

A. Heikola

Valent G. Hoff

В. А. ПИВОВАРОВ

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ  
И РАСЧЕТ СИСТЕМ  
РЕГУЛИРОВАНИЯ  
ГИДРОТУРБИН**



ЛЕНИНГРАД  
«МАШИНОСТРОЕНИЕ»  
1973

П32  
УДК 621.224.62—5

Пивоваров В. А. Проектирование и расчет систем регулирования гидротурбин. Л., «Машиностроение», 1973. 288 с.

В книге изложены основы динамики автоматического регулирования. Рассмотрены конструктивные схемы современных электрогидравлических регуляторов скорости для мощных гидротурбин. Изложены методы расчета устойчивости системы регулирования, выбора параметров и структурной схемы регулятора скорости, основанные на использовании логарифмических амплитудных и фазовых частотных характеристик. Приведена методика испытаний регулятора скорости и системы регулирования в лабораторных и натурных условиях.

Книга предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся вопросами проектирования, расчета и испытаний систем регулирования гидротурбин.

Табл. 4. Ил. 132. Список лит. 44 назв.

П  $\frac{336-166}{038(01)-73}$  166--73

Рецензент канд. техн. наук *Н. К. Барков*  
Редактор канд. техн. наук *В. В. Семенов*

В Директивах XXIV съезда КПСС по пятилетнему плану развития народного хозяйства СССР на 1971—1975 гг. предусмотрено осуществить крупный шаг по пути реализации достижений научно-технической революции, которая открывает возможности радикального преобразования методов производства. Директивами предусмотрены опережающие темпы развития отраслей, определяющих технический прогресс. Выпуск продукции по таким отраслям, как энергетика, приборостроение, производство средств автоматизации и вычислительных машин, намечено увеличить за пятилетие на 67%.

Поэтому в настоящее время уделяется исключительно большое внимание вопросам автоматического регулирования и управления гидроагрегатами. Развитие их автоматизации идет по пути создания качественно новых автоматизированных систем, ускорения темпов обновления и замены устаревшей техники. При этом широко используются новейшие достижения электроавтоматики и радиоэлектроники.

Данная книга имеет целью ознакомить широкий круг инженеров с современной практикой проектирования, расчета и исследований систем регулирования гидротурбин. Материал книги разбит на шесть глав. В гл. 1 изложены основные понятия о регулировании гидротурбин.

Гл. 2 посвящена динамике автоматического регулирования. В ней основное внимание уделено частотному методу, который успешно внедрен в практику проектирования и расчета систем регулирования. Частотные методы особенно ценны при проектировании и исследованиях систем с электрогидравлическими регуляторами скорости, которые за последние десять лет заняли доминирующее положение в производстве ЛМЗ им. XXII съезда КПСС. В этой главе также рассмотрены динамические характеристики типовых звеньев, кратко изложены критерии устойчивости, методы корректирования системы регулирования и выбора параметров регулятора.

В гл. 3 даны конструктивные схемы отдельных узлов регуляторов скорости, выпускающихся в настоящее время ЛМЗ для регулирования мощных гидротурбин.



В гл. 4 изложена уточненная методика расчета устойчивости системы регулирования и выбора параметров регулятора, основанная на частотном методе.

В гл. 5 проведена сравнительная оценка структурных схем регуляторов скорости, выпускающихся различными гидротурбинными фирмами, даны рекомендации по выбору коэффициента усиления и увеличению чувствительности регуляторов, а также описана схема нового электрогидравлического регулятора скорости, разработанного ЛМЗ.

Гл. 6 посвящена изложению методов лабораторных и натурных испытаний регуляторов скорости и систем регулирования.

Во всей книге физические единицы приняты по Международной системе СИ, а определения и обозначения параметров регулятора скорости и гидротурбины выдержаны в соответствии с рекомендациями Международного Кода по испытаниям системы регулирования гидротурбин.

## ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ О РЕГУЛИРОВАНИИ ГИДРОТУРБИН

### 1. Системы автоматического регулирования

Задача регулирования заключается в том, чтобы с определенной точностью поддерживать заданное значение какой-либо физической величины, называемой регулируемой величиной. Регулируемая величина может иметь любую физическую природу. Это может быть частота вращения, давление, уровень жидкости, электрический ток, мощность, напряжение, температура и т. д.

