{с.н}$;
- максимальная угловая скорость нагрузки Ω_{\max} ;

- максимальное угловое ускорение нагрузки ε_{\max} ;
- допустимое установившееся значение ошибки δ_{\max} при движении с постоянной скоростью, равной Ω_{\max} , и статическом моменте $M_{\text{с.н}}$;
- коэффициент наклона механических характеристик двигателя с редуктором $\gamma_0 = \gamma_d i^{-1}$;
- показатель колебательности M .

Расчет можно упростить, если с помощью приведенных ниже формул определить величины, характеризующие частотные свойства системы

– контрольная частота

$$\omega_k = \frac{\varepsilon_{\max}}{\Omega_{\max}}; \quad (4.18)$$

– добротность системы по скорости

$$K_{\Omega} = \frac{\Omega_{\max} + \gamma_0 M'_{\text{с.н}}}{\delta_{\max}}; \quad (4.19)$$

– условная добротность системы по ускорению

$$K_{\varepsilon} = \frac{\varepsilon_{\max} + \omega_k \gamma_0 M'_{\text{с.н}}}{\delta_{\max}}; \quad (4.20)$$

– базовая частота

$$\omega_0 = \sqrt{K_{\varepsilon}}. \quad (4.21)$$

Расчет параметров. Расчет общего коэффициента усиления $K_{\text{ж}}$ и первой наибольшей постоянной времени T_1 можно осуществить различным образом.

Вариант первый. Выбираем

$$T_1 = \frac{1}{\omega_k}. \quad (4.22)$$

Тогда требуемое значение коэффициента $K_{\text{ж}}$ должно удовлетворять условию

$$K_{\text{ж}} \geq \sqrt{2} K_{\Omega}. \quad (4.23)$$

При этом базовая частота ω_0 принимает значение

$$\omega_0 = \sqrt{K_{\varepsilon}} \cdot \sqrt{2}. \quad (4.24)$$

Вариант второй. Выбираем

$$T_1 = \frac{1}{(2 \dots 3) \omega_k}. \quad (4.25)$$

В этом случае желаемый коэффициент усиления разомкнутой системы или добротность по скорости имеет минимально возможное значение

$$K_{\text{ж}} \geq K_{\Omega}, \quad (4.26)$$

что благоприятно сказывается на помехозащищенности системы. Однако при этом возрастает условная добротность по ускорению

$$K_{\varepsilon} = \frac{\varepsilon_{\text{max}} + (2\dots 3)\omega_k \gamma_0 M'_{\text{с.н}}}{\delta_{\text{max}}}, \quad (4.27)$$

а следовательно, и базовая частота

$$\omega_0 = \sqrt{K_{\varepsilon}}, \quad (4.28)$$

что приводит к сложному алгоритму работы регулятора.

Вариант третий. Выбираем

$$T_1 = \frac{2\dots 3}{\omega_k}. \quad (4.29)$$

При этом условная добротность по ускорению будет минимальной

$$K_{\varepsilon} = \frac{\varepsilon_{\text{max}} + (2\dots 3)^{-1}\omega_k \gamma_0 M'_{\text{с.н}}}{\delta_{\text{max}}}. \quad (4.30)$$

Минимальную величину принимает и базовая частота $\omega_0 = \sqrt{K_{\varepsilon}}$, что благоприятно сказывается на реализации алгоритма работы регулятора. В то же время общий желаемый коэффициент усиления разомкнутой системы возрастает в два-три раза по сравнению с минимальным значением, равным K_{Ω} :

$$K_{\text{ж}} = (2\dots 3)K_{\Omega}. \quad (4.31)$$

Увеличение $K_{\text{ж}}$ может быть нежелательным при работе системы в условиях помех на входе системы или действующих внутри системы.

Для любого варианта постоянные времени T_2 и T_3 рассчитывают по следующим формулам:

$$T_2 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{M}{M-1}}; \quad (4.32)$$

$$T_3 = \frac{1}{\omega_0} \frac{\sqrt{M(M-1)}}{M+1}. \quad (4.33)$$

Отношение постоянных времени

$$\frac{T_2}{T_3} = \frac{M + 1}{M - 1} \quad (4.34)$$

характеризует запасы устойчивости системы и перерегулирование в переходных режимах работы. Обычно это отношение должно лежать в пределах [6...12].

