

ным от того, который необходим для работы с традиционными теплоэнергетическими установками, например, судовыми энергетическими установками, включая аналоговые системы их автоматизированного управления. Особенность ДСАУ состоит, прежде всего, в математической базе и методах, используемых при проектировании и обслуживании ДСАУ. Математической основой ДСАУ служит булева алгебра в ее современном состоянии.

ДСАУ подразделяются на два класса: дискретные системы автоматизированного управления с жесткими структурами (ДЖС) и дискретные системы автоматизированного управления с гибкими или программируемыми структурами (ЛПС).

В современной технической литературе для ДЖС нередко используются терминология – логические системы автоматизированного управления и релейные системы автоматизированного управления.

Для ЛПС в современной технической литературе, как правило, используется терминология – микропроцессорные системы автоматизированного управления.

ДСАУ занимают господствующее положение в системах автоматизированного управления современными теплоэнергетическими установками, составляя 75–95 % общего объема.

Несмотря на значительное число публикаций по данной теме, преимущественно в технических журналах, учебная литература, ориентированная на теплоэнергетические установки, практически отсутствует.

Третья часть книги посвящена практическим или прикладным вопросам использования теоретических аспектов, изложенных в предыдущих двух частях. Эта часть логически дополняет для студента изучение теоретического курса автоматизированного управления теплоэнергетическими установками, так как позволяет на практике применить полученные знания.

Отдельные аспекты курса закрепляются при изучении лабораторного практикума. Но особую ценность представляют примеры проектирования систем автоматизированного управления теплоэнергетическими объектами как аналоговых, так и дискретных. Такой метод работы, как курсовое проектирование, позволяет студенту в комплексе применить свои знания в области исследования и оценки эффективности разрабатываемой САУ.

А. А. Малыгин, А. В. Смирнов

ВВЕДЕНИЕ В АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ УПРАВЛЕНИЕ ТЕПЛОЭНЕРГЕТИЧЕСКИМИ УСТАНОВКАМИ

Рекомендовано УМО по образованию в области кораблестроения и океанотехники для курсантов Военно-морского инженерного института и студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлениям подготовки дипломированных специалистов 180100 (652900) «Кораблестроение и океанотехника» и направлению подготовки бакалавров 180100 (552600) «Кораблестроение и океанотехника»

Комсомольск-на-Амуре
2013

Регуляторы можно классифицировать по различным параметрам. Рассмотрим две классификации регуляторов.

1) По силовому воздействию регулятора на объект регулирования различают:

- регуляторы прямого действия (РПД);
- регуляторы непрямого действия (РНД).

РПД работают без использования внешней (дополнительной) энергии, т.е. для изменения положения регулирующего органа используется энергия датчика регулятора.

РНД работают с использованием внешней энергии и, следовательно, в состав регулятора входит усилитель.

1.5. Регуляторы

Регуляторы можно классифицировать по различным параметрам. Рассмотрим две классификации регуляторов.

1) По силовому воздействию регулятора на объект регулирования различают:

- регуляторы прямого действия (РПД);
- регуляторы непрямого действия (РНД).

РПД работают без использования внешней (дополнительной) энергии, т.е. для изменения положения регулирующего органа используется энергия датчика регулятора.

РНД работают с использованием внешней энергии и, следовательно, в состав регулятора входит усилитель.

а) пневматическая;

б) гидравлическая;

в) тепловая;

г) механическая.

Объекты могут быть одно и многоемкостными с последовательным, параллельным и смешанным соединением емкостей.

Пример двухемкостного объекта с последовательным соединением емкостей – паровой подогреватель топлива. Первая емкость – металл трубока, вторая – масса топлива. Регулируемый параметр – параметр, характеризующий величину аккумулируемой энергии второй емкости.

Примером двухемкостного объекта с параллельным соединением емкостей может служить паровой котел. В таких объектах регулируемые параметры являются параметры, характеризующие величину аккумуляции каждой из емкостей.

В теплоэнергетике наиболее распространены следующие емкости (рис. 1.8):

а) пневматическая;

б) гидравлическая;

в) тепловая;

г) механическая.

Объект регулирования – часть агрегата, агрегат или группа агрегатов, требуемый режим работы которых осуществляется автоматически.

Каждый объект имеет стороны подвода и отвода энергии (или вещества).

Процесс регулирования связан с тем, что часть энергии аккумулируется объектом. За регулируемый параметр принимается такая физическая величина, которая точно характеризует количество аккумулируемой объектом энергии. Часть объекта, в которой происходит аккумуляция энергии или вещества, называется емкостью.

В теплоэнергетике наиболее распространены следующие емкости (рис. 1.8):

а) пневматическая;

б) гидравлическая;

в) тепловая;

г) механическая.

Объект регулирования – часть агрегата, агрегат или группа агрегатов, требуемый режим работы которых осуществляется автоматически.

Каждый объект имеет стороны подвода и отвода энергии (или вещества).

Процесс регулирования связан с тем, что часть энергии аккумулируется объектом. За регулируемый параметр принимается такая физическая величина, которая точно характеризует количество аккумулируемой объектом энергии. Часть объекта, в которой происходит аккумуляция энергии или вещества, называется емкостью.

В теплоэнергетике наиболее распространены следующие емкости (рис. 1.8):

а) пневматическая;

б) гидравлическая;

в) тепловая;

г) механическая.

Объект регулирования – часть агрегата, агрегат или группа агрегатов, требуемый режим работы которых осуществляется автоматически.

Каждый объект имеет стороны подвода и отвода энергии (или вещества).

Процесс регулирования связан с тем, что часть энергии аккумулируется объектом. За регулируемый параметр принимается такая физическая величина, которая точно характеризует количество аккумулируемой объектом энергии. Часть объекта, в которой происходит аккумуляция энергии или вещества, называется емкостью.

В теплоэнергетике наиболее распространены следующие емкости (рис. 1.8):

а) пневматическая;

б) гидравлическая;

в) тепловая;

г) механическая.

Объект регулирования – часть агрегата, агрегат или группа агрегатов, требуемый режим работы которых осуществляется автоматически.

Каждый объект имеет стороны подвода и отвода энергии (или вещества).

Процесс регулирования связан с тем, что часть энергии аккумулируется объектом. За регулируемый параметр принимается такая физическая величина, которая точно характеризует количество аккумулируемой объектом энергии. Часть объекта, в которой происходит аккумуляция энергии или вещества, называется емкостью.

В теплоэнергетике наиболее распространены следующие емкости (рис. 1.8):

а) пневматическая;

б) гидравлическая;

в) тепловая;

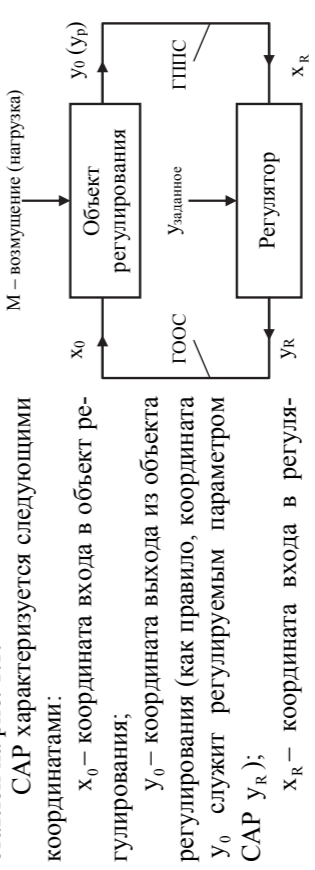
г) механическая.

Объект регулирования – часть агрегата, агрегат или группа агрегатов, требуемый режим работы которых осуществляется автоматически.

Каждый объект имеет стороны подвода и отвода энергии (или вещества).

Процесс регулирования связан с тем, что часть энергии аккумулируется объектом. За регулируемый параметр принимается такая физическая величина, которая точно характеризует количество аккумулируемой объектом энергии. Часть объекта, в которой происходит аккумуляция энергии или вещества, называется емкостью.

Рис. 1.1. Простейшая функциональная схема САР

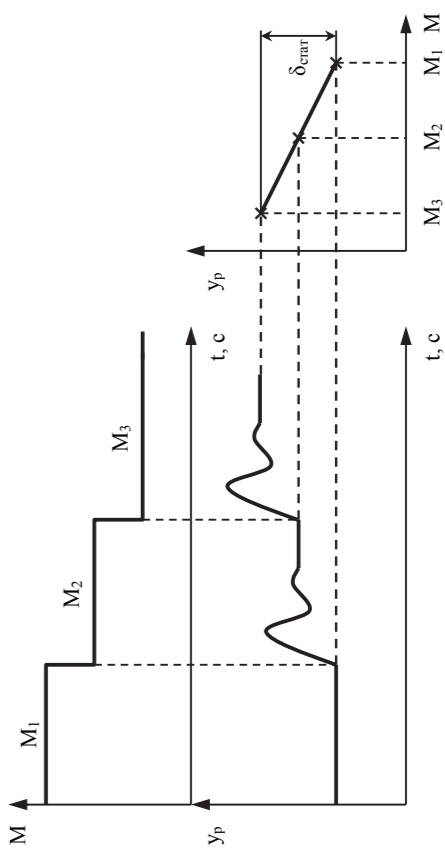


Принцип действия САР рассмотрим на примере системы автоматического регулирования скорости вращения паровой турбины с регулятором скорости непрямого действия (рис. 1.2).

Исходное состояние САР. Система работает в равновесном режиме, то есть крутящий момент турбины $M_{кр1}$, определяемый подачей пара в турбину $X_0 = G_{пар1}$, равен моменту сопротивления электрогенератора $M_{сopr1}$.

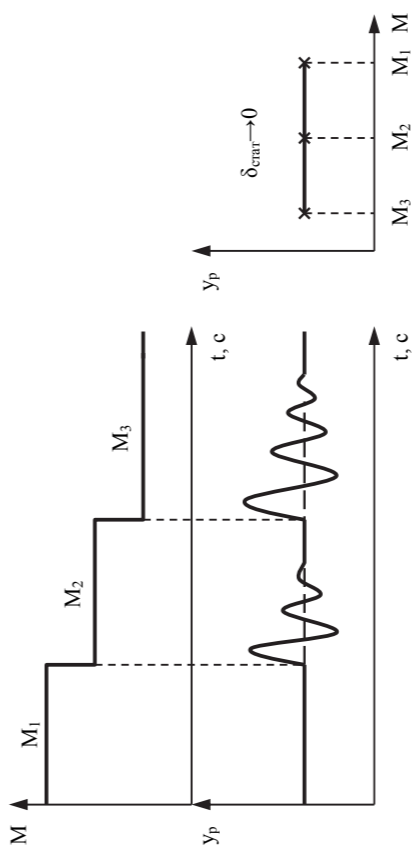
$$M_{кр1} = M_{сopr1}.$$

Рис. 1.7. Процессы в статической САР



Максимально допустимая величина статической ошибки для большинства ответственных САР оговаривается нормативными документами. Статизм может быть либо положительным, когда с ростом нагрузки растет значение параметра, либо отрицательным.

Рис. 1.6. Процессы в астатической САР



статическая ошибка системы $\delta_{стат} > 0$.

1.1. Системы автоматического регулирования

Системы автоматического регулирования (САР) являются основным классом аналоговых САУ в теплоэнергетике. Частным случаем САР являются следящие системы. САР предназначена для автоматического поддержания заданного значения регулируемого параметра независимо от изменения внешних воздействий, в первую очередь, независимо от изменения нагрузки и условий окружающей среды.

САР состоит их объекта регулирования и регулятора, связанных главными обратной отрицательной и прямой положительной связями (ГООС и ГППС). Пример простейшей функциональной схемы САР приведен на рис. 1.1.

САР характеризуется следующими

координатами:

X_0 – координата входа в объект ре-

гулирования;

Y_0 – координата выхода из объекта

регулирования (как правило, координата

Y_0 служит регулируемым параметром

САР U_R);

X_R – координата входа в регуля-

тор;

U_R – координата выхода из регуля-

тора;

$U_{заданное}$ – заданное значение регулируемого параметра.

Принцип действия САР рассмотрим на примере системы автоматического регулирования скорости вращения паровой турбины с регулятором скорости непрямого действия (рис. 1.2).

Исходное состояние САР. Система работает в равновесном режиме, то есть крутящий момент турбины $M_{кр1}$, определяемый подачей пара в турбину $X_0 = G_{пар1}$, равен моменту сопротивления электрогенератора $M_{сopr1}$.

$M_{кр1} = M_{сopr1}$.

ЧАСТЬ I. АНАЛОГОВЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ

1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ, ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ТЕРМИНОЛОГИЯ

1.1. Системы автоматического регулирования

Системы автоматического регулирования (САР) являются основным классом аналоговых САУ в теплоэнергетике. Частным случаем САР являются следящие системы. САР предназначена для автоматического поддержания заданного значения регулируемого параметра независимо от изменения внешних воздействий, в первую очередь, независимо от изменения нагрузки и условий окружающей среды.

САР состоит их объекта регулирования и регулятора, связанных главными обратной отрицательной и прямой положительной связями (ГООС и ГППС). Пример простейшей функциональной схемы САР приведен на рис. 1.1.

САР характеризуется следующими

координатами:

X_0 – координата входа в объект ре-

гулирования;

Y_0 – координата выхода из объекта

регулирования (как правило, координата

Y_0 служит регулируемым параметром

САР U_R);

X_R – координата входа в регуля-

тор;

U_R – координата выхода из регуля-

тора;

$U_{заданное}$ – заданное значение регулируемого параметра.

Принцип действия САР рассмотрим на примере системы автоматического регулирования скорости вращения паровой турбины с регулятором скорости непрямого действия (рис. 1.2).

Исходное состояние САР. Система работает в равновесном режиме, то есть крутящий момент турбины $M_{кр1}$, определяемый подачей пара в турбину $X_0 = G_{пар1}$, равен моменту сопротивления электрогенератора $M_{сopr1}$.

$M_{кр1} = M_{сopr1}$.

Центробежный датчик скорости, как и все датчики, состоит из трех главных элементов:

- 1) измеритель, предназначенный для формирования сигнала пропорционально действительной скорости вращения ротора турбины (рис. 1.3, а);
- 2) задатчик, предназначенный для формирования сигнала пропорционально заданной скорости вращения ротора турбины (рис. 1.3, б);
- 3) элемент сравнения, предназначенный для определения величины и знака рассогласования сигналов измерителя и задатчика (рис. 1.3, в).

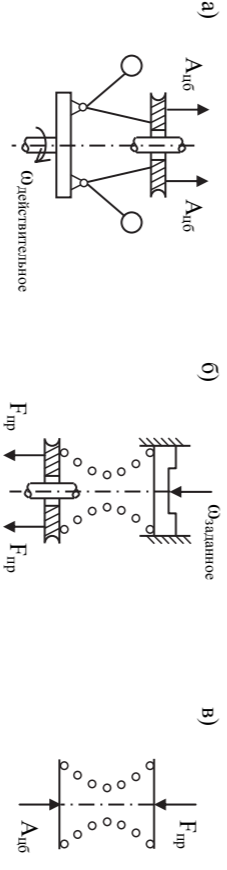


Рис. 1.3. Составляющие центробежного датчика скорости: а – измеритель; б – задатчик; в – элемент сравнения

Входным сигналом в измеритель является действительная скорость двигателя $\omega_{действ}$, а выходным сигналом – центробежная сила груза, приведенная к оси вращения в датчике $A_{цб}$.

Поскольку $A_{цб} = J \cdot \omega_{действ}^2 / 2$, где J – момент инерции вращения груза, то $\omega_{действ} \approx A_{цб}^2$, т.е. действительная скорость турбины тождественна центробежной силе груза.

Следовательно, действительная скорость двигателя трансформирована измерителем в силу, направленную вверх.

Входным сигналом задатчика является скорость вращения турбины $\omega_{заданное}$, величина которой определяется величиной перемещения верхней подвижной опоры настроечной пружины, а выходным сигналом – усилие этой пружины, приложенное к муфте датчика скорости $F_{пр}$, т.е.

$$\omega_{заданное} \approx F_{пр}.$$

Таким образом, задатчик трансформирует заданную скорость $\omega_{заданное}$ в усилие пружины $F_{пр}$, направленное вниз.

Элементом сравнения датчика служит настроечная пружина. Элемент сравнения трансформирует сигнал рассогласования $\Delta \omega$ в величину и направление перемещения муфты датчика z :

$$\Delta \omega = F_{пр} - A_{цб} \approx z.$$

1.2. Функциональные схемы САР

Иногда объект и всегда регулятор состоит из нескольких отдельных устройств, каждое из которых выполняет индивидуальную функцию. Функциональная схема САР показывает, какие отдельные устройства входят в ее состав, выполняемые ими функции и связи устройств между собой.

Обобщенная функциональная схема одноконтурной САР приведена на рис. 1.4.

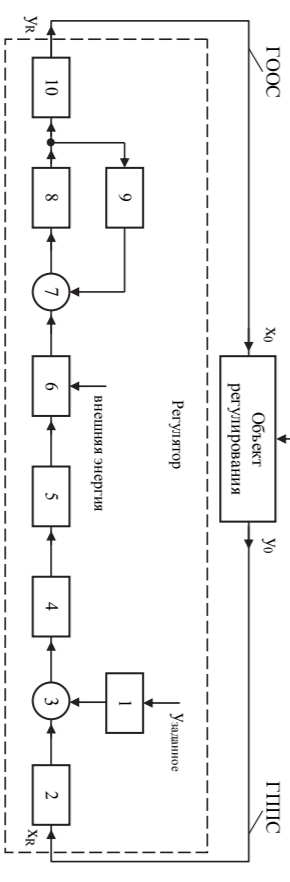


Рис. 1.4. Функциональная схема одноконтурной САР

Указанная схема содержит следующие элементы:

- 1) Задатчик – предназначен для формирования сигнала, пропорционального заданному значению регулируемого параметра.
- 2) Измеритель – предназначен для формирования сигнала, пропорционального действительному значению регулируемого параметра.
- 3) Сравняющее устройство – предназначено для алгебраического суммирования сигналов задатчика и измерителя и формирования сигнала рассогласования.

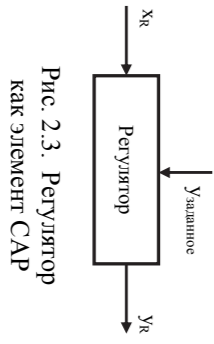


Рис. 2.3. Регулятор как элемент САР

то $k_R = y_R / x_R$ – статический передаточный коэффициент усиления регулятора, вид

$$y_R = k_R x_R \text{ при } y_{\text{задан}} = \text{const},$$

то $k_R = y_R / x_R$ – статический передаточный коэффициент усиления регулятора.

Рассмотрим статические характеристики астатического и статического регуляторов на примере регулятора скорости вращения n [мин⁻¹], а выходным параметром x_R является рейки топливного насоса L , либо более трудно измеряемая величина – цикловая подача топлива $G_{ци}$.

При постоянном значении заданной координаты y_p (рис. 2.3).

В случае, если статическая характеристика регулятора линейна, т.е. имеет вид

$$y_R = k_R x_R \text{ при } y_{\text{задан}} = \text{const},$$

то $k_R = y_R / x_R$ – статический передаточный коэффициент усиления регулятора.

2.2. Статика регулятора

Поведение регулятора в равновесных режимах характеризует одна зависимость – статическая характеристика регулятора, представляющая зависимость координаты выхода регулятора y_R от координаты входа x_R при постоянном значении заданной координаты y_p (рис. 2.3).

Обе статические зависимости определяются путем анализа характеристик подвода и отвода энергии конкретного объекта регулирования.

$$y_p = k_0 x_0 \text{ при } M = \text{const},$$

то $k_0 = y_p / x_0$ – статический передаточный коэффициент усиления объекта регулирования по регуляторному каналу.

Эта зависимость показывает, насколько регулируемый параметр чувствителен к изменению величины входной координаты.

На практике стремятся к линейности статических характеристик элементов систем. В случае, если характеристика $y_p = f(x_0)$ при $M = \text{const}$ линейна, т.е. имеет вид:

$$y_p = f(x_0) \text{ при } M = \text{const}.$$

Иными словами, статический закон объекта регулирования показывает как регулятор должен воздействовать на объект, чтобы сохранить постоянным значение регулируемого параметра.

Статическая характеристика объекта регулирования – зависимость величины регулируемого параметра y_p от величины входной координаты x_0 при постоянной нагрузке M , т.е. зависимость

$$x_0 = f(M) \text{ при } y_p = \text{const}.$$

Иными словами, статический закон объекта регулирования показывает как регулятор должен воздействовать на объект, чтобы сохранить постоянным значение регулируемого параметра.

Статическая характеристика объекта регулирования – зависимость величины регулируемого параметра y_p от величины входной координаты x_0 при постоянной нагрузке M , т.е. зависимость

| Холостой ход | $N_c, \%$ | $n, \text{ мин}^{-1}$ | $L, \%$ |
|--------------|-----------|-----------------------|---------|
| 100 | 100 | 1000 | 100 |
| 75 | 100 | 1001 | 75 |
| 50 | 100 | 1001 | 50 |
| 25 | 100 | 1001 | 25 |
| 11 | 100 | 1000 | 11 |

Таблица 2.1

Данные, полученные при испытаниях дизеля

в нагрузках N_c при $y_{\text{задан}} = \text{const}$. Пусть при испытаниях дизеля на разных нагрузках N_c получены экспериментальные данные, приведенные в табл. 2.1.

На рис. 2.4 приведена статическая характеристика регулятора $y_R = f(x_R)$ при $y_{\text{задан}} = \text{const}$.

Статический передаточный коэффициент усиления

$$k_R = \frac{y_R}{x_R} = \frac{L}{n} = \text{tg } 90^\circ \rightarrow \infty.$$

Таким образом, коэффициент усиления астатического регулятора стремится к бесконечности. Соответственно статическая ошибка астатического регулятора $\delta_R = 1/k_R$ стремится к нулю.

Статический регулятор.