Вначале остановимся на общей терминологии, присущей всем системам автоматического регулирования, независимо от их природы и конструкции.

Агрегат, режим которого регулируется, называется объектом регулирования, а устройство, выполняющее функции регулирования, — регулятором. Объект регулирования и регулятор образуют систему автоматического регулирования. Естественно, что объект регулирования должен иметь какой-либо регулирующий орган, с помощью которого регулятор так изменяет режим работы объекта, чтобы сохранить заданное значение регулируемой величины при наличии действующих на объект внешних возмущений.

Посмотрим, какие элементы или звенья должен содержать автоматический регулятор. Для выполнения задачи регулирования регулятор прежде всего должен содержать звено, производящее измерение регулируемой величины и ее сравнение с заданным значением. Такое звено называется чувствительным элементом. При наличии отклонения регулируемой величины от заданного значения регулятор вырабатывает определенный сигнал, называемый регулирующим воздействием, который через преобразовательно-усилительные механизмы воздействует на регулирующий орган и изменяет параметр регулирования. Направление регулирующего воздействия выбирается таким, чтобы уменьшить отклонение регулируемой величины от заданного значения. Простейшая система автоматического регулирования может быть представлена в виде структурной схемы, показанной на рис. 1.

Следует обратить внимание на то, что воздействия в системе регулирования передаются по замкнутому контуру. На рис. 1 выход объекта регулирования связан с входом регулятора. Эта связь называется главной обратной связью, в отличие от дополнительных обратных связей, используемых в регуляторах для различных целей.

Причиной, вызывающей отклонение регулируемой величины от заданного значения, являются возмущающие воздействия, действующие на объект регулирования. Именно они вызывают необходимость применения автоматического регулирования. Если бы не было возмущающих воздействий, то система, будучи приведенная в состояние равновесия, оставалась бы в этом состоянии и не требовала дальнейшего регулирования. Так, при регулировании частоты вращения гидроагрегата возмущающими воздействиями являются изменения нагрузки на генератор или изменения момента турбины, обусловленные, например, колебаниями

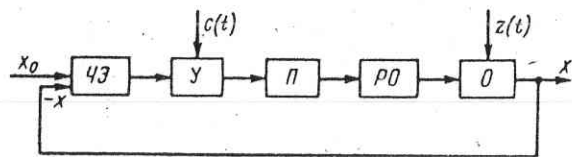


Рис. 1. Структура простейшей системы автоматического регулирования:

$x_0$  — заданное значение регулируемой величины; ЧЭ — чувствительный элемент; У — усилитель; П — преобразователь; РО — регулирующий орган; О — объект регулирования (в большинстве случаев регулирующий орган конструктивно входит в объект регулирования);  $z$  — возмущающие воздействия (стрелками показано направление прохождения сигналов)

действующего напора воды на гидроэлектростанции. При регулировании уровня жидкости в каком-либо резервуаре возмущающими воздействиями будут изменения скорости вытекающей и притекающей жидкости, что и вызывает изменения ее уровня.

В рассмотренных случаях задаваемое значение регулируемой величины  $x_0 = \text{const}$ . Однако имеются автоматические системы, в которых регулируемая, или выходная, величина  $x_{\text{вых}}(t)$  с допустимой ошибкой (точностью) воспроизводит изменение входной величины  $x_{\text{вх}}(t)$ , изменяющейся по произвольному закону. Здесь не обязательно, чтобы  $x_{\text{вых}}(t) = x_{\text{вх}}(t)$ .

Чаще встречаются системы, когда  $x_{\text{вых}}(t) = k_0 x_{\text{вх}}(t)$ , где  $k_0$  — коэффициент заданного закона воспроизведения. Такие системы называются следящими. Примером следящей системы является устройство, называемое комбинатором, используемое в регуляторах скорости гидротурбин для установки угла разворота лопастей рабочего колеса поворотнлопастных турбин в зависимости от величины открытия направляющего аппарата, что обеспечивает оптимальное для данного открытия значение коэффициента полезного действия турбины.

На рис. 2 показана принципиальная схема этой следящей системы. Сервомотор 1 служит для поворота лопастей рабочего колеса турбины и управляется золотником 2, к которому подводится масло под давлением  $p_0$ . Сервомотор и золотник связаны между собой рычажной передачей 3, играющей роль обратной связи и элемента сравнения. Через рычажную передачу золот-

ник 2 связан с кулачком 4 определенного заданного профиля. Кулачок жестко связан со штоком сервомотора 5 направляющего аппарата турбины, управляемым автоматическим регулятором скорости.