Пример. Рассчитать параметры желаемой передаточной функции (4.17) по следующим исходным данным:

$M'_{с.н} = 0,2$ Н·м; $\Omega_{\max} = 0,32$ рад/с; $\varepsilon_{\max} = 0,27$ рад/с²; $\gamma_0 = 0,4$ рад/нмс; $M = 1,26$; $\delta_{\max} = 8$ угловых минут.

Расчет

Контрольная частота

$$\omega_k = \frac{\varepsilon_{\max}}{\Omega_{\max}} = \frac{0,27}{0,32} = 0,84 \text{ с}^{-1}.$$

Добротность системы по скорости

$$K_{\Omega} = \frac{\Omega_{\max} + \gamma_0 M'_{с.н}}{\delta_{\max}} = \frac{0,32 + 0,4 \cdot 0,2}{8} 3438 = 172 \text{ с}^{-1}.$$

Условная добротность системы по ускорению

$$K_{\varepsilon} = \frac{\varepsilon_{\max} + \omega_k \gamma_0 M'_{с.н}}{\delta_{\max}} = \frac{0,27 + 0,84 \cdot 0,4 \cdot 0,2}{8} 3438 = 145 \text{ с}^{-1}.$$

Базовая частота $\omega_0 = \sqrt{K_{\varepsilon}} = \sqrt{145} = 12 \text{ с}^{-1}$.

Дальнейший расчет проводим для следующих двух вариантов общего коэффициента $K_{ж}$ и наибольшей постоянной времени T_1 .

Вариант первый. Пусть $T_1 = \frac{1}{\omega_k} = \frac{1}{0,84} = 1,2 \text{ с}$.

Тогда $K_{ж} \geq \sqrt{2} K_{\Omega} = \sqrt{2} \cdot 172 = 243 \text{ с}^{-1}$. Принимаем $K_{ж} = 245 \text{ с}^{-1}$.

Находим базовую частоту $\omega_0 = \sqrt{K_{\varepsilon} \cdot \sqrt{2}} = 14,3 \text{ с}^{-1}$.

Постоянные времени

$$T_2 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{M}{M-1}} = \frac{1}{14,3} \sqrt{\frac{1,26}{1,26-1}} = 0,15 \text{ с};$$

$$T_3 = \frac{1}{\omega_0} \frac{\sqrt{M(M-1)}}{M+1} = \frac{1}{14,3} \frac{\sqrt{1,26(1,26-1)}}{1,26+1} = 0,018 \text{ с}.$$

Желаемая передаточная функция

$$W_{\text{ж}}(s) = \frac{245(0,15s + 1)}{s(1,2s + 1)(0,018s + 1)}.$$

Вариант второй. Пусть постоянная времени $T_1 = \frac{1}{(2...3)\omega_{\text{к}}} = \frac{1}{2 \cdot 0,84} = 0,6 \text{ с}$.

Тогда $K_{\text{ж}} \geq K_{\Omega} = 172 \text{ с}^{-1}$. Принимаем $K_{\text{ж}} = 175 \text{ с}^{-1}$.

Постоянные времени при $\omega_0 = \sqrt{K_{\text{ж}}/T_1} = \sqrt{175/0,6} = 17 \text{ с}^{-1}$.

$$T_2 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{M}{M-1}} = \frac{1}{17} \sqrt{\frac{1,26}{1,26-1}} = 0,13 \text{ с};$$

$$T_3 = \frac{1}{\omega_0} \frac{\sqrt{M(M-1)}}{M+1} = \frac{1}{17} \frac{\sqrt{1,26(1,26-1)}}{1,26+1} = 0,015 \text{ с}.$$

Желаемая передаточная функция

$$W_{\text{ж}}(s) = \frac{175(0,13s + 1)}{s(0,6s + 1)(0,015s + 1)}.$$

Расчет регуляторов. Задача состоит в том, чтобы не только усилить сигнал ошибки регулирования U_{δ} , но и придать системе желаемые динамические свойства $W_{\text{ж}}(s)$. Это означает, что регулятор должен обладать передаточной функцией вида

$$W_{\text{р}}(s) = K_{\text{р}} \cdot N(s), \quad (4.35)$$

где $K_{\text{р}}$ – коэффициент преобразования (усиления) регулятора;

$N(s)$ – дробно-рациональная физически реализуемая функция.