Пусть при испытаниях дизеля на разных нагрузках N_c получены экспериментальные данные, приведенные в табл. 2.2.

| Холостой ход | $N_c, \%$ | $n, \text{ мин}^{-1}$ | $L, \%$ |
|--------------|-----------|-----------------------|---------|
| 100 | 100 | 920 | 100 |
| 75 | 940 | 960 | 75 |
| 50 | 960 | 980 | 50 |
| 25 | 980 | 1000 | 25 |
| 11 | 1000 | 1000 | 11 |

Таблица 2.2

Данные, полученные при испытаниях дизеля

На рис. 2.5 приведена статическая характеристика регулятора $y_R = f(x_R)$ при $y_{\text{задан}} = \text{const}$ или применительно к табл. 2.2 $L = f(n)$ при $n_{\text{задан}} = 1000 \text{ мин}^{-1}$.

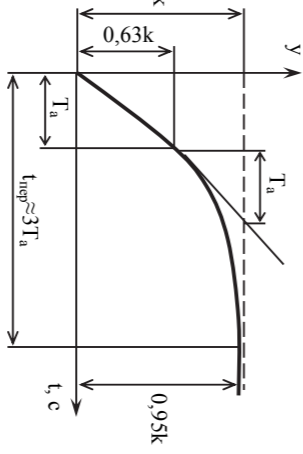


Рис. 3.6. Переходный процесс аperiodического звена I порядка

Основные свойства экспоненты:

- 1) При $t \rightarrow \infty, y \rightarrow K$.
- 2) Касательная, проведенная к любой точке, отсекает на подкасельной отрезок T_a .
- 3) Отрезок по ординате $0.63k$ отсекает на абсциссе отрезок T_a , так как $y = K \left(1 - e^{-\frac{t}{T_a}}\right) = K \left(1 - \frac{1}{e}\right) \approx 0.63k$.
- 4) Длительность переходного процесса принята условно $t_{\text{пер}} \approx 3T_a$.

3.3.2. Аperiodическое звено II порядка

Примером реального элемента, динамика которого описывается аperiodическим звеном II порядка, может служить поверхностный теплообменник, такой как паровой подогреватель мазута.

$$\text{где } T_a = \frac{T_a}{k}; \delta = \frac{1}{k}.$$

Величине δ присваивают термин: коэффициент самовыравнивания, коэффициент неравномерности, статизм.

$$T_a \frac{dy}{dt} + y = kx,$$

Полученное уравнение можно представить в форме

$$\text{где } k = \frac{t_{\text{вх.ном}}}{t_{\text{вх.ном}}} - \text{статический передаточный коэффициент усиления звена.}$$

$$T_a \frac{dy}{dt} + y = kx,$$

где $t_{\text{вх.ном}}, t_{\text{вх.ном}}$ – соответственно номинальные значения входного и выходного параметров, получим уравнение динамики аperiodического звена I порядка в безразмерной форме

$$x = \frac{t_{\text{вх}}}{t_{\text{вх.ном}}} \text{ и } y = \frac{t_{\text{вых}}}{t_{\text{вых.ном}}},$$

где T_a – постоянная времени аperiodического звена I порядка, с. Полученное дифференциальное уравнение описывает динамику рассматриваемого звена с размерными входной и выходной координатами. В теории автоматизированного управления используют безразмерную форму дифференциальных уравнений. Введя относительные координаты

$$T_a \frac{dt}{dt} \frac{dy}{dx} + y = x,$$

$$\alpha F(t) \left(t - t_{\text{вх}} \right) dt = c G \frac{dt_{\text{вх}}}{dt} dt$$

или

Отсюда

где c – удельная теплоемкость аккумулирующей среды, кДж/(кг·К); G – весовая емкость аккумулирующей среды, кг.

Количество аккумулированного тепла в единицу времени, кДж: $c G \frac{dt_{\text{вх}}}{dt}$

где c – удельная теплоемкость аккумулирующей среды, кДж/(кг·К); G – весовая емкость аккумулирующей среды, кг.

Количество подведенного тепла в единицу времени, кДж: $\alpha F(t) \left(t - t_{\text{вх}} \right) dt$,

$$\frac{dQ_{\text{подв}}}{dt} = \alpha F(t) \left(t - t_{\text{вх}} \right) dt,$$

тогда $0 = \frac{dQ_{\text{подв}}}{dt} - \frac{dQ_{\text{акк}}}{dt}$ и наводно цилиндрический теплообменник, далее, что блок цилиндров теплообменника.

Форма переходного процесса звена определяется видом входного воздействия. Для единичного скачкообразного возмущения $x = 1$ дифференциальное уравнение примет вид:

$$T_a \frac{dy}{dt} + y = k,$$

$$\text{решение которого } y = k \left(1 - e^{-\frac{t}{T_a}} \right).$$

Переходная функция, то есть график решения представляет экспоненту (рис. 3.6).

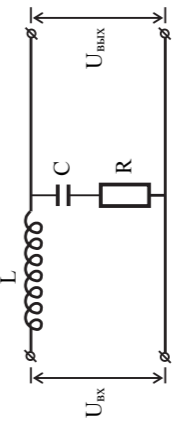


Рис. 3.9. Электрическая схема реального элемента

Поведение колебательного звена в динамике описывается тем же дифференциальным уравнением, что и апериодическое звено II порядка. Однако в данном случае корни характеристического уравнения должны быть сопряженными комплексными с отрицательной вещественной частью вида $\tau_{1,2} = -p \pm j\omega$, что требует выполнения условия $T_2^2 - 4T_1^2 < 0$.

Переходная функция при $x = ||$ имеет вид:

$$y = k \left[1 - \frac{\sqrt{\rho^2 + \omega^2}}{\omega} e^{-\rho t} \sin \left(\omega t + \arctg \frac{\omega}{\rho} \right) \right].$$

Кривая переходного процесса колебательного звена представляет кривую затухающих колебаний (рис. 3.10).

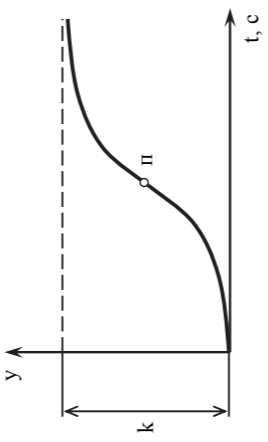


Рис. 3.8. Переходный процесс апериодического звена II порядка

3.3.3. Колебательное звено

Реальный пример колебательного звена – электрическая схема (рис. 3.9) как элемент динамической системы.

Кривая переходного процесса как график решения дифференциального уравнения представляет двояковыпуклую кривую с точкой перегиба (рис. 3.8).

3.3.6. Идеальное или усиленное звено

Реальный пример усиленного звена – рычаг (без учета его массы), представлен на рис. 3.14.

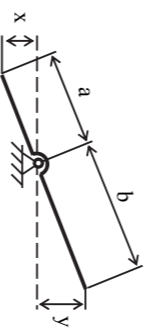


Рис. 3.14. Усиленное звено

Звено называется идеальным потому, что его уравнение динамики совпадает с уравнением статики

$$y = \frac{b}{a} \cdot x = k \cdot x,$$

где k – статический передаточный коэффициент усиления звена.

3.4. Передаточные функции

Передаточной функцией $W(p)$ звена или системы называется отношение преобразованной по Лапласу величины на выходе к преобразованной по Лапласу величине на входе звена или системы при нулевых начальных условиях.

Преобразование Лапласа лежит в основе операционного метода решения линейных дифференциальных уравнений и представляет выражение вида:

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

где $\varphi(p)$ – изображение;

p – комплексное число;

$\varphi(t)$ – исходная функция или оригинал.

Цель применения преобразований по Лапласу состоит в том, что замена оригиналов изображениями позволяет перейти от действий с дифференциальными уравнениями к действиям с алгебраическими уравнениями.

Пусть имеется функция $\varphi(t) = \frac{d^n t}{dt^n}$. Применяя к данной функции преобразование Лапласа, найдем для случая нулевых начальных условий

$$\varphi(p) = p^n F(p),$$

где $f(p) \equiv \varphi(t)$; $p \equiv \frac{d}{dt}$.

Отсюда следует, что формально передаточную функцию можно составлять, заменяя в дифференциальных уравнениях оригиналы их изображениями, а операции дифференцирования – умножением на p .

При построении диаграмм Боде (рис. 4.3) по оси абсцисс откладывается частота ω [с⁻¹] в логарифмическом масштабе.

(ЛФЧХ) или диаграммами Боде звена или системы.

Графическая зависимость $L(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ называются логарифмическими амплитудными и фазовыми частотными характеристиками (ЛАФЧХ) или диаграммами Боде звена или системы.

Величина $L(\omega)$ измеряется в децибелах (дБ) и в соответствии с величиной выходной величины звена или системы к амплитуде входной величины.

где $A(\omega) = 20 \lg A(\omega)$,

(*)

$$L(\omega) = 20 \lg A(\omega),$$

где $A(\omega)$ – модуль АФЧХ.

Логарифмической амплитудно-частотной характеристикой (ЛАЧХ) называется построенная в логарифмическом масштабе частот $\lg \omega$ графическая зависимость

4.3.2. Логарифмически амплитудно-фазовые характеристики или диаграммы Боде звеньев и систем

$$W(j\omega) = U(j\omega) / V(j\omega).$$

$$= \frac{T_2^2 \omega^2}{[1 - T_1^2 \omega^2 (T_2^2 \omega^2 + T_1^2 j\omega)]} = \frac{j \omega T_1 T_2}{[1 - T_1^2 \omega^2 (T_2^2 \omega^2 + T_1^2 j\omega)]}$$

часть от минимой, получим при $k = 1$

$$W(j\omega) = \frac{k}{1 + j\omega T_1 + T_1^2 \omega^2}$$

$$\text{Полагая } \omega = j\omega \text{ и учитывая являющиеся } \rho = d \text{ и } \rho = d \text{ и } \rho = d$$

$$W(p) = \frac{k}{1 + p T_1 + T_1^2 p^2}$$

оногологалабелегалеполного звена, передаточная функция которого

$$\frac{U(\omega)}{V(\omega)} = \frac{A(\omega)}{B(\omega)}$$

В качестве примера рассмотрим построение логарифмической амплитудно-фазовой диаграммы ХФУ

Рассмотрим некоторые из наиболее часто применяемых на практике критериев устойчивости.

Критерий Гурвица.

Характеристическое уравнение дифференциального уравнения свободного движения в общем случае имеет вид:

$$a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_{n-1} p + a_n = 0. \quad (*)$$

По Гурвицу, система регулярирована, для которой данное уравнение составлено, будет устойчива, если:

1) все коэффициенты характеристического уравнения окажутся положительными, то есть $a_0 > 0, a_1 > 0, \dots, a_{n-1} > 0, a_n > 0$.

2) все определители, составленные из коэффициентов уравнения (*), окажутся положительными:

$$\Delta_1 = a_1 > 0; \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_0 \\ a_3 & a_2 \end{vmatrix} > 0;$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} a_1 & a_0 & 0 \\ a_3 & a_2 & a_1 \\ a_5 & a_4 & a_3 \end{vmatrix} > 0; \Delta_4 = \begin{vmatrix} a_1 & a_0 & 0 & 0 \\ a_3 & a_2 & a_1 & 0 \\ a_5 & a_4 & a_3 & a_2 \\ a_7 & a_6 & a_5 & a_4 \end{vmatrix} > 0 \text{ и т.д.}$$

Схема составления определителей Гурвица в соответствии с номером определителя выписывают главную диагональ от коэффициента a_1 до a_n , где n – номер определителя. Все строки дополняются коэффициентами до их общего числа, равного номеру определителя; при отсутствии коэффициентов с большим или меньшим индексом ставится ноль.

4.2.3. Критерий устойчивости Вышнеградского

Параметрические критерии устойчивости, примером которых является критерий Вышнеградского, позволяют определить не только устойчивость системы или нет, но и отстояние системы от границы устойчивости и примерный вид переходного процесса.

Критерий устойчивости Вышнеградского относится к системам, дифференциальное уравнение свободного движения которых имеет вид:

$$T_1^3 \frac{d^3 t}{dt^3} + T_2^2 \frac{d^2 t}{dt^2} + T_3 \frac{dy}{dt} + y = 0,$$

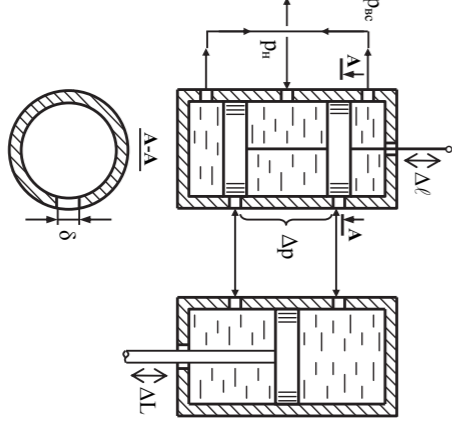
где T_1, T_2, T_3 – постоянные времени, с.

Примечание. Ранее показывалось, что постоянные времени не некоторые абстрактные величины, а определяются конкретными параметрами системы, в частности, конкретными параметрами элементов регулятора и объекта регулятора.

$$\omega \delta \Delta \ell = F_n \frac{d\Delta \ell}{dt} \quad \text{или} \quad \Delta \ell = \frac{F_n}{\omega \delta} \cdot \frac{d\Delta \ell}{dt}$$

При перемещении золотника на величину $\Delta \ell$ вверх масло будет под давлением P_n подаваться в верхнюю полость исполнительного механизма и вытеснять поршень вниз. Ход поршня обозначим ΔL . Для упрощения положим, что скорость истечения масла постоянна $\omega = \text{const}$. Тогда уравнение сплошности потока масла:

Рис. 3.11. Гидравлический сервомеханизм

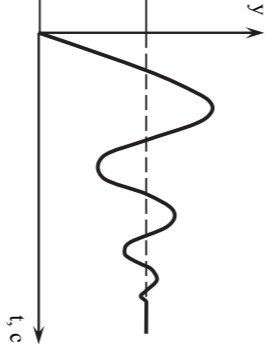


(рис. 3.11).

Уравнение динамики интегрирующего звена выведено на примере гидравлического сервомеханизма регулятора непрямого действия

3.3.4. Интегрирующее звено

Рис. 3.10. Переходный процесс колебательного звена



где F_n – площадь поршня, м²;
 δ – ширина окна золотникового усилителя, м;
 ω – скорость течения масла, м/с.

Введя относительные координаты, получим дифференциальное уравнение интегрирующего звена

$$T_s \frac{dy}{dt} = kx,$$

где $T_s = \frac{F_n}{\omega \delta}$ – постоянная времени звена, с;

$k = \frac{L_{\text{ном}}}{\ell_{\text{ном}}}$ – статический перегретый коэффициент усиления звена.

Решение полученного уравнения в общем случае

$$y = \frac{k}{T_s} \int x dt.$$

При единичном скачкообразном воздействии на входе $x = |$

$$y = \frac{k}{T_s} t.$$

Переходный процесс интегрирующего звена представлен на рис. 3.12.

3.3.5. Дифференцирующее звено

Реальный пример дифференцирующего звена – местная гибкая (изогромная) связь в регуляторах непрямого действия. Можно показать, что дифференциальное уравнение звена в относительных координатах имеет вид:

$$T \frac{dy}{dt} + y = k \frac{dx}{dt},$$

где T – постоянная времени звена, с;
 k – статический передаточный коэффициент усиления звена.

График переходного процесса дифференцирующего звена представлен на рис. 3.13.

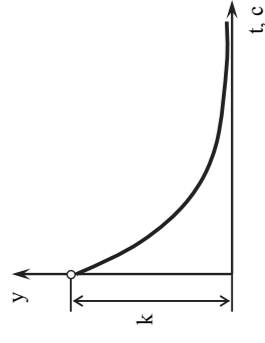


Рис. 3.13. Переходный процесс дифференцирующего звена

Вышнеградский, введя безразмерное время $\tau = \frac{t}{T_s}$, преобразовал исходное уравнение к виду:

$$p^2 X + \frac{pY}{T_s} + \frac{d^2 Y}{dt^2} X + \frac{d^3 Y}{dt^3} = 0,$$

где $X = \frac{T_s^2}{T_1^2}$, $Y = \frac{T_s}{T_1}$ – параметры Вышнеградского.

Характеристическое уравнение дифференциального уравнения

$$r^3 + Xr^2 + Yr + 1 = 0.$$

Условие устойчивости системы по Вышнеградскому $XY > 1$.

Диаграмма устойчивости Вышнеградского приведена на рис. 4.2.

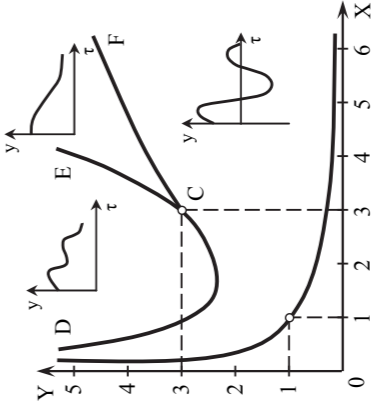


Рис 4.2. Диаграмма устойчивости Вышнеградского

4.3. Частотные характеристики и критерии устойчивости звеньев и систем управления

4.3.1. Частотный метод исследования динамических характеристик звеньев и систем управления

Исследование звеньев и систем управления и сопоставление полученных результатов возможно только при типовых возмущениях на их входе. Типовые (стандартные) возмущения должны воплощать существенные черты реальных воздействий. Реакция на типовые воздействия характеризует основные динамические свойства звеньев и систем, которые задаются, как правило, техническими требованиями. Наиболее часто в ка-

и фазо-частотную характеристику по формуле

$$A(\omega) = \sqrt{[U(\omega)]^2 + [V(\omega)]^2}$$

где $U(\omega)$ – полином, содержащий четные степени ω ;

$V(\omega)$ – полином, содержащий нечетные степени ω .

Располагая формулами для полиномов $U(\omega)$ и $V(\omega)$ и задавая частотой ω в диапазоне от 0 до ∞ , можно построить годограф Найквиста, а также амплитудно-частотную характеристику звена или системы по уравнению

$$W(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega),$$

При изменении частоты входного воздействия в диапазоне $-\infty < \omega < +\infty$ конец вектора $W(j\omega)$ будет скользить по некоторой кривой, расположенной в комплексной плоскости.

Геометрическое место точек конца вектора $W(j\omega)$ при изменении ω от нуля до ∞ называется годографом Найквиста или амплитудно-фазовой частотной характеристикой (АФЧХ) элемента или системы. Годограф Найквиста симметричен относительно вещественной оси. При $\omega \rightarrow \infty$ модуль вектора годографа стремится к величине k – передаточному коэффициенту системы. Годограф Найквиста любого звена или системы $W(j\omega)$ определяется при известной передаточной функции путем подстановки в выражение передаточной функции $p = j\omega$. $W(j\omega)$ можно представить как функцию, состоящую из двух частей

$$W(p) = W(j\omega) = \frac{X_{\text{вых}}}{X_{\text{вх}}} e^{j\varphi}.$$

В этом случае передаточная функция элемента или системы, представляющая отношение преобразованной по Лапласу входной координаты y к преобразованной по Лапласу входной координате x , будет иметь вид:

В конце 80-х гг. XX в. при изучении САУ обычно выделяли «классическую» и «современную» теорию. Под «классической» теорией подразумевались методы, основанные на аппарате передаточных функций, преобразования Лапласа, частотных характеристиках и вытекающие из них инженерные методы синтеза, а под «современной» – методы, базирующиеся на описании систем уравнениями состояния, матричной алгебре и машинно-ориентированных процедурах синтеза. Учебники и учебные пособия, посвященные системам автоматизированного управления тепломэнер-

3.6. Пространство состояний системы (общее представление)

Дифференциальное уравнение вынужденного движения замкнутой системы:

$$[W_p(p) + 1]y = M(p)f(t).$$

$$[W_p(p) + 1]y = 0.$$

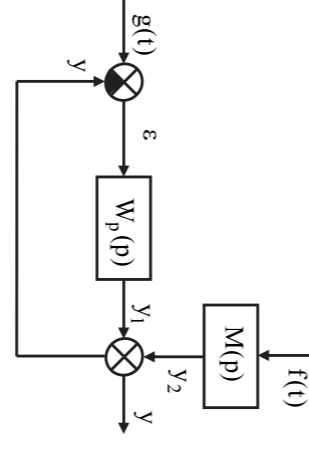
Дифференциальное уравнение свободного движения замкнутой системы (при $g(t) = 0$):

$$W(p)_{\text{вын.дв.}} = \frac{M(p)}{1 + W_p(p)}.$$

и передаточная функция замкнутой системы по возмущающему воздействию (при $g(t) = 0$) или передаточная функция вынужденного движения

$$W(p)_{\text{св.дв.}} = \frac{W_p(p)}{1 + W_p(p)}$$

Рис 3.19. Структурная схема вынужденного движения замкнутой системы



$f(t)$ может быть приложено в любом месте. Часть схемы, через которую проходят сигналы от $f(t)$ на выход y , можно выделить и представить передаточной функцией $M(p)$ по каналу возмущения (нагрузке) (рис. 3.19).

Для заданного воздействия $g(t)$ схема прохождение сигналов сохраняется в виде $W(p)$.

Тогда главная передаточная функция замкнутой системы (при $f(t) = 0$), или передаточная функция по каналу управления ε , или передаточная функция свободного движения

3.5. Структурные схемы систем управления

Типовые динамические звенья являются математическими моделями реальных функциональных элементов САУ и различаются по виду их передаточной функции (или дифференциального уравнения), определяющей все их динамические свойства и характеристики.

Структурные схемы систем управления показывают, какими типами динамическими звеньями заменены функциональные звенья и как связаны они между собой.

САУ теплоэнергетическими объектами являются замкнутыми системами. При их проектировании возникает необходимость предварительно рассмотреть разомкнутую цепь звеньев (путем условного размыкания

где x – вектор состояния системы;
 u – вектор выходных величин;
 g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

$$\dot{x} = Ax + Bg,$$

$$u = Cx,$$

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

где x – вектор состояния системы;

u – вектор выходных величин;

g – вектор внешних воздействий (заданных и возмущающих), а именно:

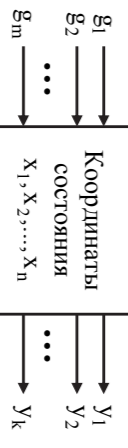


Рис. 3.20. Схема обыкновенной линейной системы управления

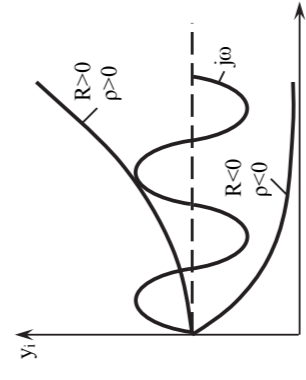


Рис. 4.1. Графики поведения функций $y_i = f(t, t)$ в зависимости от вида корней характеристического уравнения

Таких значениях корней характеристического уравнения система находится на границе устойчивости. Исследование системы на устойчивость может быть сведено к исследованию корней характеристического уравнения.