Система действует следующим образом. При смещении поршня сервомотора 5, например вправо, кулачок 4 через рычажную передачу 3 смещает золотник 2 вверх. Масло под давлением от золотника 2 поступает в верхнюю полость сервомотора 1, а ниж-

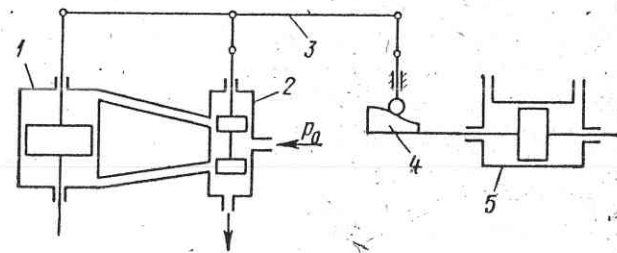


Рис. 2. Схема следящей системы комбинатора поворотнлопастной гидротурбины

няя его полость соединяется со сливом. В результате поршень сервомотора 1 смещается вниз и изменяет угол разворота лопастей рабочего колеса. Одновременно через рычажную передачу 3 поршень сервомотора 1 возвращает золотник 2 в исходное среднее положение. Таким образом, профиль кулачка 4 обеспечивает определенную, наперед заданную зависимость положения поршня сервомотора рабочего колеса от положения сервомотора направляющего аппарата: Эта система является позиционной следящей системой.

Следящие системы нашли самое широкое применение при автоматизации процессов во всех отраслях промышленности.

## 2. Общие понятия о регулировании гидротурбин. Назначение регуляторов скорости

Гидротурбина, как правило, является двигателем генератора переменного тока и образует вместе с ним единый энергетический агрегат, превращающий энергию воды в электрическую энергию, которая через электрическую сеть отводится к потребителям.

В технических требованиях к качеству электрической энергии, вырабатываемой генератором, указывается, за какие пределы не должны заходить отклонения фактического значения частоты электрического тока, в частности не более  $\pm 0,2\%$ . В удовлетворении этого требования и состоит задача регулирования. В данном случае регулируемой величиной является частота электрического

тока  $f$  или скорость вращения  $n$  (в об/мин) ротора агрегата, которые связаны между собой соотношением

$$f = \frac{pn}{60} \text{ Гц}, \quad (1.1)$$

где  $p$  — число пар полюсов генератора.

Из механики известно, что вращение ротора гидроагрегата определяется основным уравнением машины

$$I \frac{d\omega}{dt} = M_t - M_g, \quad (1.2)$$

где  $I$  — момент инерции ротора;  $\omega$  — угловая скорость вращения ротора;  $M_t$  и  $M_g$  — соответственно моменты турбины и нагрузки.

Согласно выражению (1.2), для сохранения постоянства скорости  $\omega$ , когда производная (ускорение)  $d\omega/dt = 0$ , необходимо в любой отрезок времени сохранять равенство между моментами  $M_g$ . Во время работы агрегата величины  $M_t$  и  $M_g$  непрерывно изменяются в широких пределах. Момент нагрузки меняется за счет изменений потребления электроэнергии, а момент турбины главным образом — за счет колебаний действующего напора на гидроэлектростанции.

Задача автоматического регулирования сводится к тому, чтобы при изменениях нагрузки и действии других возмущений поддерживать равенство  $M_t = M_g$ .

Момент, развиваемый гидротурбиной, зависит от расхода воды  $Q$ , угловой скорости вращения ротора и действующего напора  $H$  и определяется по формуле

$$M_t = \gamma \frac{QH}{\omega} \eta, \quad (1.3)$$

где  $\gamma$  — вес единицы объема воды;  $\eta$  — к. п. д. турбины.

Из этого выражения видно, что при  $\omega = \text{const}$  момент турбины можно изменять путем изменения расхода воды  $Q$  или напора  $H$ . В реальных условиях практически невозможно автоматически изменить действующий напор, поэтому момент турбины регулируют изменением расхода воды. Расход воды  $Q$  является так называемым параметром регулирования, с помощью которого регулируемая величина (скорость вращения агрегата) поддерживается в заданных пределах. Изменение расхода воды осуществляется регулирующими органами, которые соответствуют типу гидротурбины.