Коэффициент преобразования $K_{\text{р}}$ можно определить из условия $K = K_{\text{ж}}$, подставив в него значение $K = K_{\text{д}} K_{\text{р}} K_{\text{п}} K_{\text{дв}} i^{-1}$:

$$K_{\text{р}} = \frac{K_{\text{ж}} \cdot i}{K_{\text{д}} \cdot K_{\text{п}} \cdot K_{\text{дв}}}. \quad (4.36)$$

Функцию $N(s)$ получают путем деления желаемой передаточной функции $W_{\text{ж}}(s)$ на передаточную функцию исходной системы $W(s)$ при $K = K_{\text{ж}}$:

$$N(s) = \frac{W_{\text{ж}}(s)}{W(s)}. \quad (4.37)$$

Подставив в формулу (4.37) выражения (4.16) и (4.17), получим

$$N(s) = \frac{(T_2s + 1)(T'_M s + 1)}{(T_1s + 1)(T_3s + 1)}, \quad (4.38)$$

где знак (') означает, что постоянная времени T'_M является постоянной времени регулятора и, вообще говоря, должна быть численно равна электромеханической постоянной времени исполнительного двигателя T_M .

Физическая реализуемость функции $N(s)$ с помощью RC-фильтров.

Реализация функции $N(s)$ в виде электрического четырехполюсника, расположенного перед управляемым силовым преобразователем, показана на рисунке 4.9.

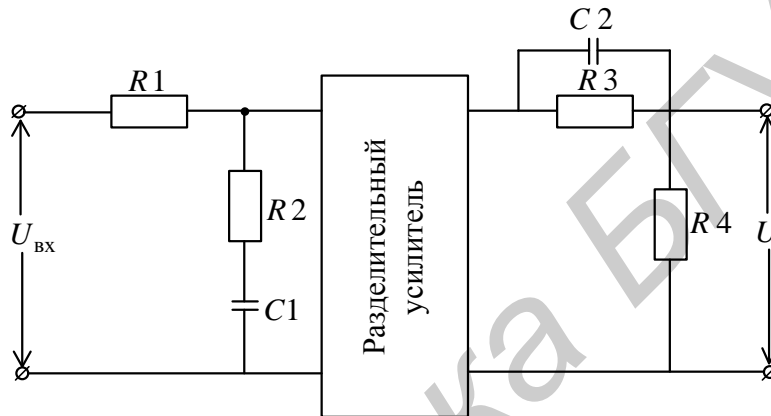


Рисунок 4.9

Фильтр на входе разделительного усилителя описывается передаточной функцией

$$W_{\phi 1}(s) = \frac{T_2s + 1}{T_1s + 1}, \quad (4.39)$$

где

$$T_1 = (R_1 + R_2)C_1; \quad T_2 = R_2C_1. \quad (4.40)$$

Передаточная функция фильтра, подключенного к выходу разделительного усилителя, имеет вид

$$W_{\phi 2}(s) = G \frac{T'_M s + 1}{T_3s + 1}, \quad (4.41)$$

где

$$G = \frac{R_4}{R_3 + R_4}; \quad T'_M = R_3C_2; \quad T_3 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} T'_M. \quad (4.42)$$

Видно, что второй фильтр ослабляет сигнал в G раз. Чтобы скомпенсировать это ослабление, разделительный усилитель должен обеспечивать усиление, равное $1/G$.

Реализация с помощью ПИД-регулятора. Передаточную функцию (4.38) преобразуем к следующему виду:

$$N(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{T_1 s}} \cdot \left[\frac{1}{T_1 s} + \frac{T_2 + T'_M}{T_1} + \frac{T_2 + T'_M}{T_1} s \right] \cdot \frac{1}{T_3 s + 1}. \quad (4.43)$$

Выражение, заключенное в квадратные скобки, представляет собой передаточную функцию классического ПИД-регулятора.