4.2.2. Критерии устойчивости

Поскольку для ответа на вопрос, устойчива ли система, достаточно знать не численное значение корней, а только знаки вещественных частей, можно вести анализ с помощью специальных математических правил, которые называются критериями устойчивости и позволяют установить факт наличия всех отрицательных корней.

Критерии устойчивости подразделяются на три вида:

- алгебраические;
- параметрические;
- частотные.

- 2) комплексные сопряженные $U_i = C_i e^{j\omega_i t} + \psi_i$;
- 3) чисто мнимые $(\pm j\omega)$.

Каждому вещественному корню в общем решении дифференциального уравнения соответствует составляющая $U_i = C_i e^{j\omega_i t}$.

В частности, каждой паре комплексных сопряженных корней соответствует составляющая вида

$$U_i = C_i e^{p_i t} \sin(\omega_i t + \psi_i),$$

где C_i и ψ_i – постоянные интегрирования.

Изменение функции во времени, как видно из графиков на рис. 4.1, зависит от вида корней характеристического уравнения. При R и $p > 0$ функция уходит в бесконечность, а при R и $p < 0$ она асимптотически приближается к нулевому значению, то есть затухает.

Следовательно, чтобы система автоматического регулирования была устойчива, необходимо и достаточно, чтобы вещественные корни и вещественные части комплексных корней характеристического уравнения были отрицательны.

Таким образом, при чисто мнимых значениях корней характеристического уравнения система находится на границе устойчивости. Исследование системы на устойчивость может быть сведено к исследованию корней характеристического уравнения.

Табл. 3.1 дает перечень основных типовых динамических звеньев, их дифференциальных уравнений и передаточных функций.

Таблица 3.1

Характеристики основных типовых динамических звеньев

| Наименование звена | Дифференциальное уравнение | Передаточная функция |
|---|---|--|
| Идеальное или усилительное | $y = kx$ | $W(p) = k$ |
| Аперидическое I порядка | $T \frac{dy}{dt} + y = kx$ | $W(p) = \frac{k}{Tp + 1}$ |
| Аперидическое II порядка, колебательное | $T_1^2 \frac{d^2 y}{dt^2} + T_2 \frac{dy}{dt} + y = kx$ | $W(p) = \frac{k}{T_1^2 p^2 + T_2 p + 1}$ |
| Интегрирующее | $T \frac{dy}{dt} = kx$ | $W(p) = \frac{k}{Tp}$ |
| Дифференцирующее | $T \frac{dy}{dt} + y = k \frac{dx}{dt}$ | $W(p) = \frac{kp}{Tp + 1}$ |

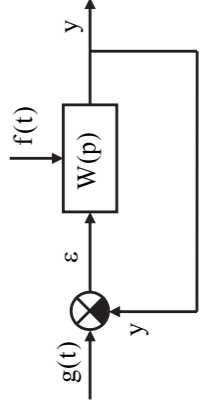


Рис. 3.18. Замкнутая система

Передаточные функции замкнутой системы записываются отдельно для каждой комбинации входа и выхода. Разделим каналы прохождения сигналов от каждого внешнего воздействия. Возмущающее воздействие

Разомкнутая цепь звеньев любой сложности может быть приведена к одному звену с передаточной функцией $W(p)$ в соответствие с указанной методикой. Замкнутая система (рис. 3.18) получается путем замыкания полученного звена при помощи единичной отрицательной обратной связи. Эту обратную связь называют главной в отличие от местных обратных связей, которые могут быть в составе разомкнутой цепи звеньев. На замкнутую систему действуют внешние воздействия: $g(t)$ – задающее и $f(t)$ – возмущающее.

3.5.5. Замкнутая система автоматизированного управления

Разомкнутая цепь звеньев любой сложности может быть приведена к одному звену с передаточной функцией $W(p)$ в соответствие с указанной методикой. Замкнутая система (рис. 3.18) получается путем замыкания полученного звена при помощи единичной отрицательной обратной связи. Эту обратную связь называют главной в отличие от местных обратных связей, которые могут быть в составе разомкнутой цепи звеньев. На замкнутую систему действуют внешние воздействия: $g(t)$ – задающее и $f(t)$ – возмущающее.

где λ – корни характеристического уравнения.

Целесообразно передаточную функцию разомкнутой цепи в целом $W_p(p)$ приводить к стандартному виду

$$W_p(p) = \frac{B(p)}{A(p)},$$

где $B(p)$ и $A(p)$ – многочлены.

Дифференциальное уравнение разомкнутой цепи будет

$$A(p)u = B(p)x,$$

а характеристическое уравнение –

$$A(\lambda) = 0,$$

Целесообразно передаточную функцию разомкнутой цепи в целом $W_p(p)$ приводить к стандартному виду

3.5.4. Общий вид передаточных функций разомкнутой цепи

где $W_{\text{вос}}(p)$ – передаточная функция местной обратной связи.

$$W(p) = \frac{W_1(p)W_2(p)}{W_{\text{вос}}(p) + 1},$$

Передаточная функция разомкнутой цепи с местной обратной отрицательной связью равна произведению передаточных функций всех звеньев прямой цепи, деленному на единицу плюс произведение передаточной функции обратной связи на передаточные функции охватываемых звеньев

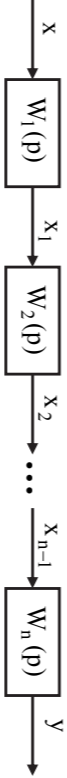


Рис. 3.15. Цепь из последовательно соединенных звеньев

Передаточная функция разомкнутой цепи последовательно соединенных звеньев равна произведению передаточных функций всех звеньев $W(p) = \prod_{i=1}^n W_i(p)$.

3.5.2. Цепь из параллельно соединенных звеньев

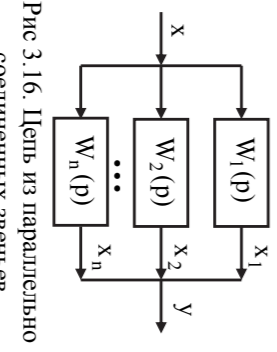


Рис. 3.16. Цепь из параллельно соединенных звеньев

Передаточная функция разомкнутой цепи из параллельно соединенных звеньев равна сумме передаточных функций всех звеньев $W(p) = \sum_{i=1}^n W_i(p)$.

3.5.3. Цепь с местной обратной отрицательной связью

Цепь с местной обратной отрицательной связью представлена на рис. 3.17.

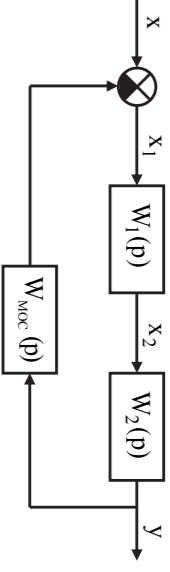


Рис. 3.17. Цепь с местной обратной отрицательной связью

где λ – корни характеристического уравнения. Эти уравнения позволяют решать практически все задачи анализа и синтеза АСУ.

$$D(\lambda) = \begin{vmatrix} a_{11} - \lambda & a_{12} & \dots & a_{1n} \\ a_{21} & a_{22} - \lambda & \dots & a_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nn} - \lambda \end{vmatrix} = 0,$$

или в развернутом виде – системой дифференциальных уравнений

$$D(\lambda) = |A - \lambda E| = 0$$

Процессы в системе в свободном движении (без внешних воздействий) описываются векторно-матричным уравнением $\dot{x} = Ax$ с характеристическим уравнением

$$\begin{bmatrix} c_{1n} & \dots & c_{11} \\ \dots & \dots & \dots \\ c_{mn} & \dots & c_{m1} \end{bmatrix} = C$$

– выходная матрица системы

$$\begin{bmatrix} b_{1n} & \dots & b_{11} \\ \dots & \dots & \dots \\ b_{mn} & \dots & b_{m1} \end{bmatrix} = B$$

– входная матрица системы

$$\begin{bmatrix} a_{1n} & \dots & a_{11} \\ \dots & \dots & \dots \\ a_{mn} & \dots & a_{m1} \end{bmatrix} = A$$

Через A, B, C обозначены: – собственная параметрическая матрица системы

$$\begin{bmatrix} g_m & \dots & g_1 \\ \dots & \dots & \dots \\ g_1 & \dots & g_n \end{bmatrix} = G, \begin{bmatrix} y_k \\ \dots \\ y_1 \end{bmatrix} = Y, \begin{bmatrix} x_n \\ \dots \\ x_1 \end{bmatrix} = X$$

4. УСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

4.1. Общее понятие об устойчивости. Условия устойчивости линейных систем

Устойчивостью системы называют ее способность с течением времени возвращаться к равновесному состоянию, из которого она была выведена приложенными воздействиями. Причиной возникновения неустойчивых движений в замкнутой системе служат инерционность элементов САР и, в частности, инерционность главной обратной связи.

В 1892 г. вышла в свет работа А.М. Ляпунова «Общая задача об устойчивости движения», явившаяся важной вехой в развитии теории устойчивости и теории регулирования. В ней А.М. Ляпунов дал математически строгое определение решения задачи об устойчивости. Особое значение первого метода или метода первого приближения заключается в обосновании и установлении точных границ применимости анализа устойчивости нелинейных систем по линейным уравнениям. Весьма важным следствием работ Ляпунова является возможность судить об устойчивости линейной САР при любом типе возмущений по устойчивости свободного движения САР. Физический смысл устойчивости невозмущенного движения, по Ляпунову, состоит в том, что возмущенное движение САР сводится к движению невозмущенному.

Устойчивость линейной динамической САР, таким образом, определяется устойчивостью ее свободного движения.

4.2. Устойчивость линейных САР. Качество процесса регулирования

4.2.1. Общие условия устойчивости

Устойчивость линейной динамической системы определяется устойчивостью ее свободного движения. Для этого, решив уравнение $[W(p) + 1]y = 0$, необходимо убедиться в том, что $y \rightarrow 0$ при $t \rightarrow \infty$.

Общее решение однородного дифференциального уравнения с постоянными коэффициентами представляет собой функцию

$$y = C_1 e^{\tau_1 t} + C_2 e^{\tau_2 t} + \dots + C_n e^{\tau_n t},$$

где C_i – постоянные интегрирования;

τ_i – корни характеристического уравнения.

Среди корней характеристического уравнения могут быть: 1) чисто вещественные ($\pm R$);

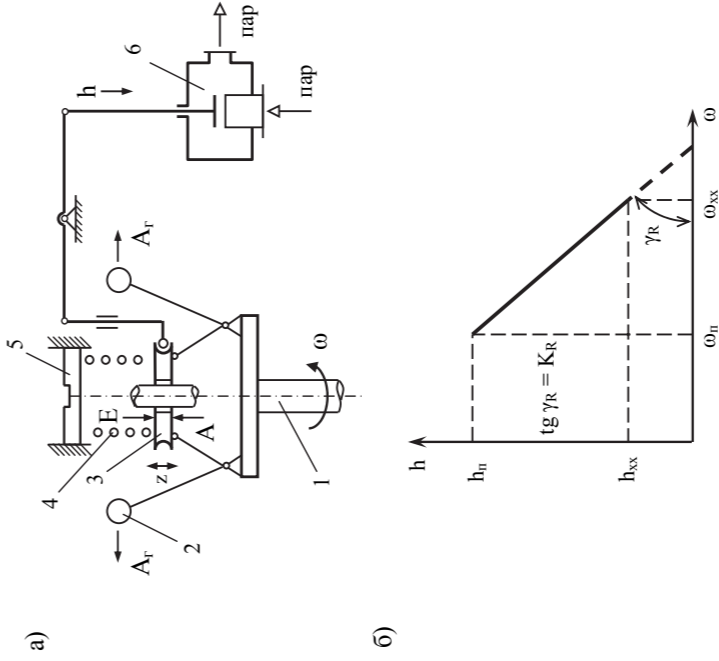


Рис. 6.4. Конструктивная схема (а) и статическая характеристика (б) центробежного регулятора скорости прямого действия: 1 – приводной вал; 2 – центробежные грузы; 3 – муфта регулятора; 4 – настроенная пружина; 5 – верхняя подвижная опора; 6 – регулирующийся орган

Схема двухрежимного регулятора представлена на рис. 6.5.

На малом числе оборотов и в пределах ходов малой подачи топлива муфта нагружена слабой пружиной 6, с помощью которой поддерживается скорость вращения первого режима. При переходе на повышенные нагрузки и большее подачи топлива (на большее число оборотов) муфта при движении вверх встречает еще одну пружину 4 и оказывается теперь нагруженной двумя пружинами.

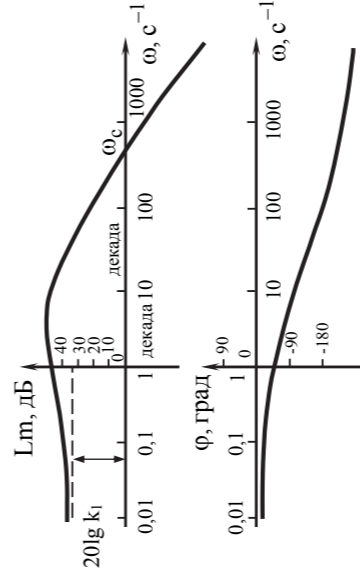


Рис. 4.3. Диаграммы Бode

Равномерной единицей на оси абсцисс является декада – любой отрезок, на котором значение частоты ω увеличивается в десять раз. Точка пересечения ЛАЧХ с осью абсцисс называется частотой среза $\omega_{ср}$.

Начало координат помещают в точке $\omega = 1$, так как $\lg 1 = 0$. Точка же $\omega = 0$ лежит в $-\infty$.

При построении ЛФЧХ отсчет углов φ идет по оси ординат в обычном масштабе в угловых градусах. По оси абсцисс откладывается прежнему частота ω в логарифмическом масштабе.

4.3.3. Частотные критерии устойчивости

На плоскости комплексного переменного корни характеристического уравнения устойчивой системы при свободном движении ее должны располагаться в левой полуплоскости, что соответствует отрицательной вещественной части корней.

Частотные критерии устойчивости основаны именно на базе указанного свойства расположения корней в той или иной полуплоскости комплексного переменного.

4.3.3.1. Критерий Найквиста

Частотный критерий устойчивости Найквиста базируется на частотных характеристиках разомкнутой цепи САУ и дает правила, согласно которым по виду частотной характеристики разомкнутой цепи можно судить об устойчивости замкнутой системы.

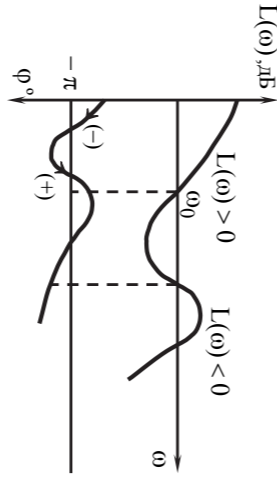


Рис. 4.7. Диаграммы Боде условно устойчивой разомкнутой САУ

Рассмотрим запас устойчивости на примере системы, годограф Найквиста которой дан на рис. 4.8.

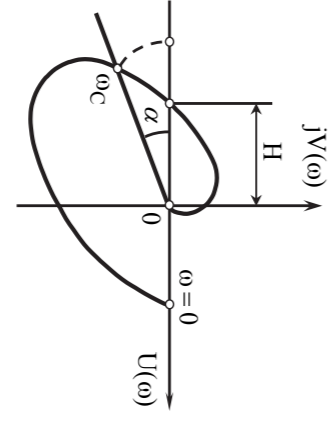


Рис. 4.8. Определение запаса устойчивости по годографу Найквиста

Запас устойчивости системы тем больше, чем дальше расположен годограф от точки $(-1, j0)$. Запасом устойчивости по фазе называется угол $\alpha = |\pi - |\varphi(\omega)|$, соответствующий тому значению частоты, при которой модуль передаточной функции $W(j\omega)$ равен единице, или, что одно и то же, при ЛАХ $L(\omega) = 0$.

Частота, соответствующая запасу устойчивости по фазе α , является частотой среза $\omega_{ср}$.

Запас устойчивости по амплитуде H определяется модулем передаточной функции $|W(j\omega)|$ при частоте, соответствующей $\varphi(\omega) = -\pi$. Из практики установлено требование, чтобы запас по фазе для систем находился в пределах $30...50^\circ$, а по амплитуде $-H < 0,4$. Запас устойчивости по амплитуде и фазе удобно определять по логарифмическим характеристикам системы. Рассмотрим амплитудно-частотные и фазо-частотные логарифмические характеристики абсолютно устойчивой системы (рис. 4.9).

При модуле $|W(j\omega)| = 1$, когда $L(\omega) = 0$, точка G соответствует частоте среза $\omega_{ср}$, а фазовый угол при этом равен -130° (точка E). При фазе $\varphi = -180^\circ$ значение ЛАЧХ соответствует точке B . Следовательно, запасы устойчивости этой системы определяются по амплитуде в виде отрезка $AB = -9$ дБ по фазе в виде отрезка ED .

6.1.4. Статическая устойчивость объекта регулирования при работе на холостом ходу

На рис. 6.3 совмещены характеристики подвода и отвода энергии двигателя на холостом ходу.

При работе на оборотах прогрева ω фактор статической устойчивости F_ω близок к нулю, имея либо малые положительные, либо даже отрицательные значения. Как следствие, двигатель скатывается в одну из двух устойчивых точек ω_1 или ω_2 . При малой скорости ω_1 объект глохнет или работает в области высокой вибрации и тряски. Величина $\omega_2 \gg \omega_{ном}$ и при уходе в эту точку объект идет «вразнос».

Современные объекты регулирования часто снабжены двумя типами регуляторов: – передельным регулятором или автоматом безопасности, исключаяющим разное объекта;

– всережимным или двухрежимным регулятором, обеспечивающим нормативные требования к параметру регулирования.

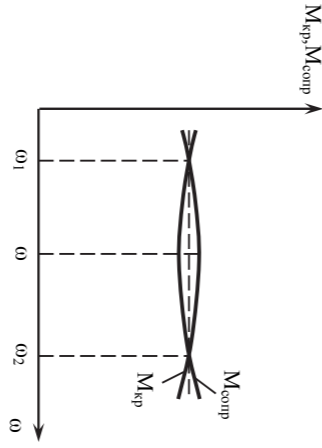


Рис. 6.3. Совмещение характеристик подвода и отвода энергии двигателя на холостом ходу

6.1.5. Динамика объектов регулирования

Анализ динамики объектов регулирования приведен на примере теплового двигателя как объекта регулирования скорости. Объект регулирования – ротор или коленчатый вал двигателя с присоединенными массами и действующими крутящим моментом $M_{кр}$ и моментом сопротивления $M_{сопр}$.

В равновесном режиме эти моменты равны

$$M_{кр0} = M_{сопр0}$$

Поведение объекта регулирования в динамических переходных режимах можно описать уравнением д'Аламбера

$$I \frac{d\omega}{dt} = M_{кр} - M_{сопр},$$

где I – момент инерции вращающихся масс;

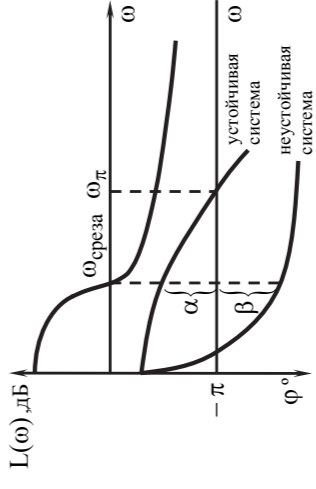


Рис. 4.6. Диаграммы Боде разомкнутых САУ

Для случая II (система в разомкнутом состоянии неустойчива), когда годограф охватывает точку с координатами $(-1, 0)$ и ЛАЧХ может неоднократно пересекать ось абсцисс (рис. 4.7), критерием устойчивости замкнутой системы будет условие, когда число положительных и отрицательных переходов фазовой характеристики $\varphi(\omega) = -\pi$ (сверху вниз положительный переход «+» и снизу вверх отрицательный «-») при тех значениях ω , при которых ЛАЧХ положительна, будет равно нулю.

Рассмотрим данные вопросы более подробно. Необходимым условием обеспечения динамических характеристик системы является ее устойчивость. Однако устойчивость системы, определенная при предельных значениях параметров, может быть нарушена в процессе ее функционирования. Поэтому вводят понятие запаса устойчивости как показателя ее качества.

Уравнение свободного движения разомкнутой САУ имеет вид $W_p(p) \cdot y = 0$, а уравнение свободного движения замкнутой САУ – $[W_p(p) + 1]y = 0$.

Вследствие различия уравнений решения характеристических уравнений дифференциальных уравнений для разомкнутых и замкнутых САУ будут различны.

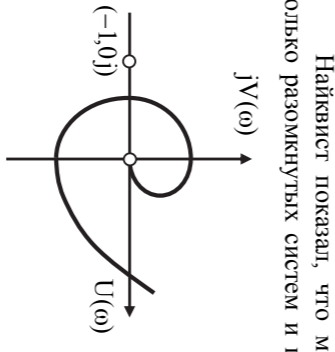


Рис. 4.4. Годограф Найквиста

Найквист показал, что можно ограничиться изучением уравнений только разомкнутых систем и по виду годографа Найквиста ответить на вопрос, устойчива ли замкнутая система. Условия устойчивости замкнутой САУ по виду годографа Найквиста сформулировал следующим образом: если разомкнутая система устойчива, то для устойчивости замкнутой САУ необходимо и достаточно, чтобы годограф разомкнутой САУ не охватывал точку с координатами $(-1, 0j)$ (рис. 4.4).

4.3.3.2. Годограф Найквиста и логарифмический критерий устойчивости

Годограф Найквиста разомкнутой системы позволяет решить вопрос об устойчивости этой системы в замкнутом состоянии. По Найквисту, система, имеющая годограф типа I (рис. 4.5), устойчива в замкнутом состоянии, так как не охватывает точку с координатами $(-1, 0j)$. Запас по фазе α при этом определяется, как угол между отрицательной вещественной осью и лучом из начала координат в точку А. Система, имеющая годограф типа II, неустойчива (см. рис. 4.5).