Для перестановки регулирующих органов в крупных и средних гидротурбинах применяются исключительно гидравлические сервомоторы, позволяющие создать необходимые усилия в несколько сот тонн и более.

Поддержание частоты вращения гидроагрегата в заданных пределах при различных нагрузках генератора осуществляется автоматическим регулятором скорости, который, перемещая регулирующий орган, соответствующим образом изменяет расход воды через турбину.

Автоматическим регулятором скорости гидротурбины или просто регулятором скорости будем называть совокупность устройств и приборов, осуществляющих измерение регулируемой величины (скорости вращения) и ее сравнение с заданным значением, формирование управляющего воздействия и перестановку регулирующего органа, т. е. к регулятору скорости будем относить все устройства от измерителя скорости до сервомотора управляющего аппарата включительно.

Большинство систем автоматического регулирования построено на принципе регулирования по отклонению регулируемой величины  $\omega$  от ее заданного значения. Регуляторы, основанные на этом принципе, называются регуляторами с воздействием по скорости. При этом регулятор должен так воздействовать на регулирующий орган турбины, чтобы уменьшить или полностью ликвидировать отклонение регулируемой величины.

Другим принципом регулирования является регулирование по возмущению. В этом случае командой для перестановки регулирующего органа может служить, например, появление разности моментов. Однако необходимо заметить, что регулирование гидротурбин только по возмущению невозможно, так как в этом случае не выполняется основная задача регулирования — поддержание в заданных пределах угловой скорости вращения ротора. Для полного решения задачи автоматического регулирования скорости гидроагрегата воздействия по возмущению обязательно должны вводиться вместе с самим отклонением скорости вращения. Такие регуляторы называются комбинированными.

В последнее время гидротурбинные фирмы многих стран широко применяют регуляторы скорости с различными видами дополнительных воздействий: по производной (ускорению), по интегралу, по производной и интегралу, по второй производной и т. д. Начинают применяться и комбинированные регуляторы с воздействием по скорости и нагрузке.

Следует отметить, что введение в регулятор скорости дополнительных воздействий производится не для выполнения задачи регулирования, а для улучшения качественных показателей работы регулятора скорости и системы автоматического регулирования.

### 3. Статические характеристики гидроагрегата и регулятора

Рассмотрим одиночный агрегат, работающий на какой-либо потребитель электроэнергии. Начнем с характеристики гидротурбины.

Согласно формуле (1.3), момент турбины является функцией расхода, скорости вращения напора воды и коэффициента полезного действия, т. е.  $M_t = f(Q, n, H, \eta_t)$ ; если учесть, что расход через турбину определяется открытием регулирующего органа  $a$ , то  $M_t = f(a, nH, \eta_t)$ . Эта зависимость называется статической характеристикой турбины. Ее часто называют также моментной характеристикой. Однако представить такую зависимость на

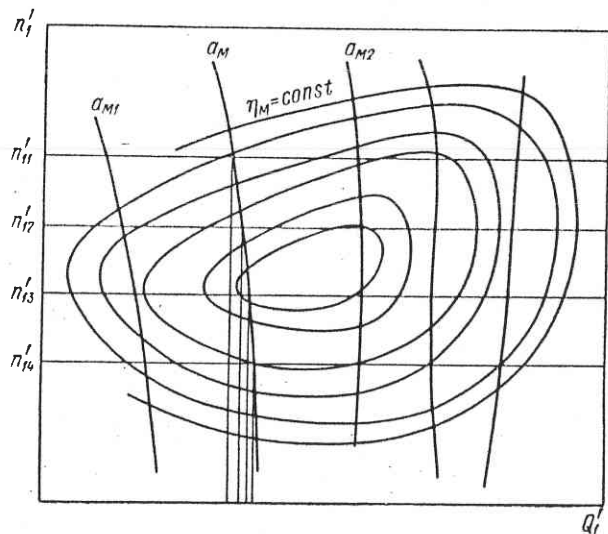


Рис. 3. Вид универсальной характеристики модели радиально-осевой гидротурбины

одном графике не представляется возможным, поэтому обычно ограничиваются функцией вида  $M_t = f(a, n, \eta_t)$ , построенной для определенного напора  $H_0$ . Для других значений напора эта зависимость перестраивается с помощью известных формул пересчета.