Дифференцирующее звено $\frac{T_2 + T'_M}{T_1} s$ в выражении (4.43) обычно реализуют совместно с фильтром верхних частот. Передаточная функция физически реализуемого дифференцирующего звена имеет вид

$$W_{\Pi}(s) = \frac{T_d s}{T_{\Phi} s + 1}, \quad (4.44)$$

где $T_d = \frac{T_2 + T'_M}{T_1}$, а постоянную времени T_{Φ} выбирают так, чтобы можно было пренебречь влиянием фильтра на запасы устойчивости и динамику системы. Обычно T_{Φ} выбирают из условия $T_{\Phi} \leq (0,1 \dots 0,15) T_3$.

Зная T_d и T_{Φ} , можно вычислить отношение постоянных времени:

$$N = \frac{T_d}{T_{\Phi}}, \quad (4.45)$$

а передаточную функцию (4.44) представить в следующем виде:

$$W_{\Pi}(s) = N \frac{\frac{T_d}{n} s}{\frac{T_d}{n} s + 1} = n \left[1 - \frac{1}{\frac{T_d}{n} s + 1} \right]. \quad (4.46)$$

Тогда выражение (4.43) при стандартных обозначениях $T_1 = T_i$; $\frac{T_2 + T'_M}{T_1} = K_{\Pi}$ с учетом (4.46) принимает вид

$$N(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{T_i s}} \cdot \left[\frac{1}{T_i s} + K_{\Pi} + N \left(1 - \frac{1}{\frac{T_d}{N} s + 1} \right) \right] \cdot \frac{1}{T_3 s + 1}. \quad (4.47)$$

Структурная схема физически реализуемого ПИД-регулятора, построенная в соответствии с выражением (4.47), показана на рисунке 4.10.

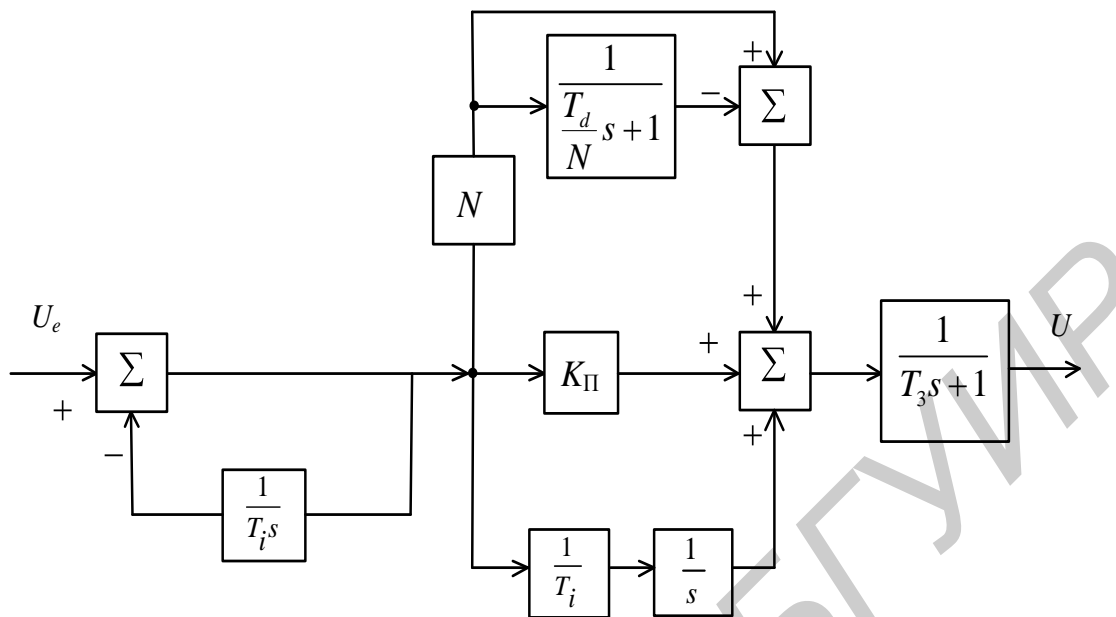


Рисунок 4.10

Расчет регуляторов в двухконтурной системе. Структурная схема системы показана на рисунке 1.2. Внутренний контур с регулятором P2 в цепи местной обратной связи позволяет упростить передаточную функцию (4.37) регулятора P1 в прямой цепи управления.