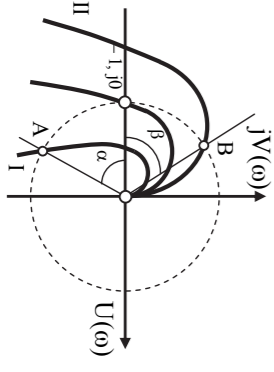


Рис. 4.5. Годограф Найквиста

Так как на участке между точками $(-1, 0j)$ и $(-\infty, j\infty)$ модуль годографа $|W(j\omega)| > 1$, то этому участку годографа соответствует положительное

повым динамическим звеном I порядка. В случае $F_a = 0$ динамика объекта регулирования описывается типовым интегрирующим звеном, а при $F_a < 0$, как следует из критерия устойчивости Гурвица, объект регулирования принципиально неустойчив.

6.2. Регуляторы

Современные теплонергетические объекты снабжены системами автоматического регулирования большого разнообразия важных параметров. Несмотря на различие принципов и конструктивных схем, используемых в элементах регуляторов, прежде всего в датчиках и регулируемых органах, общие закономерности проектирования, наладки и эксплуатации во всех САУ одинаковы.

В этой связи ниже изложены элементы теории автоматического управления применительно к САУ скорости вращения тепловых двигателей. На тепловых двигателях и установках находят применение регуляторы скорости прямого и непрямого действия.

Наиболее простой тип регуляторов прямого действия – центробежные регуляторы, чувствительным элементом которых являются вращающиеся пружинки.

На рис. 6.4 представлена конструктивная схема такого регулятора. Ниже дана его статическая характеристика. Нужно значение регулируемого параметра (числа оборотов) задается с помощью изменения величины предвзвешенного затяга рабочей пружины 4. Затяг изменяется перемещением верхней опоры пружины 5.

Регуляторы скорости разделяются также и по принципу режимности. В этом отношении регуляторы разделяют на три группы: однорежимные, двухрежимные и всережимные.

К однорежимным относятся регуляторы, имеющие узкий диапазон настройки (задания) и предназначенные для поддержания одного режима скорости вращения двигателя. На рис. 6.4 представлена схема такого регулятора.

К двухрежимным относятся регуляторы, которые позволяют получить два заранее установленных режима скорости вращения. Первый из режимов обычно отвечает работе двигателя на холостом ходу с пониженным числом оборотов, второй – работе двигателя на номинальной мощности при номинальном числе оборотов.

и учтем, что

$$\frac{\partial M_{кр}}{\partial g_{п}} = \frac{M_{кр,ном}}{g_{п,ном}},$$

$$\frac{\Delta g_{п}}{\Delta \omega} \cdot \frac{g_{п,ном}}{\omega_{ном}} \text{ и } x = y = \frac{\Delta g_{п}}{\Delta \omega} \cdot \frac{g_{п,ном}}{\omega_{ном}}$$

Введем безразмерные координаты

$$\left. \frac{\partial M_{кр}}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} - \left. \frac{\partial M_{сопр}}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} \frac{d\omega}{dt} + \frac{d\omega}{dt} \cdot I$$

имеем

Подставив выражения для $M_{кр}$ и $M_{сопр}$ в исходное уравнение,

$$M_{сопр} \Delta \omega \cdot \left. \frac{\partial M_{сопр}}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} = M_{сопр} \Delta \omega \cdot \left. \frac{\partial M_{кр}}{\partial \omega} \right|_{\omega_0} + \Delta \omega \cdot \left. \frac{\partial M_{кр}}{\partial g_{п}} \right|_{g_{п,ном}}$$

Тейлора, получим

Здесь $M_{кр}$ и $M_{сопр}$ – значения функции $f(\omega, h)$ и $M_{сопр} = f(\omega, h)$ в $\omega = \omega_0$ и $M_{кр} = f(\omega, h)$ в $\omega = \omega_0$.

Если вычесть из второго уравнения первое, то получим

$$M_{сопр} \Delta \omega + M_{кр} \Delta \omega = M_{сопр,0} \Delta \omega + M_{кр,0} \Delta \omega + \Delta \omega \cdot \frac{d\omega}{dt} \cdot I$$

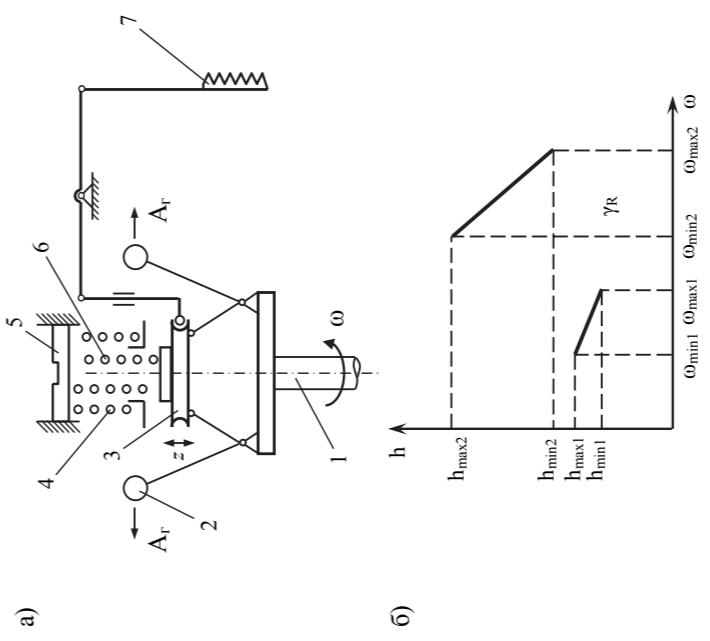


Рис. 6.5. Конструктивная схема (а) и статическая характеристика (б) двухрежимного регулятора скорости:
1 – приводной вал; 2 – центробежные грузы; 3 – муфта регулятора; 4 – настроенная пружина для малых нагрузок; 5 – верхняя подвижная опора; 6 – настроенная пружина для повышенных нагрузок; 7 – регулирующий орган

Всерезжимными являются регуляторы, обладающие широким диапазоном настроек и позволяющие задавать двигателю любую скоростной режим.

На рис. 6.6 изображена схема регулятора, где различные скоростные режимы задаются перемещением пружины.

Специально рассчитанная пружина позволяет устанавливать верхнюю опору так, чтобы между ее положением и числом оборотов, поддерживаемым регулятором, наблюдалась пропорциональная зависимость. Пружина этого типа имеет переменную жесткость и конический или параболический профиль.

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{2\sigma_{п}} z_1} \cdot \omega_{1д}$$

теля

В равновесном режиме $F_{1д1} = A_{1д1} \omega_{1д}^2$ и действительная скорость двигателя

$$F_{1д1} = \sigma_{п} z_1 \cdot A_{1д1} \omega_{1д}^2$$

муфту со стороны настроенной пружины

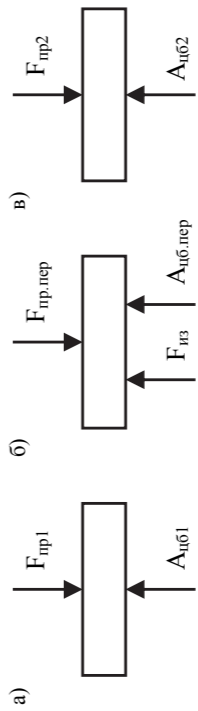


Рис. 6.15. Силы, действующие на муфту датчика скорости в трех режимах

Аналогично п. 6.2.1.3 запишем.
Равновесный режим при $M_{кр1} = M_{соп1} \cdot \text{Сила, действующая на муфту со стороны настроенной пружины}$

где $\sigma_{п}$ – жесткость пружины.

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения

– равновесный режим при $M_{кр2} = M_{соп2}$ (рис. 6.13, в).

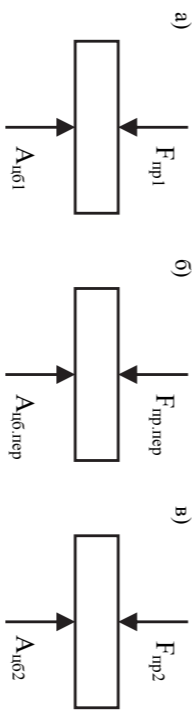


Рис. 6.13. Силы, действующие на муфту датчика скорости в трех режимах

Аналогично п. 6.2.1.3 запишем.

Равновесный режим при $M_{кр1} = M_{соп1}$

$$F_{кр1} = \sigma z_1 = A_{уб1} \omega_{1д}^2; \omega_{1д} = \sqrt{\frac{2\sigma}{I}} z_1.$$

Переходный режим при $M_{кр1} > M_{соп2}$

$$F_{крпер} = \sigma z_2 = A_{убпер} \frac{I \omega_{1д}^2}{2}; \omega_{пер} = \sqrt{\frac{2\sigma}{I}} z_2.$$

Равновесный режим при $M_{кр2} = M_{соп2}$

$$F_{кр2} = \sigma z_1 = F_{кр1}; A_{уб2} = \frac{I \omega_{2д}^2}{2}; \omega_{2д} = \sqrt{\frac{2\sigma}{I}} z_1 = \omega_{1д}.$$

Выводы:

1) На первом этапе работы регулятор работает как статический, поскольку $\omega_{пер} > \omega_{1д}$, так как $z_2 > z_1$, обеспечивая статизм системы

переходных режимах.

2) На втором этапе работы регулятор работает как астатический, поскольку $\omega_{2д} = \omega_{1д}$ и статизм системы $\delta_{стат} \rightarrow 0$.

3) Тип регулятора – изодромный.

Динамика изодромного РНД с гибкой кинематической МООС описывается дифференциальным уравнением:

$$(T_s^2 T_1^4 r^4 + [T_s T_1^3 T_1 + (T_s + T_1) T_1^2] r^3 + [\delta_r T_1 T_1 + (T_s + T_1) T_1] r^2 + \delta_r (T_s + T_1) r) y_R = (T_1 r + I) x_R,$$

где T_1 – постоянная времени датчика регулятора, с;

T_k – постоянная времени вязкого трения, датчика регулятора с;

6.2.1.3. Центробежный регулятор с упруго присоединенным катарактом

Регуляторы прямого действия по конструктивному принципу являются статическими, поддерживающими заданное значение регулируемого параметра с определенной статической ошибкой.

При эксплуатации тепловых двигателей было выяснено, что чем больше величина статизма, тем ниже технико-экономические показатели, поскольку каждому значению нагрузки соответствует свой скоростной режим. Можно было бы уменьшить величину статической ошибки в таких регуляторах, уменьшая жесткость пружины. Но, с другой стороны, известно, что чем меньше статизм, тем меньше устойчивость системы регулирования и для каждой системы существует необходимая минимальная величина статизма. Следовательно, перед проектированием систем регулирования встала задача: в переходных режимах работы иметь достаточную для устойчивости статическую ошибку, а в равновесных режимах свести эту ошибку к минимальной.

Регулятор прямого действия с катарактом (рис. 6.7) как раз и решает эту задачу. Он располагает двумя пружинами – настроенной и пружина катаракта. В равновесных режимах работает настроенная пружина с малой жесткостью, а в переходных режимах – обе пружины, обеспечивая необходимую для устойчивости величину статической ошибки.

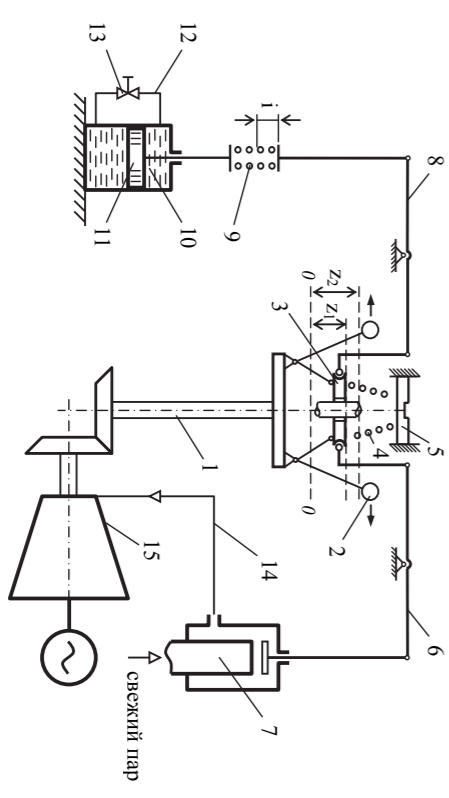


Рис. 6.7. Конструктивная схема регулятора прямого действия с катарактом:
1 – приводной вал; 2 – центробежные грузы; 3 – муфта регулятора; 4 – настроенная пружина; 5 – верхняя подвижная опора; 6 – рычаг; 7 – регулирующий орган; 8 – рычаг; 9 – пружина катаракта; 10 – пинцир катаракта; 11 – поршень катаракта; 12 – перьевая труба; 13 – иглоязычатый клапан; 14 – паропровод; 15 – турбина (объект регулирования)

где A – приведенная к муфте центробежная сила грузов;
 E – поддерживающая сила

где Z – ход муфты;
 h – ход рейки топливного насоса (координата выхода);
 ω – угловая скорость (координата входа).

В любом статическом режиме муфта уравновешена двумя усилиями $A = E$.

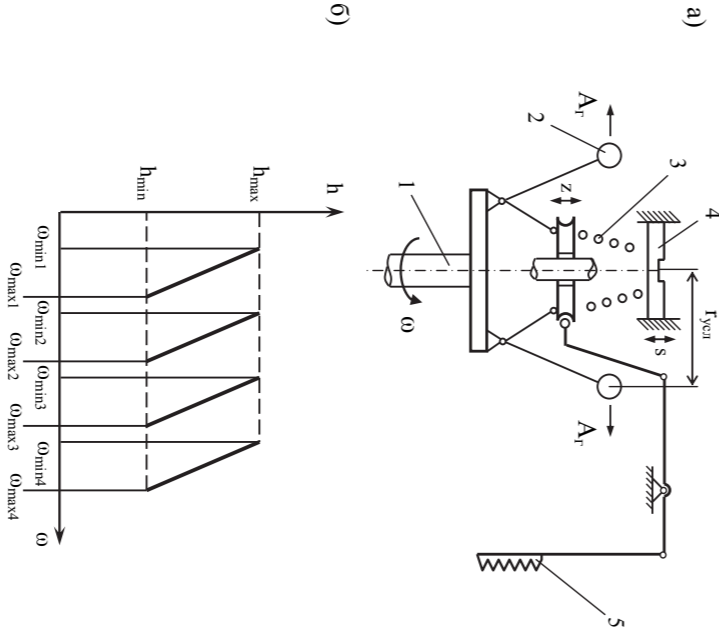
6.2.1.1. Статика центробежного регулятора прямого действия

Статическая характеристика регулятора представляется зависимостью

$$Z = f(\omega) \text{ и } h = f(\omega),$$

Рис. 6.6. Конструктивная схема (а) и статическая характеристика (б) всережимного регулятора.

- 1 – приводной вал; 2 – центробежные грузы; 3 – настрочная пружина;
 4 – верхняя подвижная опора; 5 – регулирующий орган



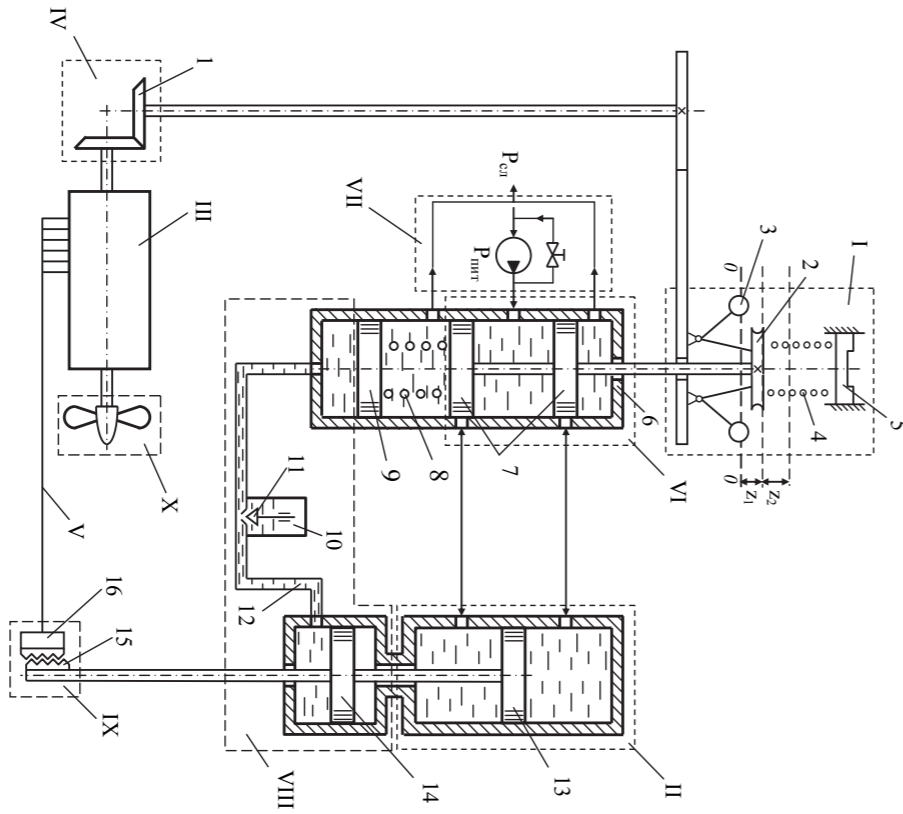
6.2.1. Регуляторы прямого действия

Рис. 6.14. Конструктивная схема САР скорости дизеля с гидромным регулятором непрямого действия

с гибкой силовой обратной отпильтельной связью.

I – центробежный датчик скорости регулятора; II – поршневой исполнительный механизм; III – объект регулирования скорости; IV – главная обратная отпильтельная связь; V – топливный трубопровод (ТТНС); VI – гидравлический золотниковый усилитель; VII – автономная масляная система регулятора; VIII – гибкая силовая МОС; IX – регулирующий орган; X – нагрузка на систему (винт).

1 – шестеренчатая передача от объекта к регулятору; 2 – муфта датчика; 3 – пружина центробежного измерителя скорости; 4 – настрочная пружина; 5 – верхняя подвижная опора пружины регулятора; 6 – втулка усилителя; 7 – золотник; 8 – пружина изодром; 9 – приемный поршень изодром; 10 – масляная ванна; 11 – клапан изодром; 12 – гидросвязь (местная обратная связь); 13 – поршень исполнительного механизма; 14 – датчик поршня изодром; 15 – рейка топливного насоса; 16 – топливный насос высокого давления



T_s – постоянная времени сервомеханизма, с;

T_I – постоянная времени изодром, с;

δ_R – временный статизм регулятора;

U_R – координата выхода регулятора;

x_R – координата входа регулятора.

6.2.2.3. Издромный регулятор непрямого действия с гибкой силовой МОС

Конструктивная схема САР скорости дизеля с издромным регулятором непрямого действия с гибкой силовой местной обратной отпильтельной связью представлена на рис. 6.14.

Описание работы САР. В равновесном режиме работы количество топлива, поступающего в дизель, определяет его крутящий момент $M_{кр1}$, который равен моменту сопротивления винта $M_{сопр1}$, а частота вращения вала дизеля равна заданной. Окна усилителя перекрыты, поршень исполнительного механизма неподвижен, муфта датчика скорости находится от нулевого уровня на расстоянии z_1 .

Пусть нагрузка на систему изменилась до величины $M_{сопр2} < M_{сопр1}$. Обороты двигателя возрастает и грузы датчика скорости расходятся под действием центробежных сил. Муфта датчика идет вверх, увлекая за собой жестко связанный с ней золотник усилителя. Верхняя полость исполнительного механизма соединяется с напорной магистралью, а нижняя – со всасывающей. Поршень исполнительного механизма под действием перепада давлений идет вниз, перемещая рейку топливного насоса на уменьшение подачи топлива. Одновременно с поршнем исполнительного механизма вниз идет дающий поршень создаетеся разрежение и приемный поршень результе этого в гидросвязи создается разрежение и приемный поршень изодром идет вниз. Через пружину изодром движение вниз передается золотнику с муфтой датчика скорости. Золотник ведет за собой муфту до тех пор, пока окна усилителя не перекроются. Первый этап работы регулятора завершен.

Выходное сечение иглочатого клапана изодрома определяется при настройке регулятора, после чего клапан пломбируется.

Вследствие разрежения в гидросвязи масло из масляной ванны постепенно проникает в гидросвязь и разрежение снимается, что вызывает уменьшение сил, действующих на приемный поршень изодром. Как следствие, усилие пружины изодром постепенно ослабевает, окна усилителя чуть-чуть приоткрываются и идет подрегулировка подачи топлива в двига-

Поддерживающая сила в общем случае

$$E = F_{пр} + G = \sigma z + G,$$

где $F_{пр}$ – сила сжатия пружины;

G – вес частей, связанных с муфтой;

σ – жесткость пружины.

Разбивая грузы на элементарные массы m_i , примем величину

$$A = \sum (m_i) r_{усл} \omega^2,$$

где $r_{усл}$ – условный радиус отстояния грузов от оси вращения.

Сопоставление последних зависимостей позволяет получить статическую характеристику $z = f(\omega)$ конкретного регулятора.

6.2.1.2. Динамика центробежного регулятора прямого действия

Динамика регулятора описывается дифференциальным уравнением вида

$$T_I^2 \frac{d^2 y_R}{dt^2} + T_K \frac{dy_R}{dt} + \delta_R y_R = x_R, \quad (*)$$

где $T_I = \sqrt{\frac{m_i z_N}{2E_N}}$ – время измерителя, с;

$T_K = \frac{k_t z_N}{2E_N}$ – время вязкого трения, с.

$\delta_R = \frac{\omega_x - \omega_n}{1/2 \cdot (\omega_x + \omega_n)} \frac{1}{K_R}$ – статизм регулятора в исследуемой точке;

ω_x – угловая скорость регулятора, соответствующая режиму работы двигателя на холостом ходу;

ω_n – угловая скорость, соответствующая полной нагрузке.