Статическая характеристика гидротурбины  $M_t = f(a, n, \eta_t)$  может быть построена по данным универсальной характеристики модели гидротурбины, на которой в координатах  $n'$  и  $Q'$ , приведенных к 1 м напора и 1 м диаметра рабочего колеса, построены кривые постоянных открытий регулирующего органа  $a_m$  и кривые постоянных значений коэффициента полезного действия  $\eta_m$  модели гидротурбины.

Вид универсальной характеристики модели радиально-осевой гидротурбины показан на рис. 3.

По условиям подобия реальный расход через турбину  $Q$  ( $\text{м}^3/\text{с}$ ) и реальная скорость вращения  $n$  (об/мин) для заданных значений диаметра рабочего колеса турбины  $D$  (м) и напора  $H$  (м)

связаны с приведенными величинами расхода  $Q'$  и скорости  $n'$  зависимостями:

$$Q = Q' \sqrt{H} D^2; \quad (1.4)$$

$$n = n' \frac{\sqrt{H}}{D}. \quad (1.5)$$

Построение статических характеристик гидротурбины ведется следующим образом. Пусть требуется построить характеристику для величины открытия модели, соответствующего  $a_m$  (рис. 3). Вначале определяется открытие  $a$  реальной турбины, которое соответствует открытию модели  $a_m$ , по формуле

$$a = a_m \frac{Dz}{D_m z_m}, \quad (1.6)$$

где  $D_m$  — диаметр рабочего колеса модели;  $z$  и  $z_m$  — число лопаток направляющего аппарата соответственно турбины и модели.

Затем проводится ряд линий постоянных значений приведенной скорости  $n'_{11}$ ,  $n'_{12}$ ,  $n'_{13}$  и т. д. и по выражению (1.5) для каждого значения  $n'$  определяется скорость вращения реальной турбины. В точках пересечения этих линий с кривой  $a_m = \text{const}$  определяются значения приведенного расхода  $Q'$  и к. п. д. модели  $\eta_t$ . Далее для каждого из рассматриваемых значений  $n'$  подсчитывается момент турбины по формуле

$$M_t = \frac{30}{\pi} \gamma D^3 H \frac{Q'_1}{n'_1} \eta_t, \quad (1.7)$$

где  $D$  и  $H$  — в м;  $\gamma$  — в  $\text{Н}/\text{м}^3$ ;  $Q'_1$  — в  $\text{м}^3/\text{с}$ ;  $n'_1$  — в  $\text{м}^{1/2} \cdot \text{об}/\text{мин}$ .

К. п. д. турбины в выражении (1.7) в первом приближении можно принять равным к. п. д. модели  $\eta_m$ . Однако для более точного определения момента турбины целесообразно пользоваться эмпирической зависимостью

$$\eta_t = 1 - (1 - \eta_m) \sqrt[5]{\frac{D_m}{D}}. \quad (1.8)$$

Точно таким же путем строятся статические характеристики и для других открытий регулирующего органа.

На рис. 4 показан примерный вид статических характеристик радиально-осевой гидротурбины при различных открытиях направляющего аппарата  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$ . Из графиков видно, что с увеличением скорости вращения турбины ее момент уменьшается. Этим свойством обладают все без исключения типы гидротурбин,

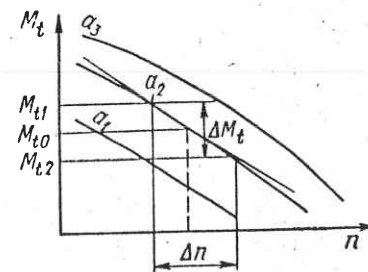


Рис. 4. Статические характеристики гидротурбины

и оно называется эффектом саморегулирования. Количественно эффект саморегулирования характеризуется коэффициентом саморегулирования турбины  $e_t$ , который для заданного режима определяется наклоном касательной, проведенной к кривой постоянного открытия в рассматриваемой точке. Обычно коэффициент  $e_t$  выражается через относительные величины и определяется по соотношению

$$e_t = \frac{dM_t}{dn} \frac{n_n}{M_{tn}}, \quad (1.9)$$

где  $M_{tn}$  и  $n_n$  — номинальные (расчетные) значения соответственно момента и скорости вращения турбины.