Действительно, анализ параметров желаемой передаточной функции (4.17) показывает, что постоянные времени T_1 и T_2 определяются только параметрами движения нагрузки и требованиями к показателю колебательности системы и никак не зависят от параметров исполнительного устройства. Поэтому для прямого управления подходящим является регулятор P1 с отставанием по фазе

$$W_{P1}(s) = K_p \frac{T_2 s + 1}{T_1 s + 1} = K_p \frac{\alpha T_1 s + 1}{T_1 s + 1},$$

где $\alpha = \frac{T_2}{T_1} < 1$.

Вид передаточной функции регулятора P2 в цепи обратной связи определяется следующим образом. Если в исполнительном устройстве обратной связью охватывают силовой преобразователь и двигатель, имеющие передаточную функцию

$$W_{01}(s) = \frac{K_{01}}{T_M s + 1},$$

где $K_{01} = K_{\Pi}K_{\text{ДВ}}$, то в цепи обратной связи выбирают регулятор пропорционального действия с передаточной функцией

$$W_{\text{P2}}(s) = K_{\text{P2}}.$$

В этом случае результирующая передаточная функция контура определяется выражением

$$W_{\text{K}}(s) = \frac{W_{01}(s)}{1 + W_{01}(s)W_{\text{P2}}(s)} = \frac{K_{01}}{1 + K_{01} \cdot K_{\text{P2}}} \cdot \frac{1}{\frac{T_{\text{M}}}{K_{01} \cdot K_{\text{P2}}}s + 1} \quad (4.48)$$

или

$$W_{\text{K}}(s) = \frac{K_{\text{K}}}{T'_{\text{M}}s + 1}, \quad (4.49)$$

где новые параметры имеют вид

$$K_{\text{K}} = \frac{K_{01}}{1 + K_{01}K_{\text{P2}}} = \frac{K_{\Pi}K_{\text{ДВ}}}{1 + K_{\Pi}K_{\text{ДВ}}K_{\text{P2}}}, \quad (4.50)$$

$$T'_{\text{M}} = \frac{T_{\text{M}}}{1 + K_{01}K_{\text{P2}}} = \frac{T_{\text{M}}}{1 + K_{\Pi}K_{\text{ДВ}}K_{\text{P2}}}. \quad (4.51)$$

Для расчета коэффициента K_{P2} целесообразно в формуле (4.51) положить $T'_{\text{M}} = T_3$, что эквивалентно сокращению нуля и полюса в передаточной функции (4.38). Тогда получим

$$K_{\text{P2}} = \frac{1}{K_{\Pi}K_{\text{ДВ}}} \left(\frac{T_{\text{M}}}{T_3} \right). \quad (4.52)$$

Из формулы (4.50) следует, что регулятор обратной связи пропорционального действия в $(1 + K_{\Pi}K_{\text{ДВ}}K_{\text{P2}})$ уменьшает коэффициент передачи исполнительного устройства. Поэтому во столько раз необходимо увеличить коэффициент передачи регулятора Р1 в прямой цепи управления.

Функции регулятора обратной связи пропорционального действия обычно реализуют на базе техогенератора с делителем напряжения, как показано на рисунке 4.11.

В том случае, когда охватываемая обратной связью функциональная часть исполнительного устройства имеет передаточную функцию

$$W_{01}(s) = \frac{K_{01}}{T_{\text{Я}}T_{\text{M}}s^2 + T_{\text{M}}s + 1}, \quad (4.53)$$

рекомендуется в цепи обратной связи использовать регулятор с опережением по фазе

$$W_{P2}(s) = K_{P2} \frac{T_{P2}s + 1}{\alpha T_{P2}s + 1} \quad (4.54)$$

Параметры регулятора рассчитывают по следующим формулам:

$$T_{P2} = T_M \left[\frac{T_3(T_3 + T_4) - T_3T_4}{T_3T_M - T_3T_4} \right], \quad (4.55)$$

$$K_{P2} = \frac{1}{K_{\Pi} K_{ДВ}} \left[\frac{T_3T_M}{T_3T_4} - 1 \right], \quad (4.56)$$

$$\alpha < \frac{T_1}{T_2 T_{P2} K_{ж}}, \quad (4.57)$$

где T_1, T_2, T_3, T_4 и $K_{ж}$ являются параметрами желаемой передаточной функции.

На рисунке 4.12 показана схема, реализующая функции регулятора с опережением по фазе.