В символической форме записи уравнение (*) будет иметь вид

$$(T_I^2 p^2 + T_K p + \delta_R) y_R = x_R.$$

Судя по дифференциальному уравнению (*), центробежный регулятор прямого действия представляет собой динамическое звено второго порядка. Регулятор окажется при этом аperiодическим звеном второго порядка, если

$$T_K^2 - T_I^2 > 0.$$

В противном случае регулятор будет представлять собой колебательное звено.

где $\omega_{пер}$ – максимальная действительная скорость вращения турбины в переходном режиме.
 Усилие пружины катаракта
 $F_k = \sigma_k i$,

где σ_k – жесткость пружины катаракта;

где $\omega_{пер}$ – максимальная действительная скорость вращения турбины в переходном режиме.
 Усилие пружины катаракта
 $F_{пр,пер} = \sigma z_2$.

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения

$$A_{цб,пер} = \frac{I\omega_{пер}^2}{2},$$

где $\omega_{пер}$ – максимальная действительная скорость вращения турбины в переходном режиме.

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения

$$A_{цб,пер} = \frac{I\omega_{пер}^2}{2},$$

откуда

$$F_{пр2} = \sigma z_2 = A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

где $\omega_{2д} > \omega_{1д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня при нагрузке $M_{сопр2}$;

$\omega_{2д}$ – действительная скорость вращения турбины при нагрузке $M_{сопр2}$.

В равновесном режиме

$$F_{пр2} = \sigma z_2,$$

где $\omega_{1д} > \omega_{2д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня при нагрузке $M_{сопр1}$;

$\omega_{1д}$ – действительная скорость вращения турбины при нагрузке $M_{сопр1}$.

$$\omega_{1д} = \sqrt{\frac{2\sigma}{I} z_1}.$$

откуда

$$F_{пр1} = \sigma z_1 = A_{цб1} = \frac{I\omega_{1д}^2}{2},$$

где I – момент инерции вращения грузов;

$\omega_{1д}$ – действительная скорость вращения турбины при нагрузке $M_{сопр1}$.

$$A_{цб1} = \frac{I\omega_{1д}^2}{2},$$

В равновесном режиме

$$F_{пр1} = \sigma z_1,$$

где $\omega_{2д} > \omega_{1д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня, за который принимается положение муфты при неработающей пружине.

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения:

$$A_{цб1} = \frac{I\omega_{1д}^2}{2},$$

В равновесном режиме

$$F_{пр1} = \sigma z_1 = A_{цб1} = \frac{I\omega_{1д}^2}{2},$$

где $\omega_{1д} > \omega_{2д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня, за который принимается положение муфты при неработающей пружине.

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения:

$$A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

В равновесном режиме

$$F_{пр2} = \sigma z_2 = A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

где $\omega_{2д} > \omega_{1д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня, за который принимается положение муфты при неработающей пружине.

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения:

$$A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

В равновесном режиме

$$F_{пр2} = \sigma z_2 = A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

где $\omega_{1д} > \omega_{2д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня, за который принимается положение муфты при неработающей пружине.

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения:

$$A_{цб1} = \frac{I\omega_{1д}^2}{2},$$

В равновесном режиме

$$F_{пр1} = \sigma z_1 = A_{цб1} = \frac{I\omega_{1д}^2}{2},$$

где $\omega_{2д} > \omega_{1д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня, за который принимается положение муфты при неработающей пружине.

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения:

$$A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

В равновесном режиме

$$F_{пр2} = \sigma z_2 = A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

где $\omega_{1д} > \omega_{2д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня, за который принимается положение муфты при неработающей пружине.

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения:

$$A_{цб1} = \frac{I\omega_{1д}^2}{2},$$

В равновесном режиме

$$F_{пр1} = \sigma z_1 = A_{цб1} = \frac{I\omega_{1д}^2}{2},$$

где $\omega_{2д} > \omega_{1д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня, за который принимается положение муфты при неработающей пружине.

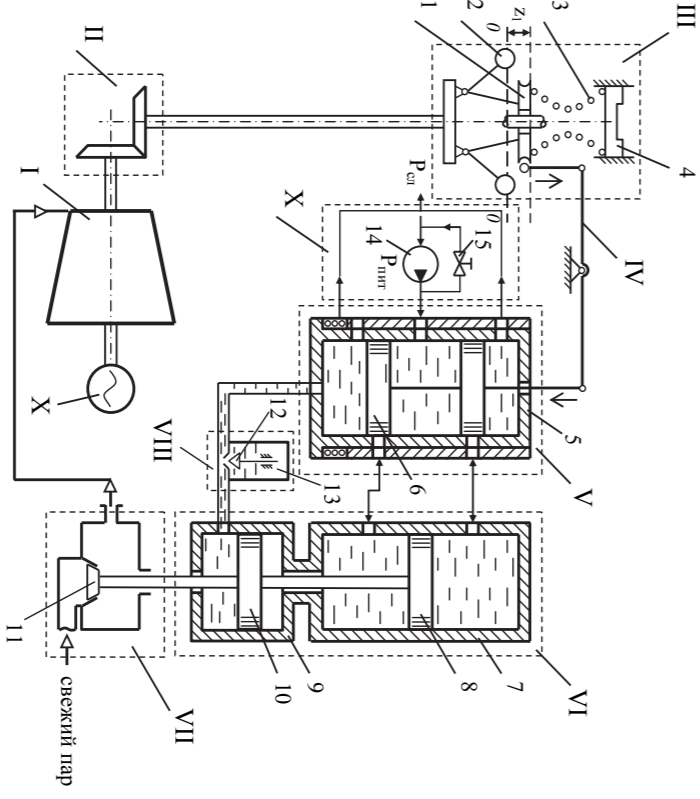
Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения:

$$A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

В равновесном режиме

$$F_{пр2} = \sigma z_2 = A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

Рис. 6.12. Конструктивная схема САР скорости вращения паровой турбины с изодромным регулятором непрямого действия с гибкой кинематической местной обратной отрицательной связью:
 I – паровая турбина (объект регулирования скорости вращения); II – зубчатая передача (ГООС); III – центробежный датчик скорости регулятора; IV – рычаг; V – гидромеханический золотниковый гидроусилитель; VI – двухполостной поршневой исполнительный механизм; VII – паровой регулирующей орган; VIII – местная обратная отрицательная гидравлическая связь; IX – паропровод к турбине; X – электрогенератор; XI – автономная масляная система.
 1 – муфта датчика; 2 – грузы центробежного датчика скорости; 3 – настроенная пружина датчика; 4 – верхняя подвижная опора пружины датчика; 5 – втулка золотниковой гидросилителя; 6 – золотник гидросилителя; 7 – цилиндр исполнительного механизма; 8 – поршень исполнительного механизма; 9 – цилиндр дающего поршня изодрома; 10 – дающий поршень изодрома; 11 – регулирующий орган; 12 – игольчатый клапан изодрома; 13 – масляная ванна изодрома; 14 – масляный насос; 15 – предохранительный клапан



Конструктивная схема САР скорости турбины с изодромным регулятором непрямого действия с гибкой кинематической местной обратной отрицательной связью представлена на рис. 6.12.

6.2.2.2. Издромный регулятор непрямого действия с гибкой кинематической МООС

мы регулятора, может наступить только лишь при вновь закрытых окнах золотникового гидроусилителя, что требует возвращения точки В в положение В. Однако точка А, В, А' и А'' не возвращается в положение В. При отстоянии муфты датчика от нулевого уровня на расстоянии z_2 , действующие на муфту датчика регулятора в двух режимах работы системы (рис. 6.9 б):
 а) равновесный режим при $M_{кр1} = M_{сопр1}$ (рис. 6.9 б);
 б) равновесный режим при $M_{кр2} = M_{сопр2}$ (рис. 6.9 б).

а) равновесный режим при $M_{кр1} = M_{сопр1}$ (рис. 6.9 б);
 б) равновесный режим при $M_{кр2} = M_{сопр2}$ (рис. 6.9 б).

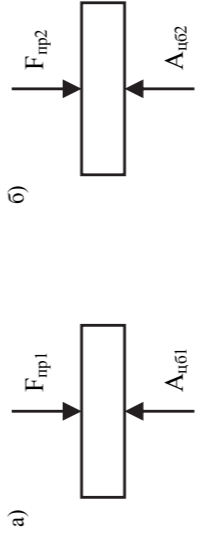


Рис. 6.11. Силы, действующие на муфту в двух режимах хваста

Аналогично п. 6.2.1.3 запишем.

Равновесный режим при $M_{кр1} = M_{сопр1}$

$$F_{пр1} = A_{цб1}; \sigma z_1 = \frac{I\omega_{1д}^2}{2}; \omega_{1д} = \sqrt{\frac{2\sigma}{I} z_1}.$$

Равновесный режим при $M_{кр1} = M_{сопр1}$

$$F_{пр2} = A_{цб2}; \sigma z_2 = \frac{I\omega_{2д}^2}{2}; \omega_{2д} = \sqrt{\frac{2\sigma}{I} z_2}.$$

Вывод. Поскольку $\omega_{2д} > \omega_{1д}$, то $\omega_{2д} > \omega_{1д}$. Следовательно, данный регулятор обеспечивает поддержание заданной скорости с определенной статической ошибкой $\delta_{стат} = \omega_{2д} - \omega_{1д}$.

Динамика статического РНД с жесткой кинематической МООС описывается дифференциальным уравнением [8]:

$$[T_r^2 T_s^3 + (T_k T_s + T_r^2) p^2 + (\delta_R T_s + T_k) p + \delta_R] U_R = X_R,$$

где T_r – постоянная времени датчика регулятора, с;

T_k – постоянная времени вязкого трения, датчика регулятора с;

δ_R – статизм регулятора;

X_R – статизм регулятора;

U_R – координата выхода регулятора;

X_R – координата входа регулятора.

где $\omega_{пер}$ – максимальная действительная скорость вращения турбины в переходном режиме.

Усилие пружины катаракта

$$F_k = \sigma_k i,$$

где σ_k – жесткость пружины катаракта;

где $\omega_{пер}$ – максимальная действительная скорость вращения турбины в переходном режиме.

Усилие пружины катаракта

$$F_{пр,пер} = \sigma z_2.$$

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения

$$A_{цб,пер} = \frac{I\omega_{пер}^2}{2},$$

где $\omega_{пер}$ – максимальная действительная скорость вращения турбины в переходном режиме.

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения

$$A_{цб,пер} = \frac{I\omega_{пер}^2}{2},$$

откуда

$$F_{пр2} = \sigma z_2 = A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

где $\omega_{2д} > \omega_{1д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня при нагрузке $M_{сопр2}$;

$\omega_{2д}$ – действительная скорость вращения турбины при нагрузке $M_{сопр2}$.

В равновесном режиме

$$F_{пр2} = \sigma z_2,$$

где $\omega_{1д} > \omega_{2д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня при нагрузке $M_{сопр1}$;

$\omega_{1д}$ – действительная скорость вращения турбины при нагрузке $M_{сопр1}$.

$$\omega_{1д} = \sqrt{\frac{2\sigma}{I} z_1}.$$

откуда

$$F_{пр1} = \sigma z_1 = A_{цб1} = \frac{I\omega_{1д}^2}{2},$$

где I – момент инерции вращения грузов;

$\omega_{1д}$ – действительная скорость вращения турбины при нагрузке $M_{сопр1}$.

$$A_{цб1} = \frac{I\omega_{1д}^2}{2},$$

В равновесном режиме

$$F_{пр1} = \sigma z_1,$$

где $\omega_{2д} > \omega_{1д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня, за который принимается положение муфты при неработающей пружине.

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения:

$$A_{цб1} = \frac{I\omega_{1д}^2}{2},$$

В равновесном режиме

$$F_{пр1} = \sigma z_1 = A_{цб1} = \frac{I\omega_{1д}^2}{2},$$

где $\omega_{1д} > \omega_{2д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня, за который принимается положение муфты при неработающей пружине.

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения:

$$A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

В равновесном режиме

$$F_{пр2} = \sigma z_2 = A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

где $\omega_{2д} > \omega_{1д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня, за который принимается положение муфты при неработающей пружине.

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения:

$$A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

В равновесном режиме

$$F_{пр2} = \sigma z_2 = A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

где $\omega_{1д} > \omega_{2д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня, за который принимается положение муфты при неработающей пружине.

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения:

$$A_{цб1} = \frac{I\omega_{1д}^2}{2},$$

В равновесном режиме

$$F_{пр1} = \sigma z_1 = A_{цб1} = \frac{I\omega_{1д}^2}{2},$$

где $\omega_{2д} > \omega_{1д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня, за который принимается положение муфты при неработающей пружине.

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения:

$$A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

В равновесном режиме

$$F_{пр2} = \sigma z_2 = A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

где $\omega_{1д} > \omega_{2д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня, за который принимается положение муфты при неработающей пружине.

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения:

$$A_{цб1} = \frac{I\omega_{1д}^2}{2},$$

В равновесном режиме

$$F_{пр1} = \sigma z_1 = A_{цб1} = \frac{I\omega_{1д}^2}{2},$$

где $\omega_{2д} > \omega_{1д}$ – отстояние муфты датчика от нулевого уровня, за который принимается положение муфты при неработающей пружине.

Центробежная сила грузов, приведенная к оси вращения:

$$A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

В равновесном режиме

$$F_{пр2} = \sigma z_2 = A_{цб2} = \frac{I\omega_{2д}^2}{2},$$

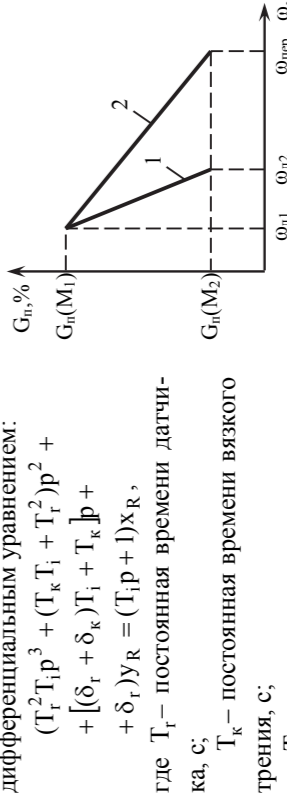


Рис. 6.9. Статические характеристики регулятора прямого действия с катарактом описывается дифференциальным уравнением:
 $(T_r^2 T_s^3 + (T_k T_s + T_r^2) p^2 + (\delta_R T_s + T_k) p + \delta_R) U_R = (T_r p + 1) X_R,$
 где T_r – постоянная времени датчика, с;
 T_k – постоянная времени вязкого трения, с;
 δ_R – статизм катаракта;
 U_R – статизм датчика регулятора;
 X_R – статизм датчика регулятора без катаракта (1) и с катарактом (2)

Отсюда ясно, насколько важно правильное согласование регуляторных характеристик параллельно работающих дизелей. Необходимо замечать

каким образом, от того, насколько смещены одна относительно другой регуляторные характеристики, зависит распределение общей нагрузки между параллельно связанными двигателями. Как легко проследить по рис. 6.24, могут быть такие нагрузочные режимы, когда двигатель II (назовем его условно «отстающим»), имея в виду его настройку) будет вообще ненагружен: вся мощность будет забираться только от «опережающего» двигателя I при оборотах $n_{хх1}$, а при дальнейшем снижении общей нагрузки «отстающий» двигатель, если он не будет разобщен с трансмиссией, начнет приводиться во вращение (получать ускорение) от «опережающего» двигателя. С другой стороны, если общая нагрузка будет непрерывно возрастать, то при числе оборотов n_2 она может вызвать перегрузку опережающего двигателя (M_I), хотя у отстающего двигателя еще останется некоторый резерв мощности ($M_{II N} - M_{II}^*$).

Таким образом, от того, насколько смещены одна относительно другой регуляторные характеристики, зависит распределение общей нагрузки между параллельно связанными двигателями. Как легко проследить по рис. 6.24, могут быть такие нагрузочные режимы, когда двигатель II (назовем его условно «отстающим»), имея в виду его настройку) будет вообще ненагружен: вся мощность будет забираться только от «опережающего» двигателя I при оборотах $n_{хх1}$, а при дальнейшем снижении общей нагрузки «отстающий» двигатель, если он не будет разобщен с трансмиссией, начнет приводиться во вращение (получать ускорение) от «опережающего» двигателя. С другой стороны, если общая нагрузка будет непрерывно возрастать, то при числе оборотов n_2 она может вызвать перегрузку опережающего двигателя (M_I), хотя у отстающего двигателя еще останется не-

Рис. 6.23. Схема управления двумя агрегатами, работающими на общую нагрузку

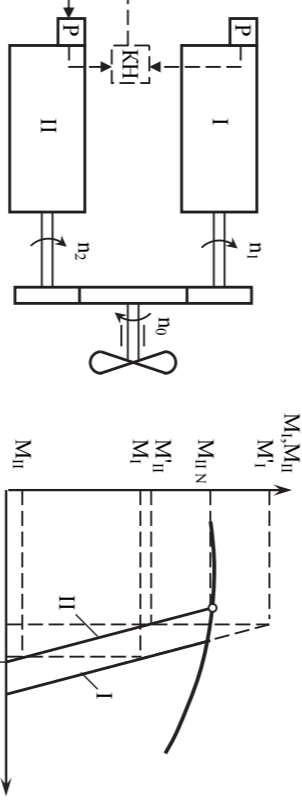


Рис. 6.24. Регуляторные характеристики работающих вместе дизелей

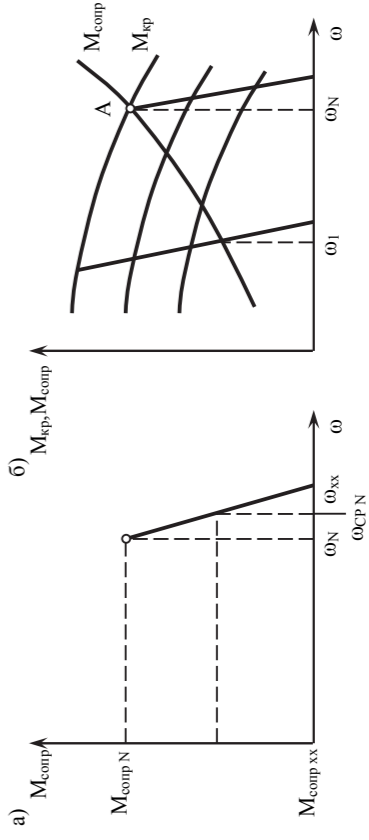
Как показано, регуляторные характеристики I и II двигателей имеют одинаковый наклон, но не накладываются одна на другую (в результате неодинаковой настройки). Если мы восстановим перпендикуляр из точки n_1 на оси абсцисс, то окажется, что при одинаковом числе оборотов двигателя I будет несколько более нагружен (M_I), чем двигатель II (M_{II}). Значение суммарного (общего) момента, который приложен к общему валу, будет $M_{01} = M_I + M_{II}$.

Таким образом, от того, насколько смещены одна относительно другой регуляторные характеристики, зависит распределение общей нагрузки между параллельно связанными двигателями. Как легко проследить по рис. 6.24, могут быть такие нагрузочные режимы, когда двигатель II (назовем его условно «отстающим»), имея в виду его настройку) будет вообще ненагружен: вся мощность будет забираться только от «опережающего» двигателя I при оборотах $n_{хх1}$, а при дальнейшем снижении общей нагрузки «отстающий» двигатель, если он не будет разобщен с трансмиссией, начнет приводиться во вращение (получать ускорение) от «опережающего» двигателя. С другой стороны, если общая нагрузка будет непрерывно возрастать, то при числе оборотов n_2 она может вызвать перегрузку опережающего двигателя (M_I), хотя у отстающего двигателя еще останется не-

который резерв мощности ($M_{II N} - M_{II}^*$).

Отсюда ясно, насколько важно правильное согласование регуляторных характеристик параллельно работающих дизелей. Необходимо замечать

Рис. 6.19. Регуляторные характеристики дизеля: а – регуляторная характеристика; б – наложение регуляторной характеристики на сетку скоростных



жению. На рис. 6.19, а представлено такое «повернутое» изображение.

В отличие от принятого в теории автоматического регулирования способа графического изображения статической характеристики системы в энергостроении для более удобного наложения этой характеристики на сетку скоростных характеристик объекта часто прибегают к повороту ее изображения. На рис. 6.19, а представлено такое «повернутое» изображение.

Представленная зависимость справедлива при линейных статических характеристиках всех звеньев системы, а поэтому является идеальной линейной характеристикой.

Представленная зависимость справедлива при линейных статических характеристиках всех звеньев системы, а поэтому является идеальной линейной характеристикой.

где K – статический передаточный коэффициент разомкнутой системы, равный $K = K_R K_{0x}$;

$$n = n_{xx} - \frac{1}{1+K} K_n M_c = n_{xx} - K_{zc} M_c \text{ при } Y_{zd} = \text{const},$$

Выражение для статической характеристики системы регулирования скорости, состоящей из объекта, обладающего самовыравниванием, и статического регулятора, может быть представлено зависимостью

Рис. 6.19. Регуляторные характеристики дизеля: а – регуляторная характеристика; б – наложение регуляторной характеристики на сетку скоростных

6.3. Статические и динамические свойства систем регулирования скорости вращения тепловых двигателей

6.3.1. Статика системы регулирования автономного агрегата

теристики будем рассматривать как линейные и линейные зоны нечувствительности.

Чтобы принцип параллельной работы широко применяется при использовании дизель-генераторов переменного тока. На судовых и стационарных электростанциях к общим шинам, разлаошим электроэнергию, подключаются обычно два, три и более дизель-генераторов. При этом могут использоваться как однотипные, так и различающиеся дизель-генераторы, в частности, по агрегатной мощности. Имеется ряд энергетических установок, где дизель-генераторы работают параллельно с турбогенераторами.

Из рассмотренного выше примера следует, что для равномерного распределения нагрузки регуляторные характеристики параллельно работающих дизель-агрегатов должны быть совмещены – наложены одна на другую, в этом и состоит их правильное согласование. Однако, как показывает практика, такое совмещение далеко не всегда возможно по следующим причинам:

- 1) статические характеристики реальных систем в большинстве случаев нелинейны;
- 2) ряд систем имеет зону нечувствительности;
- 3) в силу производственных причин жесткости пружин регуляторов (даже однотипных) различаются и, если отсутствует соответствующий настроечный орган, регуляторные характеристики оказываются по разному наклонными.