Согласно рис. 4, производная  $dM_t/dn$  всегда имеет знак минус, т. е. коэффициент саморегулирования является величиной отрицательной. Следует отметить, что обычно в технической литературе по регулированию гидротурбин коэффициентом саморегулирования называют величину (1.9), взятую с обратным знаком. Данное выше определение коэффициента саморегулирования принято в соответствии с Международным кодом по испытаниям систем регулирования гидротурбин [44].

Перейдем к рассмотрению статических характеристик генератора и нагрузки. В общем виде активная мощность, потребляемая нагрузкой, является функцией напряжения  $U$  и частоты электрического тока  $f$

$$P = P(U, f). \quad (1.10)$$

Если положить, что во время работы напряжение генератора автоматически поддерживается постоянным, что весьма близко к реальным условиям работы агрегата, то

$$P = P_0 + P_f, \quad (1.11)$$

где  $P_0$  — активная мощность генератора при номинальной частоте  $f = 50$  Гц;  $P_f$  — изменение мощности потребителей за счет изменения частоты, или, скорости вращения.

Разделив все члены уравнения (1.11) на угловую скорость вращения, получим выражение для момента нагрузки

$$M_g = M_{g0} + M_{gn}, \quad (1.12)$$

где  $M_{gn}$  — изменение момента нагрузки в зависимости от скорости вращения.

Значение  $M_{gn}$  целиком определяется составом нагрузки. Для чисто активной нагрузки (осветительные и нагревательные приборы и др.) величина  $M_{gn}$  обратно пропорциональна частоте вращения. В этом случае статические характеристики нагрузки имеют вид, показанный на рис. 5, а.

Если мощность потребляется электрическими приводами, то в этом случае имеет место несколько вариантов статических характеристик:

а) для привода с моментом, не зависящим от частоты вращения, например металлообрабатывающее оборудование (рис. 5, б);

б) для привода с моментом, пропорциональным частоте вращения (рис. 5, в);

в) для привода с моментом, пропорциональным квадрату частоты вращения (приводы насосов, компрессоров и др., рис. 5, г).

Как видно из рис. 5, нагрузке также свойствен эффект саморегулирования, но в отличие от гидротурбины коэффициент саморегулирования нагрузки  $e_g$  может быть как отрицательным, так

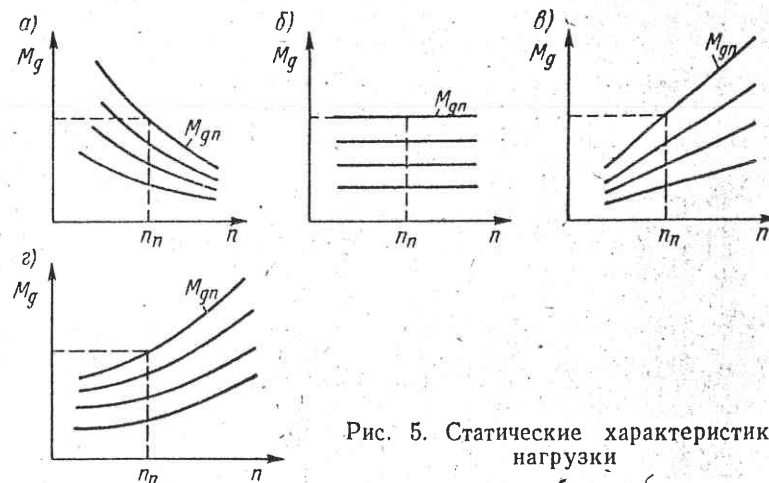


Рис. 5. Статические характеристики нагрузки

и положительным. Величина  $e_g$  определяется аналогично  $e_t$  по выражению

$$e_g = \frac{dM_g}{dn} \frac{n_n}{M_{gn}}, \quad (1.13)$$

где  $M_{gn}$  — номинальное значение момента нагрузки.

Часто в литературе вместо коэффициента саморегулирования нагрузки по моменту  $e_g$  используется коэффициент саморегулирования нагрузки по мощности  $k_g$ , который связан с величиной  $e_g$  соотношением

$$k_g = e_g + 1. \quad (1.14)$$

В табл. 1 даны значения коэффициентов  $e_g$  и  $k_g$  для рассмотренных выше видов нагрузки.

В реальных условиях в энергосистеме встречаются в том или ином сочетании все виды нагрузки, приведенные в таблице. Например, испытания энергосистемы мощностью 900 МВт показали, что  $e_g = 0,6$  [24].