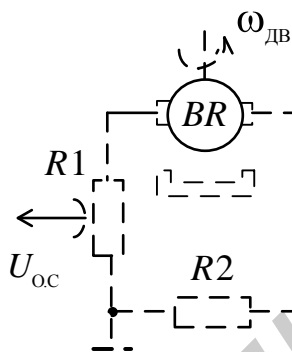


Рисунок 4.11

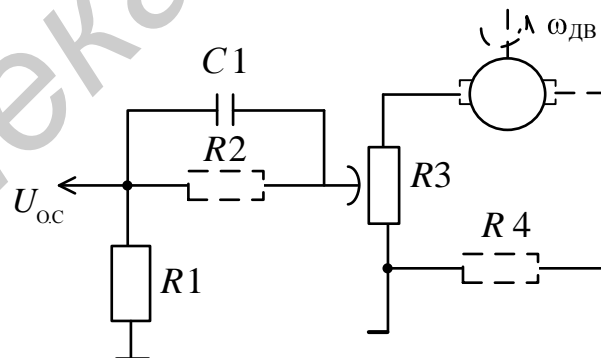


Рисунок 4.12

Выше при выборе регуляторов и расчете их параметров предполагалось, что локальная система обладает достаточным запасом устойчивости и точностью регулирования в условиях постоянного действующего момента сопротивления нагрузки. При этом погрешность, вносимая моментом сопротивления, не превышает заданного значения. Однако двухконтурные системы в установившемся режиме работы позволяют свести эту погрешность к нулю. Необходимо лишь перестроить структурную схему системы. Один из вариантов схемы показан на рисунке 4.13, где $K_{дс}$ – передаточный коэффициент датчика скорости.

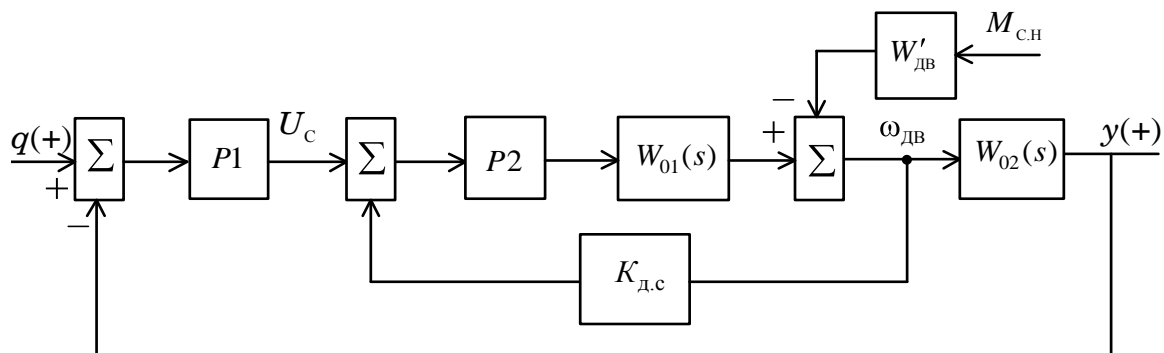


Рисунок 4.13

Пусть $W_{P2}(s) = K_{P2} \frac{T_i s + 1}{T_i s}$; $W_{O1}(s) = \frac{K_{O1}}{T_M s + 1}$; $W'_{ДВ}(s) = \frac{\gamma_{ДВ}}{T_M s + 1}$. Выбираем $T_i = T_M$, тогда передаточная функция внутреннего контура по возмущению $M_{с.н}$ принимает вид

$$W'_k(s) = \frac{W'_{ДВ}(s)}{1 + K_{q.c} W_{P2}(s) W_{O1}(s)} = \frac{\gamma_{ДВ} / (T_M s + 1)}{1 + K_{q.c} K_{P2} K_{O1} / T_M s} = \frac{\gamma_{ДВ} \cdot T_M}{K_{q.c} K_{P2} K_{O1}} \cdot \frac{s}{T_M s + 1}, \quad (4.58)$$

где новая постоянная времени

$$T'_M = \frac{T_M}{K_{q.c} K_{P2} K_{O1}}.$$

Появление оператора s в числителе передаточной функции (4.58) указывает на то, что система обладает астатизмом первого порядка по отношению к внешним возмущениям. Постоянные во времени внешние моменты $M'_{с.н}$ не сказываются на точности обработки заданного задающего воздействия в установившемся режиме.