Таким образом, необходимо при настройке учесть неизбежную неравномерность распределения нагрузок и свести эту неравномерность к допустимому значению, а при проектировании предусмотреть необходимые настроечные приспособления. Допустимое значение неравномерности распределения нагрузки может быть установлено из условия допустимой перегрузки двигателя. Известно, что по существующим нормам дизель не должен быть перегружен более чем на 10% от номинала при условии правильного регулирования работы не более часа. Поэтому можно сформулировать правило: регуляторные характеристики параллельно работающих дизелей должны быть согласованы таким образом, чтобы нагрузка между агрегатами распределялась по возможности равномерно, и во всяком случае доля нагрузки каждого агрегата должна отличаться от той, которая получается при делении общей нагрузки станции на число работающих агрегатов (имеется в виду станция, состоящая из агрегатов равной мощности), не более чем на 10% в ту или иную сторону.

Качество САР определяется допустимыми величинами таких параметров, как динамический заброс, длительность переходного процесса, статическая ошибка и неустойчивость.

Для оценки качества необходимо решить уравнение вынужденного движения системы и получить график переходного процесса при заданных возмущениях. Эту задачу целесообразно решать с использованием вычислительной системы MATLAB.

$$\delta_R > 2.6 \cdot 3 \sqrt{\frac{T_2^2}{T_a^2}}$$

7. ЭЛЕМЕНТЫ ПАКЕТА ПРИКЛАДНЫХ ПРОГРАММ «CONTROL SYSTEM TOOLBOX» СИСТЕМЫ MATLAB

7.1. Система Matlab – общее описание. Пакет прикладных программ «Control System Toolbox»

Система Matlab создана фирмой MathWore Inc (США, г. Нейтик, штат Массачусетс). Первые систему начали использовать в конце 70-х гг. XX в., широкое применение наступило в конце 80-х гг. с появлением версии 4.0.

Эта же фирма предложила специальную некоммерческую версию системы Matlab для студентов.

Система Matlab (сокращение от MATrix LABorators – МАТричная Лаборатория) является интерактивной системой для выполнения инженерных и научных расчетов, ориентированной на работу с массивами данных. Система использует математический сопроцессор и допускает возможность обращения к программам, написанным на языках FORTRAN, C++.

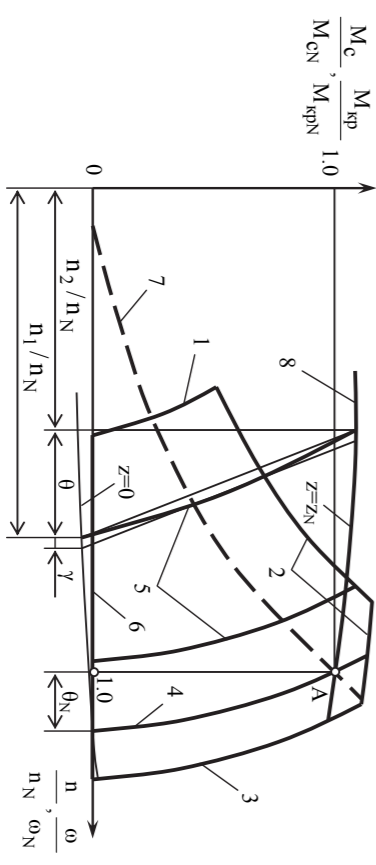
Система Matlab имеет собственный язык программирования, называемый Basic.

Matlab выгодно выделяется среди существующих ныне математических систем и пакетов таких, как MathCad, Mathematica и др.

Система Matlab работает совместно с редактором Word.

Система Matlab состоит из основного ядра и нескольких пакетов прикладных программ (ППП), число которых постоянно возрастает. Настоящее учебное издание освещает только ППП «Control System Toolbox» и только в пределах образовательных стандартов дисциплин «Математическое моделирование ТЭС», «Управление, сертификация, инноватика», «Автоматизированное управление ТЭС», «Автоматизированное управление СЭУ», «Проектирование, расчет и наладка автоматизирован-

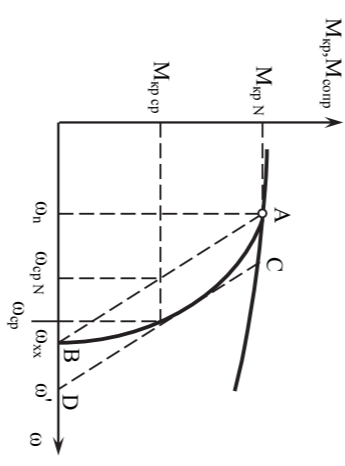
Рис. 6.21. Главнейшие статистические характеристики в системе всережимного регулирования:
 1 – минимальная регуляторная характеристика; 2 – ограничительная характеристика; 3 – максимальная регуляторная характеристика; 4 – номинальная регуляторная характеристика; 5 – промежуточные регуляторные характеристики; 6 – характеристика холостого хода; 7 – винтовая характеристика для M_c ; 8 – внешняя характеристика дизеля



При этом статистическая характеристика системы называется регуляторной характеристикой двигателя. На рис. 6.19, б справа показано наложение регуляторной характеристики на сетку скоростных характеристик двигателя.

Реальные статистические характеристики систем регулирования скорости не являются линейными, так как нелинейным является реальный объект и не строго линейными – регулятор и регулирующий орган. На рис. 6.20 представлен пример нелинейной регуляторной характеристики, которая заключена между двумя параллельными АВ и СD.

Рис. 6.20. К определению номинального значения угловой скорости



В современных регуляторах имеется специальный настроенный диапазон, с помощью которого можно изменять наклон φ .

Во всережимных регуляторах предусматривается возможность широкое изменения задания для перехода с одного скоростного режима на другой.

На рис. 6.21 приведен график, на котором указаны все важнейшие статистические характеристики системы с всережимным регулятором (график представлен в относительных координатах).

Отметим еще некоторые показатели, характеризующие статистические свойства САР. На рис. 6.22 показана регуляторная характеристика дизеля с учетом зоны нечувствительности.

Степенью нечувствительности системы регулирования будет в данном случае служить отношение

$$\varepsilon = \frac{\omega_1 - \omega_i}{\omega_N}$$

6.3.2. Статика параллельной работы агрегатов дизель-генератор

Если два или несколько агрегатов работают на общую нагрузку и со стороны этой нагрузки жестко связаны между собой, такую их работу называют параллельной.

Наглядным примером параллельной работы может служить работа дизель-регуляторного агрегата, состоящего из двух дизелей (I и II), передающих вращение общему гребному валу через зубчатый редуктор, упрощенная схема которого представлена на рис. 6.23.

Если общий вал вращается с числом оборотов n_0 , то каждый из двигателей при равенстве передаточных отношений шестерен должен вращаться с одинаковым числом оборотов

$$n_1 = n_2 = in_0,$$

где i – передаточное отношение.

Обеспечивается ли при этом и одинаковая нагрузка каждого дизеля? Чтобы ответить на этот вопрос, обратимся к регуляторным характеристикам работающих дизелей, нанеся их на общий график (рис. 6.24). Харак-

6.3.3. Динамика САР скорости тепловых двигателей

Упрощенная структурная схема САР скорости теплового двигателя представлена на рис. 6.25.

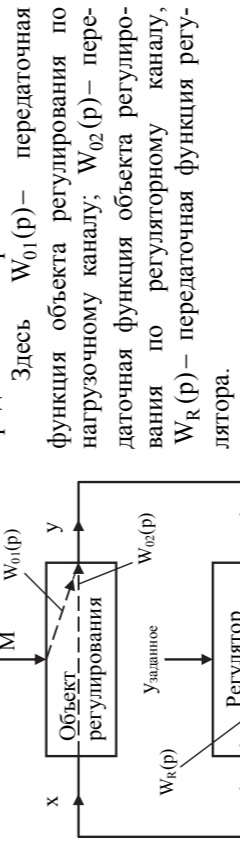


Рис. 6.25. Структурная схема САР скорости двигателя

Условия устойчивости линейных САР определяются анализом уравнения свободного движения системы.

Определим условия устойчивости САР скорости теплового двигателя для наиболее неблагоприятного сочетания типов объекта регулирования и регулятора, а именно САР, состоящей из объекта без самовыравнивания и регулятора прямого действия.

Передаточные функций элементов САР будут иметь вид:

$$W_{02}(p) = \frac{k_0}{T_a p} \quad \text{или при } k_0 = 1 \quad W_{02}(p) = \frac{1}{T_a p};$$

$$W_R(p) = \frac{1}{T_r^2 p^2 + T_k p + \delta_R},$$

откуда уравнение свободного движения системы

$$(T_a T_r p^3 + T_a T_k p^2 + T_a \delta_R p + 1)u = 0.$$

Располагая уравнением динамики свободного движения линейной САР, условия устойчивости системы можно определить, используя один из критериев устойчивости. Поскольку в данном случае имеем уравнение третьего порядка, то воспользуемся критерием устойчивости Вышнеградского.

По Вышнеградскому, система устойчива, если произведение параметров Вышнеградского X и Y больше единицы $X \cdot Y > 1$. Параметры Вышнеградского имеют вид:

$$X = \frac{T_k}{T_r} \sqrt[3]{\frac{T_a}{T_r}}; \quad Y = \delta_R \sqrt[3]{\frac{T_a}{T_r^2}}$$

$$\delta_R \frac{T_a T_k}{T_r^2} > 1 \quad \text{или} \quad \delta_R > \frac{T_r T_r^2}{T_a T_k}.$$

и, следовательно, условие устойчивости системы имеет вид:

Критерий устойчивости Вышнеградского применим только к системам, динамика которых описывается уравнениями третьего порядка. Динамика реальных САР, как правило, описывается уравнениями более высокого порядка. Убедимся, что использование критерия устойчивости без ограничения порядка уравнений динамики систем (например, критерий устойчивости Гурвица) приводит к тем же условиям устойчивости.

По Гурвицу, для устойчивости системы необходимо выполнение двух условий:

1) Все постоянные коэффициенты характеристического уравнения дифференциального уравнения свободного движения должны быть положительными

$$T_a T_r > 0, \quad T_a T_k > 0, \quad T_a \delta_R > 0.$$

Постоянные элементы САР всегда больше нуля. Таким образом, первое условие Гурвица для устойчивости систем регулирования требует положительности величины $\delta_R > 0$. Иными словами, для устойчивости САР в переходных режимах регулятор должен обладать постоянным или временным статизмом.

2) Все определители Гурвица должны быть положительными

$$\Delta_1 = T_a T_k > 0, \quad \Delta_2 = T_a^2 T_k \delta_R - T_a T_r^2 > 0$$

или, как и следовало ожидать, второе условие устойчивости САР, по Гурвицу, имеет вид:

$$\delta_R > \frac{T_r T_r^2}{T_a T_k}.$$

Согласно Гурвицу, для устойчивости САР регулятор должен не только обладать статизмом, но и величина статизма должна быть более величины $T_r^2 / (T_a T_k)$.

Если величины T_a и T_r приводятся в нормативной документации на соответствующие элементы САР, то величина T_k отсутствует, поскольку она может широко изменяться в процессе эксплуатации систем. В этой связи при наладке регуляторов САР, частности САР скорости тепловых двигателей, используют экспериментально-аналитическую зависимость

мой матрицей D.

Синтаксис:

sys = inv(sys)

Описание. Функция *inv(sys)* выполняет инверсию входа и вы-

хода системы так, что линейное соответствие вида $y = G(s)u$ преобразуется в соответствие вида $u = H(s)y$, где $H(s) = G(s)^{-1}$. Эта операция определена только для систем с одинаковым числом входов и выходов и обратной матрицей D.

7.2.9.5. Инверсия Iti-моделей

Сопутствующие функции: *MDDIIDE, MRDIIDE, INV*.

Функция *sys = mimes(sys1, sys2)* предназначена для умножения двух объектов, она переопределена для моделей подклассов **ss**, **tf**, **zpk** и соответствует последовательному соединению **Iti**-объектов.

Сопутствующие функции: *MDDIIDE, MRDIIDE, INV*.

Синтаксис:

*sys.Iti = sys1.Iti*sys2.Iti*

sys = mimes(sys1, sys2)

Описание. Оператор *sys.Iti = sys1.Iti*sys2.Iti* выполняет операцию умножения двух **Iti**-моделей, что равносильно их последовательному соединению.

Функция *sys = mimes(sys1, sys2)* предназначена для умножения двух объектов, она переопределена для моделей подклассов **ss**, **tf**, **zpk** и соответствует последовательному соединению **Iti**-объектов.

7.2.9.4. Умножение Iti-моделей

Сопутствующие функции: *PARALLEL, MINUS, PLUS*.

Функция *sys = plus(sys1, sys2)* предназначена для сложения двух объектов, она переопределена для моделей подклассов **ss**, **tf**, **zpk** и соответствует параллельному соединению **Iti**-объектов.

Синтаксис:

sys.Iti = sys1.Iti+sys2.Iti

sys = plus(sys1, sys2)

Описание. Оператор *sys.Iti = sys1.Iti+sys2.Iti* выполняет операцию сложения двух **Iti**-моделей, что равносильно их параллельному соединению.

Функция *sys = plus(sys1, sys2)* предназначена для сложения двух объектов, она переопределена для моделей подклассов **ss**, **tf**, **zpk** и соответствует параллельному соединению **Iti**-объектов.

7.2.9.3. Сложение и вычитание Iti-моделей

Синтаксис:

sys.Iti = sys1.Iti+sys2.Iti

sys = plus(sys1, sys2)

Описание. Оператор *sys.Iti = sys1.Iti+sys2.Iti* выполняет операцию сложения двух **Iti**-моделей, что равносильно их параллельному соединению.

Функция *sys = plus(sys1, sys2)* предназначена для сложения двух объектов, она переопределена для моделей подклассов **ss**, **tf**, **zpk** и соответствует параллельному соединению **Iti**-объектов.

Синтаксис:

*sys.Iti = sys1.Iti*sys2.Iti*

sys = mimes(sys1, sys2)

Описание. Оператор *sys.Iti = sys1.Iti*sys2.Iti* выполняет операцию умножения двух **Iti**-моделей, что равносильно их последовательному соединению.

Синтаксис:

sys.Iti = sys1.Iti+sys2.Iti

sys = plus(sys1, sys2)

Описание. Оператор *sys.Iti = sys1.Iti+sys2.Iti* выполняет операцию сложения двух **Iti**-моделей, что равносильно их параллельному соединению.

Синтаксис:

*sys.Iti = sys1.Iti*sys2.Iti*

sys = mimes(sys1, sys2)

Описание. Оператор *sys.Iti = sys1.Iti*sys2.Iti* выполняет операцию умножения двух **Iti**-моделей, что равносильно их последовательному соединению.

| Команда | Описание |
|------------|---|
| vertcat | Переопределить функцию [a;b] (вертикальная конкатенция Iti-моделей) |
| stranspose | Переопределить функцию a , переход к сопряженной Iti-модели (модели) |
| transpose | Переопределить функцию a: (переход к сопряженной Iti-модели (модели)) |
| inv | Переопределить функцию inv(a) (инверсия Iti-моделей) |
| mdivide | Переопределить функцию a/b (инверсия Iti-модели вида inv(a)*b) |
| mldivide | Переопределить функцию a\b (инверсия Iti-модели вида inv(b)*a) |

Продолжение табл. 7.6

Таблица 7.7

| Команда | Описание |
|----------|--|
| parallel | Параллельное соединение (сложение Iti-моделей) |
| series | Последовательное соединение (умножение Iti-моделей) |
| feedback | Соединение с обратной связью |
| append | Объединение Iti-моделей с добавлением входов и выходов |
| connect | Объединение ss-моделей с использованием матрицы соединений |
| stag | Объединение взаимосвязанных многомерных моделей |

7.2.9. Соединение Iti-моделей

7.2.9.1. Установка свойств

Синтаксис:

set(sys, 'Property', Value)

set(sys, 'Property1', Value1, 'Property2', Value2, ...)

set(sys, 'Property')

set(sys)

Описание. Функция *set(sys, 'Property', Value)* предназначена для того, чтобы объекту, описываемому дескриптором *sys*, присвоить свойство *'Property'* со значением *Value*. Строка *'Property'* может содержать либо полное имя свойства (например, *'UserData'*), либо сокращение, которое понимается однозначно и может быть набрано в произвольном регистре (например, *'user'*). Устанавливаемое свойство должно соответствовать

создает модель замкнутой системы третьего порядка с сокращающимися нулями и полюсом.

то оператор
 $cloop = inv(1 + g*h) * g$
zero/role/gain:
 $\frac{(s - 1)(s^2 + s + 1)}{s(s - 1)}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)(1, 1, 0)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

Transfer function:
 $H = \frac{(s - 1)}{s + 1}$

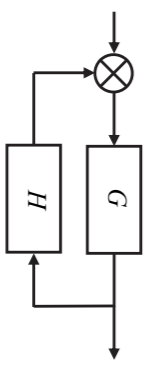


Рис. 7.4. Модель с обратными связями

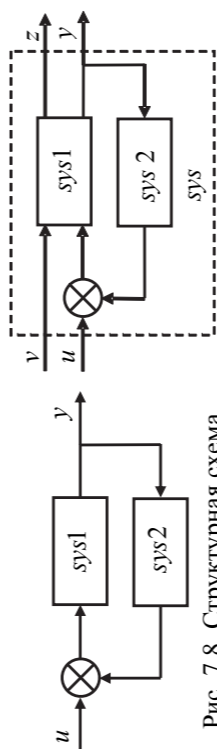


Рис. 7.8. Структурная схема соединения двух Iti-моделей обратной связью

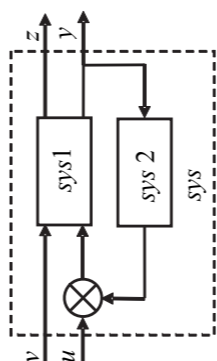


Рис. 7.9. Общая форма соединения двух Iti-моделей обратной связью

Чтобы замкнуть систему положительной обратной связью, следует использовать следующие обращения: *sys = feedback(sys1, sys2, +, +, I)*. Функция *feedback(sys1, sys2)* эквивалентна функции *feedback(sys1, sys2, -, I)*. Функция *sys = feedback(sys1, sys2, feedback, feedout)* позволяет реализовать более общую форму соединения с обратной связью, показанную в виде структурной схемы на рис. 7.9.

Вектор *feedin* содержит индексы входного вектора модели *sys1* и *sys2*, определяет, какие ее входы включаются в контур с обратной связью; вектор *feedout* определяет, какие выходы системы *sys1* используются для организации обратной связи. Результирующая **Iti**-модель имеет те же входы и выходы, что и система *sys1*.

Для более сложных контуров с обратной связью могут оказаться полезными функции **append** и **connect**.

Замечание. Можно применять матрицы статических коэффициентов усиления, например, *sys = feedback(sys1, 2)*. Однако по крайней мере один из двух аргументов *sys1* или *sys2* должен быть **Iti**-объектом. Для петли обратной связи с двумя маг-

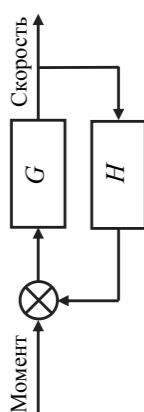


Рис. 7.10. Структурная схема объединения объекта управления G и регулятора H в контур с отрицательной обратной связью

Пример. Объединить объект управления *G* и регулятор *H* в контур с отрицательной обратной связью в соответствии со структурной схемой на рис. 7.10.

$G = \frac{1}{s + 1}$, $H = \frac{1}{s + 1}$, $I = 2$, *inprtimate*, *Момент*, *outprtimate*, *Скорость*
 $H = \frac{1}{s + 1}$, $I = 2$, *inprtimate*, *Момент*, *outprtimate*, *Скорость*
 $cloop = \text{feedback}(G, H)$

```

Output Name = { 'Момент' }
User Data = -2

Синтаксис:
sys = tf(num,den)
sys = tf(num,den,Ts)
sys = tf(M)
sys = tf(num,den,ltsys)
sys = tf(num,den,Property1,Value1,...,PropertyN,ValueN)
sys = tf(num,den,Ts,Property1,Value1,...,PropertyN,ValueN)

Описание. Функция sys = tf(num, den) создает tf-модель непрерывной системы с передаточной функцией num(s)/den(s). Функция sys = tf(num, den, ltsys) формирует tf-модель со свойствами, наследуемыми от Iti-модели ltsys.

Все вышеперечисленные форматы могут быть дополнены парами свойство/значение (Property/Value). Если вы забыли какие-либо свойства Iti-моделей, воспользуйтесь командой Itiprops, которая даст необходимый подсказку.

Пример 1. Сформировать tf-модель с одним входом и двумя выходами с матричной передаточной функцией:

$$\begin{bmatrix} -s/(s-1) \\ (s^2 - 5s + 6)/(s^2 + s) \end{bmatrix}$$

tf([-5;-1;-5 6], [1 -1]; [1 0] }
Transfer function from input to output
# 1:
      5
     s - 1
# 2:
    s^2 - 5s + 6
      s^2 + s

Пример 2. Сформировать непрерывную tf-модель с одним входом и двумя выходами, с именами для входа Tok, для выхода Момент и Угловая скорость и переменной p.
num = { [1 1]; 1 }
den = { [1 2 2]; [1 0] }
H = tf(num, den)
set(H, 'input', 'Ток')
set(H, 'output', { 'Момент', 'Угловая скорость' })
set(H, 'variable', 'p')

Следующий оператор позволяет установить все эти свойства
set(sys, 'id', 0.1, 'input', 'Момент', 'd', 0, 'user', 'degain (sys)')
Проверим установку, используя функцию get(sys):
a = 1
b = 2
c = 3
d = 0
e = []
State Name = { ' ' }
Ts = 0
Td = 0.1
Input Name = { 'Момент' }

```

```

Синтаксис:
sys = feedback(sys1, sys2)
sys = feedback(sys1, sys2, sign)
sys = feedback(sys1, sys2, feedin, feedout, sign)

Описание. Функция sys = feedback(sys1, sys2) возвращает Iti-модель с дескриптором sys, соответствующую соединению Iti-моделей sys1 и sys2 в контур с отрицательной обратной связью (рис. 7.8).
Замкнутая модель sys имеет вход u и выход y.

```

7.2.9.8. Соединение Iti-моделей обратимой связью

```

Сопутствующие функции: APPEND, PARALLEL, FEEDBACK.

```

```

input1 = [1 2]
input2 = [1 2]
sys = series(sys1, sys2, output2, input1)

```

Сопутствующие функции: **APPEND, PARALLEL, FEEDBACK.**

Пример. Рассмотрим две модели `sys1` и `sys2` с пятью входами и четырьмя выходами и **ss**-модель `sys2` с двумя входами и тремя выходами. Выполняя последовательное соединение этих моделей, когда выходы 2 и 4 модели `sys1` присоединяются к входам 1 и 2 модели `sys2`:

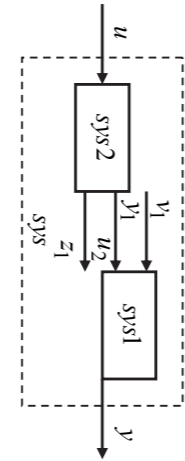


Рис. 7.7. Общая форма последовательного соединения двух **Iti**-моделей

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Пример. Рассмотрим две модели `sys1` и `sys2` с пятью входами и четырьмя выходами и **ss**-модель `sys2` с двумя входами и тремя выходами. Выполняя последовательное соединение этих моделей, когда выходы 2 и 4 модели `sys1` присоединяются к входам 1 и 2 модели `sys2`:

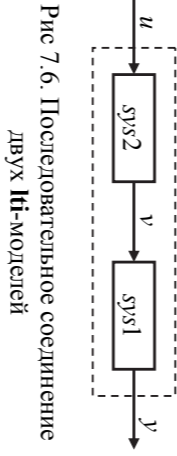


Рис. 7.6. Последовательное соединение двух **Iti**-моделей

Эта функция операции умножения **Iti**-моделей `sys = sys1 * sys2`. Функция `sys = series(sys1, sys2, output1, input1)` позволяет реализовать более общую форму последовательного соединения двух **Iti**-моделей, показанную в виде структурной схемы на рис. 7.7.

Векторы `output1` и `input1` указывают, какие номера выходов системы `sys1` и какие номера входов системы `sys2` должны быть подсоединены.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Пример. Рассмотрим две модели `sys1` и `sys2` с пятью входами и четырьмя выходами и **ss**-модель `sys2` с двумя входами и тремя выходами. Выполняя последовательное соединение этих моделей, когда выходы 2 и 4 модели `sys1` присоединяются к входам 1 и 2 модели `sys2`:

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Пример. Рассмотрим две модели `sys1` и `sys2` с пятью входами и четырьмя выходами и **ss**-модель `sys2` с двумя входами и тремя выходами. Выполняя последовательное соединение этих моделей, когда выходы 2 и 4 модели `sys1` присоединяются к входам 1 и 2 модели `sys2`:

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Пример. Рассмотрим две модели `sys1` и `sys2` с пятью входами и четырьмя выходами и **ss**-модель `sys2` с двумя входами и тремя выходами. Выполняя последовательное соединение этих моделей, когда выходы 2 и 4 модели `sys1` присоединяются к входам 1 и 2 модели `sys2`:

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Пример. Рассмотрим две модели `sys1` и `sys2` с пятью входами и четырьмя выходами и **ss**-модель `sys2` с двумя входами и тремя выходами. Выполняя последовательное соединение этих моделей, когда выходы 2 и 4 модели `sys1` присоединяются к входам 1 и 2 модели `sys2`:

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

Полученная модель `sys` имеет входом вектор `u` и выходом вектор `y`.

```

Output Name = { ' ' }
User Data = -2

```

7.2.9.2. Создание tf-моделей

Синтаксис:

```

sys = tf(num,den)
sys = tf(num,den,Ts)
sys = tf(M)
sys = tf(num,den,ltsys)
sys = tf(num,den,Property1,Value1,...,PropertyN,ValueN)
sys = tf(num,den,Ts,Property1,Value1,...,PropertyN,ValueN)

```

Описание. Функция `sys = tf(num, den)` создает **tf**-модель непрерывной системы с передаточной функцией `num(s)/den(s)`. Функция `sys = tf(num, den, ltsys)` формирует **tf**-модель со свойствами, наследуемыми от **Iti**-модели `ltsys`.

Все вышеперечисленные форматы могут быть дополнены парами свойство/значение (`Property/Value`). Если вы забыли какие-либо свойства **Iti**-моделей, воспользуйтесь командой **Itiprops**, которая даст необходимый подсказку.

Пример 1. Сформировать **tf**-модель с одним входом и двумя выходами с матричной передаточной функцией:

```


$$\begin{bmatrix} -s/(s-1) \\ (s^2 - 5s + 6)/(s^2 + s) \end{bmatrix}$$

tf([-5;-1;-5 6], [1 -1]; [1 0] }
Transfer function from input to output
# 1:
      5
     s - 1
# 2:
    s^2 - 5s + 6
      s^2 + s

```

Пример 2. Сформировать непрерывную **tf**-модель с одним входом и двумя выходами, с именами для входа `Tok`, для выхода `Момент` и `Угловая скорость` и переменной `p`.

```

num = { [1 1]; 1 }
den = { [1 2 2]; [1 0] }
H = tf(num, den)
set(H, 'input', 'Ток')
set(H, 'output', { 'Момент', 'Угловая скорость' })
set(H, 'variable', 'p')

```

Следующий оператор позволяет установить все эти свойства

```

set(sys, 'id', 0.1, 'input', 'Момент', 'd', 0, 'user', 'degain (sys)')
Проверим установку, используя функцию get(sys):
a = 1
b = 2
c = 3
d = 0
e = []
State Name = { ' ' }
Ts = 0
Td = 0.1
Input Name = { 'Момент' }

```

7.2.9.7. Последовательное соединение Iti-моделей

```

Сопутствующие функции: APPEND, SERIES, FEEDBACK.

```

Синтаксис:

```

sys = series(sys1, sys2)
sys = series(sys1, sys2, output1, input1)

```

Функция `sys = parallel(sys1, sys2, inp1, inp2, out1, out2)` позволяет реализовать более общую форму параллельного соединения двух **Iti**-моделей (рис. 7.5, б).

Результлирующая модель `sys` имеет входом вектор `[z1; u; z2]` и выходом вектор `[y1; y; z2]`.

Сопутствующие функции: **APPEND, SERIES, FEEDBACK.**

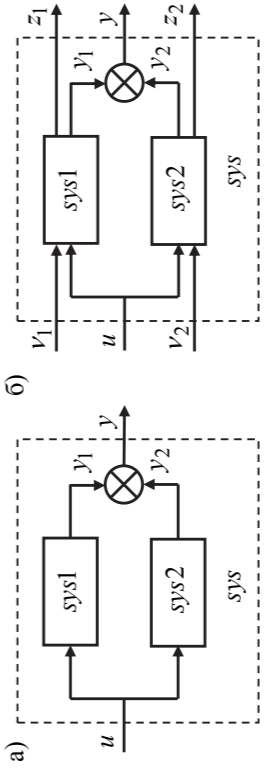


Рис. 7.5. Структурные схемы параллельного соединения двух **Iti**-моделей

Функция `sys = parallel(sys1, sys2, inp1, inp2, out1, out2)` реализует параллельное соединение двух **Iti**-моделей (рис. 7.5, а).

Описание. Функция `sys = parallel(sys1, sys2, inp1, inp2, out1, out2)`

Синтаксис:

```

sys = parallel(sys1, sys2, inp1, inp2, out1, out2)

```

7.2.9.6. Параллельное соединение Iti-моделей

Синтаксис:

```

loop/pole/gain:
      1
     s

```

star:

```

loop/pole/gain:
      1
     s

```

Чтобы избежать инцидентов, следует использовать функцию `feedback(g,h)` или `star`.

| Команда | Описание |
|-----------|---|
| role, eig | Вычислить полюсы Ii-модели |
| tzzero | Вычислить нули Ii-модели |
| damp | Вычислить собственную частоту и коэффициент демпфирования |
| degain | Вычислить коэффициент передачи Ii-модели |
| dsort | Отсортировать полюсы и нули дискретной Ii-модели в порядке убывания их модулей |
| esort | Отсортировать полюсы и нули непрерывной Ii-модели в порядке убывания их действительных частей |
| pzmap | Отобразить полюсы и нули Ii-модели на комплексную плоскость |
| sgrid | Нанести сетку постоянных линий коэффициента демпфирования и частоты на плоскость s |
| zgrid | Нанести сетку постоянных линий коэффициента демпфирования и частоты на плоскость z |

Функции для вычисления полюсов и нулей

Функции для вычисления полюсов и нулей представлены в табл. 7.9. Таблица 7.9

7.3.2.1. Полюсы и нули

Динамические характеристики Ii-моделей:

- полюсы и нули;
- коэффициент демпфирования;
- коэффициент передачи;
- частотные характеристики;
- максимальное значение модуля частотной характеристики;
- граничные управляемости и наблюдаемости.

7.3.2. Динамические параметры Ii-моделей

Функции определения характеристик Ii-объектов представлены в табл. 7.8. Таблица 7.8

| Команда | Описание |
|-----------|--|
| l | 2 |
| class | Определить принадлежность Ii-объекта подклассам ss, tf, zpk |
| isa | Истинно, если Ii-объект принадлежит к указанному подклассу |
| isct | Истинно, если тип Ii-модели непрерывный |
| isdT | Истинно, если тип Ii-модели дискретный |
| isempry | Истинно, если Ii-модель пуста |
| isrptoret | Истинно, если Ii-модель правильная |
| issiso | Истинно, если Ii-модель одномерная |
| size | Определить количество входов, выходов и переменных состояния |

Применение некоторых из этих функций покажем на примере Ii-объекта подкласса **tf** в форме передаточной функции:

```
H = tf([1 1 -1], [1 0.1] [1 2 10])
```

```
Transfer function from input 1 to output:
```

$$\frac{s + 0.1}{s - 1} \text{ Transfer function from input 2 to output:}$$

$$\frac{s^2 + 2s + 10}{s - 1}$$

Определим подкласс, тип, количество входов и выходов и состояний системы:

```
class(H)
```

```
ans = tf
```

```
isct(H)% является ли система непрерывной
```

```
ans = 1
```

```
size(H)
```

```
Transfer function with 2 input(s) and 1 output(s)
```

```
size(ss(H))
```

```
state-space model with 2 input(s), 1 output(s), and 3 state(s)
```

Модель в пространстве состояний: 2 входа, 1 выход, 3 состояния.

```
[num,den] = size(H) % num – число выходов, den – число входов
```

```
nu = 1
```

```
ni = 2
```

Вычислим и отсортируем полюсы и нули этой передаточной функции: *esort(pole(h))*

```
h = tf([4 8.4 30.8 60],[1 4.12 17.4 30.8 60])
```

```
Transfer function
```

$$\frac{4s^4 + 4.12s^3 + 17.4s^2 + 30.8s + 60}{4s^3 + 8.4s^2 + 30.8s + 60}$$

```
figure(1)nichols(H),ngrid
figure(2)bode(H)
```

```
Сопутствующие функции: LTVIEW, NYQUIST, SIGMA, FREQRESP, EVALFR.
```

```
num = [-4 48 -18 250 600]
```

```
den = [1 30 282 525 60]
```

```
H = tf(num,den)
```

```
figure(1)nichols(H),ngrid
```

```
figure(2)bode(H)
```

Сопутствующие функции: *LTVIEW*, *NYQUIST*, *SIGMA*, *FREQRESP*, *EVALFR*.

Сопутствующие функции: *LTVIEW*, *NYQUIST*, *SIGMA*, *FREQRESP*, *EVALFR*.

```
[mag,phase,W] = nichols(sys)
```

```
(... , < min_линии >
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```