Вопросы для проверки усвоения материала

- 1 Поясните назначение регулятора в локальных системах автоматике.
- 2 Поясните назначение пропорциональной, интегральной и дифференциальной составляющей ПИД-регулятора.
- 3 Как влияет интегральная составляющая ПИ- и ПИД-регулятора на качество переходных процессов в локальных системах?
- 4 В каких случаях находят применение регуляторы с отставанием и с опережением по фазе?
- 5 Из каких соображений выбирают закон регулирования промышленных объектов первого порядка с запаздыванием по критериям во временной области?
- 6 Приведите методику расчета регуляторов одноконтурных систем по критериям в частотной области.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Пособие охватывает наиболее важные вопросы проектирования локальных систем автоматики.

Основное внимание уделяется выбору элементов и расчету их статических и динамических характеристик, обеспечивающих требуемое качество системы и с которых, как правило, начинается проектирование. При этом подчеркивается необходимость учета конечной точности измерительных устройств, чувствительности исполнительного механизма к внешним возмущениям, естественных ограничений на переменные состояния системы в переходных режимах, запаздывания реакции объекта на управляющие воздействия.

Рассмотрены формы регуляторов и методы расчета их параметров. Эти методы до сих пор остаются основными, несмотря на множество других методов, имеющих преимущества для систем конкретного применения.

Надеемся, что весьма сжатые сведения в учебном пособии являются достаточными для того, чтобы без затруднений перейти к более глубокому изучению соответствующих тем в опубликованных источниках, например перечисленных ниже в списке литературы.

Пособие может быть использовано для индивидуального изучения и самостоятельного выполнения задания по курсовому проекту. В то же время оно будет полезно при преподавании различных курсов в области автоматизации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1 Солодовников, В. В. Основы теории и элементы систем автоматического регулирования / В. В. Солодовников, В. Н. Плотников, А. М. Яковлев. – М. : Машиностроение, 1985.
- 2 Основы проектирования следящих систем / под ред. Н. А. Лакоты. – М. : Машиностроение, 1978.
- 3 Гудвин, Г. К. Проектирование систем управления / Г. К. Гудвин, С. Ф. Гребе, М. Э. Сальгадо. – М. : БИНОМ. Лаборатория знаний, 2004.
- 4 Дорф, Р. Современные системы управления / Р. Дорф, Р. Бишоп; пер. с англ. Б. И. Копылова. – М. : Лаборатория Базовых Знаний, 2002.
- 5 Герман-Галкин, С. Г. Matlab & Simulink: Проектирование мехатронных систем на ПК / С. Г. Герман-Галкин. – М. : Корона-Век, 2008.
- 6 Терехов, В. М. Системы управления электроприводов / В. М. Терехов, О. И. Осипов. – М. : Академия, 2005.
- 7 Белов, М. П. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов : учебник для вузов / М. П. Белов, В. А. Новиков, Л. Н. Рассудов. – М. : Академия, 2004.
- 8 Козярук, А. Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов / А. Е. Козярук, В. В. Рудаков, А. Г. Народицкий. – СПб. : СПЭК, 2004.
- 9 Клевцов, А. В. Преобразователи частоты для электроприводов переменного тока / А. В. Клевцов. – Тула : График и К, 2008.
- 10 Системы программного управления промышленными установками и робототехническими комплексами / Б. Г. Коровин [и др.]. – Л. : Энергоатомиздат, 1990.
- 11 Руководство по проектированию систем автоматического управления / под ред. В. А. Бесекерского. – М. : Высш. шк., 1984.
- 12 Красовский, А. Я. Расчет многоконтурных систем управления электроприводами / А. Я. Красовский, М. К. Хаджинов. – Минск : БГУИР, 1996.

Учебное издание

Гаврилик Татьяна Вячеславовна
Доманов Александр Тимофеевич

ЛОКАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИКИ

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

Редактор *И. П. Острикова*
Корректор *Е. Н. Батурчик*

Подписано в печать 12.07.2012. Формат 60x84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 4,53. Уч.-изд. л. 4,5. Тираж 120 экз. Заказ 692.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП №02330/0494175 от 03.04.2009.
220013, Минск, П. Бровки, 6