```
nichols(sys1,sys2,...,sysN,W)
```


$$\begin{cases} \zeta = [A - LC - (B - LD)K]c + Lu \\ u = -K\zeta \end{cases}$$

Замена переменных вектора состояния x их оценками ζ приводит к закону управления вида $u = -K\zeta$. В результате получаем уравнения, описывающие динамику наблюдателя и закон управления:

Полносамы наблюдателя являются собственные значения матрицы А-ЛС, которые могут быть назначены произвольно путем выбора коэффициентов обратных связей по переменным вектора состояния наблюдателя ζ , то есть путем задания элементов матрицы L. Как правило, процессы в устройстве наблюдения должны протекать быстрее, чем процессы в управляемой системе, которые определяются собственными значениями матрицы А-ВК.

$$\dot{\zeta} = AK\zeta + Bu + L(y - C\zeta - Du).$$

Если все переменные состояния не могут быть измерены. Однако можно построить специализированное вычислительное устройство, которое будет формировать оценки ζ переменных вектора состояния x по известным векторам входов и измерений, причем такие, что закон управления $u = -K\zeta$ обеспечит требуемое расположение полюсов. Такое устройство называется наблюдателем системы или наблюдателем.

Это устройство описывается следующим дифференциальным уравнением:

Реализовать обратные связи по переменным состояниям невозможно, если все переменные состояния не могут быть измерены. Однако можно построить специализированное вычислительное устройство, которое будет формировать оценки ζ переменных вектора состояния x по известным векторам входов и измерений, причем такие, что закон управления $u = -K\zeta$ обеспечит требуемое расположение полюсов. Такое устройство называется наблюдателем системы или наблюдателем.

7.4.2.3. Синтез наблюдателя

Функция **acker** предназначена для расчета одномерных систем с наибольшим числом переменных состояний. Функция **place** может быть применена как для одномерных, так и для многомерных систем и использует робастный алгоритм, который гарантирует высокую точность вычислений.

| Команда | Описание |
|---------|---|
| acker | Заданное расположение полюсов одномерной системы |
| place | Заданное расположение полюсов многомерной системы |
| estim | Формирование наблюдателя |
| tegr | Формирование компенсатора |

Таблица 7.14
Команды и функции метода заданного расположения полюсов

Функция `[u,t] = gensig(<min>;tau,Tf,Ts)` позволяет, кроме того, установить продолжительность сигнала Tf и период дискретности Ts для генератора импульсов.
Пример. Сгенерировать тестовые сигналы с периодом $S[i,j]$, продолжительностью 30 с и периодом дискретности 0,1 с.
`[u,t] = gensig('sin',5,30,0.1)`
`subplot(3,1,1),plot(t,u)`
`[u,t] = gensig('square',5,30,0.1)`
`subplot(3,1,2),plot(t,u)`
`[u,t] = gensig('pulse',5,30,0.1)`
`subplot(3,1,3),plot(t,u)`

Сопутствующие функции: *LSIM, SQUARE, SAWTOOTH.*

7.4. Синтез контуров управления с обратной связью

Термин синтез контура управления определяет процедуру выбора параметров обратной связи при формировании замкнутого контура управления. ППП «Control System Toolbox» предлагает инструменты для поддержки следующего процедур синтеза:
 – анализа разомкнутого контура управления;
 – расчета коэффициентов обратных связей на основе методов корневого годографа, заданного расположением полюсов или аналитического конструирования регулятора;
 – моделирования замкнутого контура для оценки результатов анализа.

7.4.1. Метод корневого годографа

Метод предназначен для расчета и построения траекторий полюсов системы при изменении одного из параметров обратной связи. Обычно метод КГ используется для настройки коэффициента передачи разомкнутого контура, так чтобы полюсы замкнутого контура имели заданные значения. На рис. 7.13 показана типовая структурная схема замкнутого контура управления.
 Здесь $P(s)$, $Q(s)$ – передаточные функции объекта управления и измерительной подсистемы, а K – коэффициент передачи, значение которого должно быть определено. Полюсами замкнутой системы являются корни выражения:

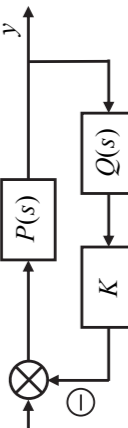


Рис. 7.13. Типовая структурная схема замкнутого контура управления

$$q(s) = 1 + kP(s)Q(s).$$

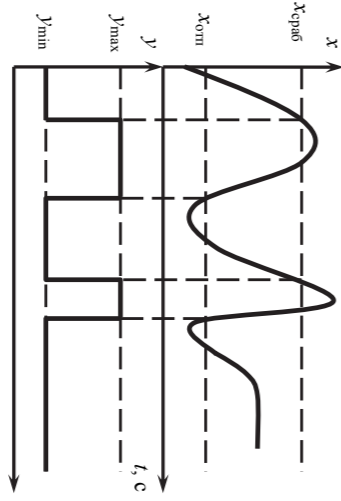
Достоинство ДЖС состоит в минимально необходимом наборе дискретных элементов и связей между ними и, как следствие, низкой стоимостью.

Достоинство ДЖС состоит в минимально необходимом наборе дискретных элементов и связей между ними и, как следствие, низкой стоимостью.

Достоинство ДЖС состоит в минимально необходимом наборе дискретных элементов и связей между ними и, как следствие, низкой стоимостью.

Достоинство ДЖС состоит в минимально необходимом наборе дискретных элементов и связей между ними и, как следствие, низкой стоимостью.

Рис. 8.2. Временная диаграмма срабатывания дискретного элемента



у скачкообразно принимает значение u_{min} . Поскольку дискретные системы состоят из нескольких или множества дискретных элементов и, следовательно, выходной сигнал из одного элемента является входным сигналом следующего элемента, то при рассмотрении дискретных систем используют только два значения входных и выходных сигналов – максимальное значение и минимальное значение. Для удобства пользования условилось приписать максимальному значению сигнала символ «1», а минимальному значению сигналов – символ «0». Подчеркнем, что речь идет не о численных значениях сигналов, а о логически противоположных символах. С равным успехом сигналы можно было бы назвать «да» – «нет», «включено» – «выключено» и так далее, лишь бы речь шла о противоположной логике.

Таблица 8.2

Основные тождества алгебры логики

| Тип тождества | Форма общей записи | Запись применительно к символам 1 и 0 |
|---------------------------|--|---------------------------------------|
| Элементарные высказывания | x \bar{x} $x + \bar{x} = 1$ $x \cdot \bar{x} = 0$ $x + x = x$ $x \cdot x = x$ $x + 0 = x$ $x \cdot 1 = x$ $x + 1 = 1$ $x \cdot 0 = 0$ $0 + x = x$ $1 \cdot x = x$ $1 + x = 1$ $0 \cdot x = 0$ $0 + 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 1 = 1$ $0 \cdot 1 = 0$ $1 \cdot 0 = 0$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ $1 + 0 = 1$ $0 + 1 = 1$ $1 \cdot 1 = 1$ $0 \cdot 0 = 0$ | |

дателя и динамического компенсатора, представленных в табл. 7.14.

ППП «Control System Toolbox» выполняет функции и команды для

7.4.2.2. Команды и функции метода

вычисления матриц K и L коэффициентов обратных связей, обеспечивающих заданное расположение полюсов замкнутой системы, а также наблюдателя и динамического компенсатора, представленных в табл. 7.14.

и полюсы замкнутой системы являются собственными значениями матрицы A-BK. Применяя алгоритмы, реализующие метод заданного расположения полюсов, можно вычислить матрицу коэффициентов обратных связей, которая обеспечит любое желаемое расположение этих полюсов на комплексной плоскости при условии, что система является управляемой.

При наличии обратной связи по переменным состояния $u = -Kx$ динамика замкнутого контура задается уравнением:

$$\dot{x} = (A - BK)x$$

7.4.2.1. Выбор коэффициентов обратных связей

Процедура синтеза регулятора для этой системы включает два этапа:
1) выбор коэффициентов обратных связей по переменным состояния;
2) синтез наблюдающего устройства для оценки переменных состояния.

где u – вектор входов и y – вектор измерений.

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases}$$

Такая процедура синтеза известна как метод заданного расположения полюсов замкнутого контура. Этот метод требует, чтобы была известна на ss-модель системы. Для непрерывных систем эта модель имеет вид:

– рассчитать значения коэффициентов обратных связей, при которых такое расположение полюсов достигается.

– исходя из требований к переходному процессу, выбрать расположение полюсов передаточной функции замкнутой системы на комплексной плоскости;

– исходя из требований к переходному процессу, выбрать расположение полюсов передаточной функции замкнутой системы на комплексной плоскости;

– исходя из требований к переходному процессу, выбрать расположение полюсов передаточной функции замкнутой системы на комплексной плоскости.

7.4.2. Метод заданного расположения полюсов системы

Метод КГ заключается в построении траекторий полюсов замкнутого контура на комплексной плоскости при изменении выбранного параметра k и выборе такого его значения, которому соответствуют требуемое расположение полюсов.
Для этого в состав ППП «Control System Toolbox» включены группы команд и функций, специально предназначенные для поддержки метода КГ.
Группа команд и функций **rlocus** предназначена для расчета и построения КГ для замкнутых контуров вида, показанного на рис. 7.13. При обращении к командам и функциям этой группы требуется один входной аргумент – имя **tf**-модели одномерной разомкнутой системы, заданной в любом из подклассов **ss**, **tf** или **zpk**.

Другая группа функций **rlsckfind** предназначена для указания требуемого расположения полюсов на КГ и определения соответствующего коэффициента перелачи.
Важное вспомогательное значение имеют также команды **sgnid** и **zgnid**, которые позволяют нанести на КГ специальные сетки координат, упрощающие выбор желаемого расположения полюсов.
Особое следует остановиться на специальном средстве для поддержки процедур проектирования на основе метода КГ. Речь идет о подсистеме Root Locus Design GUI, основанной на графическом интерфейсе пользователя при построении КГ. Вызов этой подсистемы выполняется командой **rltool**. Кроме построения КГ подсистема Root Locus Design GUI позволяет настраивать параметры корректирующего устройства (компенсатора), контролировать другие динамические характеристики замкнутой системы (передаточную функцию, логарифмические частотные характеристики, графики Найквиста и Никольса) путем вызова подсистемы просмотра LTI View, а также обращаться к подсистеме Simulink для моделирования динамики замкнутого контура.

В табл. 7.13 перечислены функции и команды для синтеза корректирующих устройств на основе метода КГ.

Таблица 7.13

| Функции и команды метода КГ | |
|-----------------------------|--|
| Команда | Описание |
| rlocus | Расчет и построение корневого годографа |
| rlsckfind | Интерактивный выбор коэффициентов перелачи |
| sgnid | Координатная сетка для корневого годографа непрерывной системы |
| zgnid | Координатная сетка для корневого годографа дискретной системы |
| rltool | Вызов подсистемы Root Locus Design GUI |

Первым, кто соединил булеву алгебру с техникой, был Клод Шеннон (1916-2001). В 1940 г. он защитил диссертацию «Символьный анализ цепей с реле и переключателями», в которой показал, что работу реле и переключателей в электрических схемах можно представить с помощью символьной логики Буля.

Первым, кто соединил булеву алгебру с техникой, был Клод Шеннон (1916-2001). В 1940 г. он защитил диссертацию «Символьный анализ цепей с реле и переключателями», в которой показал, что работу реле и переключателей в электрических схемах можно представить с помощью символьной логики Буля.

Рассмотрим определение логической функции для случая 3-местной функции $f(x_1, x_2, x_3)$. Пусть словесное описание функции имеет толкование: «Я поеду на рыбалку $f(x_1, x_2, x_3)$, если будет отпуск (x_1) или выходной день (x_2) и будет хорошая погода (x_3). Полное определение данной логической функции представлено в табл. 8.1.

В основе булевой алгебры отражена аналогия между понятиями «множество», «событие» и «высказывание».

В основе булевой алгебры лежит понятие о логической функции, которая так же, как и ее аргументы, может принимать значения только либо «1», либо «0». Логическая функция считается определенной, если известны ее значения при всех возможных сочетаниях аргументов (мест). Для n -местной функции число возможных сочетаний, а следовательно, значений функции, составляет 2^n .

8.2.1. Философия и алгебра логики Дж. Буля

8.2. Булева алгебра

Джордж Буль по праву считается отцом математической логики. В 1848 г. он опубликовал статью «Математический анализ логики или Опыт исчисления дедуктивных умозаключений», а в 1854 г. появился его главный труд «Исследование законов мышления, на которых основаны математические теории логики и вероятностей». Основным постулатом математизированной философии Буля является утверждение «Истинно то, что не ложно». В аксиомах булевой алгебры отражена аналогия между понятиями «множество», «событие» и «высказывание».

В основе булевой алгебры лежит понятие о логической функции, которая так же, как и ее аргументы, может принимать значения только либо «1», либо «0». Логическая функция считается определенной, если известны ее значения при всех возможных сочетаниях аргументов (мест). Для n -местной функции число возможных сочетаний, а следовательно, значений функции, составляет 2^n .

Достойнство ДГС состоит в возможности решения различных задач. Недостатком является избыточность элементов и связей между ними и, как следствие, большая стоимость и меньшая надежность сравнительно с ДЖС.

Достойнство ДГС состоит в возможности решения различных задач. Недостатком является избыточность элементов и связей между ними и, как следствие, большая стоимость и меньшая надежность сравнительно с ДЖС.

Достойнство ДГС состоит в возможности решения различных задач. Недостатком является избыточность элементов и связей между ними и, как следствие, большая стоимость и меньшая надежность сравнительно с ДЖС.

Таблица истинности логической функции

Таблица 8.1

| x_1 | x_2 | x_3 | $f(x_1, x_2, x_3)$ |
|-------|-------|-------|--------------------|
| 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 |

8.2.2. Основные операции и тождества булевой алгебры

8.2.2.1. Логическое отрицание (инверсия, дополнение)

В основе данной операции лежит главное утверждение Буля: «Истинно то, что не ложно». Математически это записывается так: если $x=1$, то $\bar{x}=0$ (не искс равен нулю).
В технике данная операция носит название «НЕ».

8.2.2.2. Логическое сложение (дизъюнкция)

Для функции двух переменных $f(x_1, x_2)$ операция записывается $f(x_1, x_2) = x_1 \vee x_2$ (допускается запись $x_1 + x_2$) и читается так: функция $f(x_1, x_2) = 1$, если $x_1=1$ или $x_2=1$ или $x_1=x_2=1$.

В технике данная операция носит название «ИЛИ».

8.2.2.3. Логическое умножение (конъюнкция)

Для функции двух переменных $f(x_1, x_2)$ операция записывается $f(x_1, x_2) = x_1 \wedge x_2 = x_1 \cdot x_2 = x_1 \times x_2$ и читается так: функция $f(x_1, x_2) = 1$, если $x_1=1$ и $x_2=1$.

В технике данная операция носит название «И».

Эти три операции образуют базу булевой алгебры. Расширением которой являются тождества алгебры логики Дж. Буля, представленные в табл. 8.2.

Рис. 7.17. Различные структуры замкнутых контуров

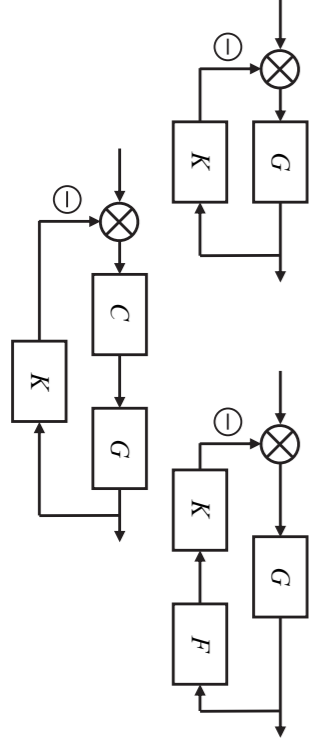


рис. 7.17.

Команда `rlocus(sys)` вызывает расчет и построение КГ замкнутой системы, если задана **tf**-модель разомкнутой одномерной системы `sys`. Она применима к любой из структур замкнутого контура, изображенных на рис. 7.17.

Команда `rlocus(sys)` вызывает расчет и построение КГ замкнутой системы, если задана **tf**-модель разомкнутой одномерной системы `sys`. Она применима к любой из структур замкнутого контура, изображенных на рис. 7.17.

Синтаксис:
`rlocus(sys)`
`rlocus(sys,k)`
`[r,k] = rlocus(sys)`
`r = rlocus(sys,k)`

7.4.4. Функции и команды
7.4.4.1. Метод корневого годографа

| Команда | Описание |
|--------------------|---|
| <code>care</code> | Решение непрерывного уравнения Риккати |
| <code>care</code> | Решение дискретного уравнения Риккати |
| <code>lvar</code> | Решение непрерывного уравнения Ляпунова |
| <code>dlvar</code> | Решение дискретного уравнения Ляпунова |

Функции и команды для решения матричных алгебраических уравнений
 Таблица 7.16

Заметим, что уравнения динамики замкнутого контура в новых переменных состояния $\{x, e\}$ имеют вид:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK & BK \\ 0 & A - LC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x \\ e \end{bmatrix}, e = x - 1.$$

Из этих уравнений следует, что можно независимо назначать полюсы наблюдателя и замкнутого контура управления, используя соответственно матрицы $A-BK$ и $A-LC$.

7.4.3. Синтез линейных квадратичных гауссовых регуляторов

В последнее время для проектирования динамических регуляторов широко применяется подход, основанный на построении линейного оптимального управления по квадратичному критерию качества с учетом гауссовых направляющих и возмущающих воздействий. Результатом такого проектирования является так называемый линейный квадратичный гауссовый регулятор (ЛКГ–регулятор). Подобно методу заданного расположения полюсов метод синтеза ЛКГ–регулятора применим только к **ss**-моделям объектов.

ЛКГ–регулятор предназначен для удержания выходов системы вблизи нулевого положения. При этом предполагается, что на объект управления воздействуют случайное возмущение W и управление u , а регулятор формирует управление на основе поступающих на его вход измерений $y_v = y + V$, возмущенных случайными помехами V . Объект управления и измерительная подсистема описываются уравнениями:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Gw \\ y = Cx + Du + Hw + v \end{cases}$$

а оба случайных процесса w и v являются «белыми» шумами (рис. 7.14).

ЛКГ–регулятор включает оптимальные обратные связи по оценкам переменных состояния и фильтр Калмана для построения этих оценок. Ниже показано, что эти два компонента оптимального запаса управления можно рассчитывать независимо.

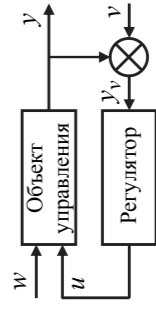


Рис. 7.14. Схема соединения ЛКГ–регулятора

а оба случайных процесса w и v являются «белыми» шумами (рис. 7.14).

ЛКГ–регулятор включает оптимальные обратные связи по оценкам переменных состояния и фильтр Калмана для построения этих оценок. Ниже показано, что эти два компонента оптимального запаса управления можно рассчитывать независимо.

Рис. 7.18. Корневой годограф

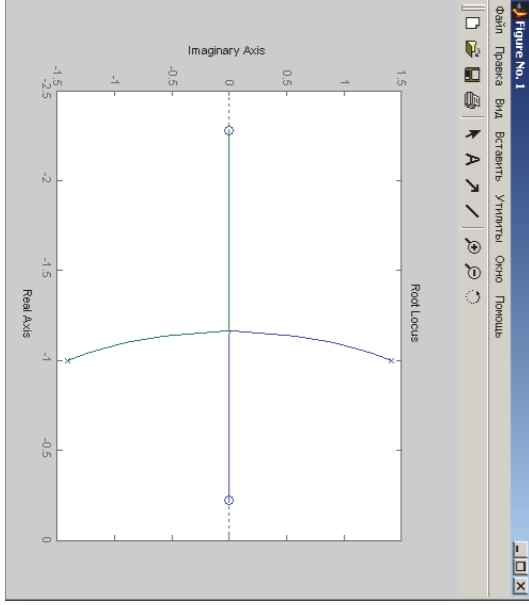


Рис. 7.18. Корневой годограф

Результат представлен на рис. 7.18.
 Соответствующие функции: `RLOCUS`, `PZMAP`, `ROLE`.

$$h = tf(2, 5, 1, 1, 2, 1) \\ rlocus(h)$$

$$h(s) = \frac{2s^2 + 5s + 1}{s^2 + 2s + 1}$$

Разомкнутой системы имеет вид:

Пример. Вычислить и построить КГ, если передаточная функция разомкнутой системы имеет вид:

$$h(s) = \frac{2s^2 + 5s + 1}{s^2 + 2s + 1}$$

то полюсами замкнутого контура являются корни уравнения:

$$d(s) + kp(s) = 0.$$

По команде `rlocus` автоматически формируется такой набор пологих значений коэффициента k , чтобы построить гладкий график КГ. Команда `rlocus(sys,k)` позволяет пользователю указать вектор k значений коэффициента передачи для построения КГ.

Функции `[r,k] = rlocus(sys,k)` и `r = rlocus(sys,k)` возвращают массив r полюсов замкнутого контура и вектор k соответствующих коэффициентов передачи в виде выходного или входного аргументов. Массив r имеет `length(k)` столбцов, и его j -й столбец содержит все полюсы замкнутой системы, соответствующие значению $k(j)$.

Пример. Вычислить и построить КГ, если передаточная функция разомкнутой системы имеет вид:

$$h(s) = \frac{p(s)}{d(s)},$$

$$d(s) + kp(s) = 0.$$

Если передаточная функция разомкнутой системы равна:

$$h(s) = \frac{p(s)}{d(s)},$$

то полюсами замкнутого контура являются корни уравнения:

$$d(s) + kp(s) = 0.$$

По команде `rlocus` автоматически формируется такой набор пологих значений коэффициента k , чтобы построить гладкий график КГ. Команда `rlocus(sys,k)` позволяет пользователю указать вектор k значений коэффициента передачи для построения КГ.

Функции `[r,k] = rlocus(sys,k)` и `r = rlocus(sys,k)` возвращают массив r полюсов замкнутого контура и вектор k соответствующих коэффициентов передачи в виде выходного или входного аргументов. Массив r имеет `length(k)` столбцов, и его j -й столбец содержит все полюсы замкнутой системы, соответствующие значению $k(j)$.

Пример. Вычислить и построить КГ, если передаточная функция разомкнутой системы имеет вид:

$$h(s) = \frac{p(s)}{d(s)},$$

$$d(s) + kp(s) = 0.$$

Если передаточная функция разомкнутой системы равна:

$$h(s) = \frac{p(s)}{d(s)},$$

то полюсами замкнутого контура являются корни уравнения:

$$d(s) + kp(s) = 0.$$

По команде `rlocus` автоматически формируется такой набор пологих значений коэффициента k , чтобы построить гладкий график КГ. Команда `rlocus(sys,k)` позволяет пользователю указать вектор k значений коэффициента передачи для построения КГ.

Функции `[r,k] = rlocus(sys,k)` и `r = rlocus(sys,k)` возвращают массив r полюсов замкнутого контура и вектор k соответствующих коэффициентов передачи в виде выходного или входного аргументов. Массив r имеет `length(k)` столбцов, и его j -й столбец содержит все полюсы замкнутой системы, соответствующие значению $k(j)$.

Пример. Вычислить и построить КГ, если передаточная функция разомкнутой системы имеет вид:

$$h(s) = \frac{p(s)}{d(s)},$$

$$d(s) + kp(s) = 0.$$

Если передаточная функция разомкнутой системы равна:

$$h(s) = \frac{p(s)}{d(s)},$$

то полюсами замкнутого контура являются корни уравнения:

$$d(s) + kp(s) = 0.$$

По команде `rlocus` автоматически формируется такой набор пологих значений коэффициента k , чтобы построить гладкий график КГ. Команда `rlocus(sys,k)` позволяет пользователю указать вектор k значений коэффициента передачи для построения КГ.

Функции `[r,k] = rlocus(sys,k)` и `r = rlocus(sys,k)` возвращают массив r полюсов замкнутого контура и вектор k соответствующих коэффициентов передачи в виде выходного или входного аргументов. Массив r имеет `length(k)` столбцов, и его j -й столбец содержит все полюсы замкнутой системы, соответствующие значению $k(j)$.

Пример. Вычислить и построить КГ, если передаточная функция разомкнутой системы имеет вид:

$$h(s) = \frac{p(s)}{d(s)},$$

$$d(s) + kp(s) = 0.$$

Если передаточная функция разомкнутой системы равна:

$$h(s) = \frac{p(s)}{d(s)},$$

то полюсами замкнутого контура являются корни уравнения:

$$d(s) + kp(s) = 0.$$

По команде `rlocus` автоматически формируется такой набор пологих значений коэффициента k , чтобы построить гладкий график КГ. Команда `rlocus(sys,k)` позволяет пользователю указать вектор k значений коэффициента передачи для построения КГ.

Функции `[r,k] = rlocus(sys,k)` и `r = rlocus(sys,k)` возвращают массив r полюсов замкнутого контура и вектор k соответствующих коэффициентов передачи в виде выходного или входного аргументов. Массив r имеет `length(k)` столбцов, и его j -й столбец содержит все полюсы замкнутой системы, соответствующие значению $k(j)$.

Матрица коэффициентов обратных связей фильтра Калмана L является решением матричного алгебраического уравнения Риккати, сам фильтр является оптимальным устройством оценивания вектора состояния при действии гауссовых «белых» шумов, а именно такой фильтр минимизирует установившееся значение корреляционной матрицы:

$$M\{ww^T\} = Q_n, M\{vv^T\} = R_n, M\{wv^T\} = N_n.$$

где u – вектор управления;

y_v – вектор измерений;

а корреляционные матрицы шумов равны соответственно:

$$\hat{x} = A\hat{x} + Bu + L(y_v - C\hat{x} - Du)$$

(рис. 7.15):

оценка вектора состояния \hat{x} рассчитывается с помощью фильтра, называемого фильтром Калмана и выходом



Рис. 7.15. Фильтр Калмана с входами и выходом

Так же, как и в задаче заданного расположения полюсов, невозможно сформировать ЛК–оптимальное управление, если не все переменные состояния доступны для измерения. Однако и в этом случае можно построить оценку вектора состояния \hat{x} такую, что управление $u = -K\hat{x}$ окажется оптимальным. Соответствующая оценка вектора состояния рассчитывается с помощью фильтра, называемого фильтром Калмана (рис. 7.15):

7.4.3.2. Фильтр Калмана

ЛК–оптимальный регулятор).

$$J(\omega) = \int_0^{\infty} \dot{x}^T Q \dot{x} + x^T N u + u^T R u dt.$$

В ЛКГ–регуляторе эффективность управления оценивается следующим квадратичным критерием качества:

7.4.3.1. Оптимальный закон управления

Для того чтобы сформировать ЛКГ–регулятор, следует объединить фильтр Калмана и ЛКГ–оптимальный регулятор так, как это показано на рис. 7.16.

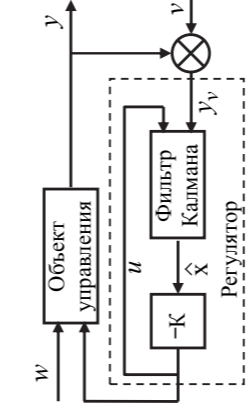


Рис. 7.16. Схема объединения ЛКГ–оптимального регулятора и фильтра Калмана

пространстве состояний имеют вид:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = [A - LC - (B - LD)K] \hat{x} + Ly; \\ u = -K\hat{x}. \end{cases}$$

7.4.3.3. Функции и команды для синтеза линейных квадратичных гауссовых регуляторов

ППП «Control System Toolbox» включает М–файлы для реализации всех указанных выше трех шагов синтеза ЛКГ–регуляторов. Перечень команд и функций, применяемых для синтеза ЛКГ–регуляторов, представлен в табл. 7.15.

Таблица 7.15

| Команда | Описание |
|---------|--|
| kalman | Расчет фильтра Калмана |
| kalm | Расчет дискретного фильтра Калмана для непрерывных систем |
| lqr | Расчет ЛК – оптимального управления для непрерывных систем |
| dlqr | Расчет ЛК – оптимального управления для дискретных систем |
| lqrd | Расчет ЛК – оптимального дискретного управления для непрерывного объекта |
| lqgu | Расчет ЛК – оптимального управления для функционала относительно выходов |
| lqgred | Формирование ЛКГ–регулятора |

Функции и команды для синтеза ЛКГ–регуляторов

При решении задачи синтеза ЛКГ–регулятора необходимо решение ряда вспомогательных матричных алгебраических уравнений. Функции и команды, включенные в ППП «Control System Toolbox» для решения этих уравнений, приведены в табл. 7.16

Нетрудно убедиться, что найденные полюсы соответствуют требуемому коэффициенту демпфирования.

7.4.4.3. Желаемое размещение полюсов системы

Синтаксис:

$$k = place(A,B,r),$$

$$[k,rcs,msgs] = place(A,B,r).$$

Описание. Для заданных одномерной или многомерной системы и вектора r желаемого расположения полюсов замкнутой системы функция **place** рассчитывает матрицу K коэффициентов обратных связей таких, что система в замкнутом состоянии при $u = -Kx$ имеет полюсы, определяемые вектором r . Другими словами, собственные значения матрицы $A-BK$ замкнутой системы должны быть равны элементам вектора r с точностью до порядка следования.

Функция $k = place(A,B,r)$ рассчитывает матрицу коэффициентов обратных связей K , которая обеспечивает желаемое расположение p полюсов системы, предполагая, что все входы системы являются доступными для управления. При этом длина вектора r должна быть равна числу строк матрицы A .

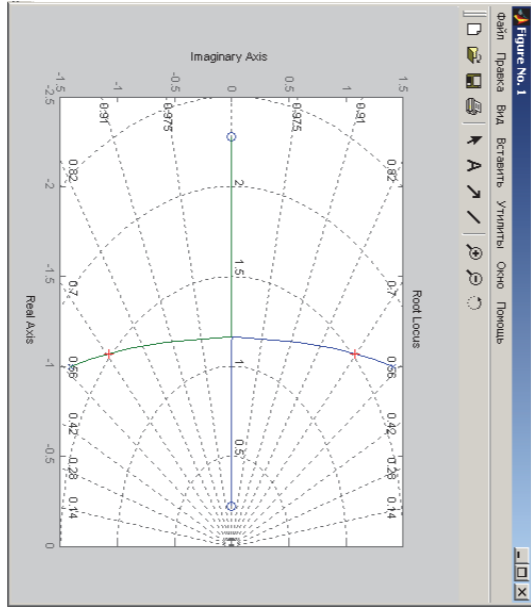


Рис. 7.19. Корневой годограф с выбранным полюсом

0.70293
0.70293

7.4.4.2. Интерактивный съем информации с графика корневого годографа

Синтаксис:

$$[k,poles] = rlocfind(sys),$$

$$[k,poles] = rlocfind(sys,p).$$

Описание. Функция $[k,poles] = rlocfind(sys)$ предназначена для интерактивного съема информации о коэффициенте передачи ему массива полюсов с КГ, построенного с помощью команды **glocus**. Функция **rlocfind** формирует перекрестие курсора, которое пользователь перемещает в некоторую точку графика КГ для того, чтобы выбрать частное положение полюса. Коэффициент передачи, соответствующий этому полюсу, возвращается в виде переменной k , одновременно в векторе **poles** возвращаются значения полюсов замкнутого контура, соответствующие этому коэффициенту передачи. Для успешного применения этой функции КГ должен располагаться в текущем графическом окне.

Функция $[k,poles] = rlocfind(sys,p)$ позволяет пользователю задать набор полюсов в виде вектора p и затем отмечать на годографе ближайшие по расположению полюсы с указанием соответствующих им коэффициентов передачи. Значение j -го элемента вектора k соответствует полюсу $p(j)$, а j -й столбец массива полюсов содержит все полюсы замкнутого контура, соответствующие этому коэффициенту передачи.

Пример. Определить значение коэффициента обратной связи, при котором полюсы замкнутой системы соответствуют коэффициенту демпфирования $\zeta = 0.7$.

$$h = tf([2 \ 5 \ 1], [1 \ 2 \ 3])$$

$$rlocus(h) \% Построение корневого годографа$$

$$sgrid \% Построение специальной координатной сетки$$

$$k = rlocfind(h) \% Выбрать полюс с \zeta = 0.7 графически$$

Результат представлен на рис. 7.19.

Далее с помощью мыши следует поместить перекрестие курсора в точку пересечения КГ с линией уровня $\zeta = 0.7$ и нажать левую кнопку мыши.

$$selected_point = -1.0635 + 1.0789i$$

$$k = 0.19094$$

Найдём на годографе полюс, ближайший к указанному, и вычислим соответствующий ему коэффициент затухания:

$$[k,p1] = rlocfind(h,[-1.06 + 1.081i])$$

$$k = 0.18987$$

$$p1 =$$

$$-1.0988 \quad + 1.0815i$$

$$-1.0988 \quad - 1.0815i$$

$$ksti = \cos(\text{atan}(\text{abs}(\text{imag}(p1)))/\text{real}(p1)))$$

$$ksti =$$