Для наглядного представления о физическом смысле коэффициентов саморегулирования турбины  $e_t$  и нагрузки  $e_g$  рассмотрим



Таблица 1

Коэффициенты саморегулирования нагрузки

Нагрузка	$e_g$	$k_g$
Активно-индуктивная	$< -1$	$< 0$
Активная	$-1$	$0$
С постоянным моментом	$0$	$-1$
С моментом, пропорциональным частоте вращения	$1$	$2$
С моментом, пропорциональным квадрату частоты вращения	$2$	$3$

нерегулируемый гидроагрегат и выясним, как влияют величины  $e_t$  и  $e_g$  на скорость его вращения при изменениях момента нагрузки.

На рис. 6 кривая  $M_t$  является статической характеристикой гидротурбины для номинального открытия регулирующего органа. Ее коэффициент саморегулирования равен  $e_t$ . Пусть в первом

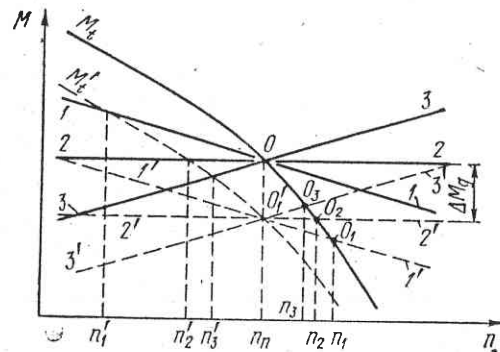


Рис. 6. Статические характеристики гидроагрегата

случае момент нагрузки определяется прямой 1—1 с коэффициентом саморегулирования  $e_g = -1$ , во втором — прямой 2—2 с  $e_g = 0$  и в третьем — прямой 3—3 с коэффициентом саморегулирования  $e_g = 1$ . Точка  $O$  пересечения этих прямых с кривой  $M_t$  определяет установившийся режим работы агрегата с угловой скоростью вращения  $n_n$ .

Теперь для каждого из трех случаев уменьшим на одинаковую величину  $\Delta M_g$  момент нагрузки. В результате все три прямые сместятся вниз на величину  $\Delta M_g$ . На рисунке новые статические характеристики показаны пунктирными прямыми 1'—1', 2'—2', 3'—3'. Тогда для первого случая равновесный режим сместится в точку  $O_1$  и скорость вращения будет  $n_1$ , для второго — в точку  $O_2$  со скоростью  $n_2$ , а для третьего случая равновесный режим определится точкой  $O_3$  и скоростью  $n_3$ . Минимальное увеличение скорости получилось для момента нагрузки с коэффициентом саморегулирования  $e_g = 1$ , а максимальное — для момента с коэффициентом  $e_g = -1$ .

Аналогичный результат получится, если вместо момента нагрузки изменить момент турбины на  $\Delta M_t$  (штриховая кривая  $M'_t$ ),

только в этом случае, естественно, скорость вращения агрегата уменьшится соответственно до значений  $n'_1, n'_2, n'_3$ .

Следовательно, коэффициент саморегулирования нагрузки характеризует степень изменения скорости вращения нерегулируемого гидроагрегата при изменениях моментов нагрузки или турбины. Чем больше, этот коэффициент, тем меньше изменение скорости.

Влияние коэффициента саморегулирования турбины  $e_t$  на изменение частоты вращения нерегулируемого агрегата можно также выяснить из рис. 6. Для этого мысленно повернем кривую  $M_t$  вокруг точки  $O$  по часовой стрелке, что будет соответствовать увеличению значения  $e_t$ . Из рисунка видно, что при этом точки  $O_1, O_2, O_3$  пересечения кривой  $M_t$  с линиями  $M_g$  сместятся влево, т. е. соответствующие этим точкам скорости вращения  $n_1, n_2$  и  $n_3$  уменьшаются. Если мы проделаем то же самое с кривой  $M'_t$ , то скорости  $n'_1, n'_2$  и  $n'_3$  увеличатся.

Таким образом, коэффициент саморегулирования турбины  $e_t$  также характеризует степень изменения скорости вращения нерегулируемого агрегата при изменениях момента нагрузки или турбины. Чем больше абсолютное значение коэффициента  $e_t$ , тем меньше изменение скорости.

Поскольку регулируемая (управляемая) система состоит из гидроагрегата и энергосистемы, то введем понятие суммарного коэффициента саморегулирования управляемой системы, который равен

$$e_n = e_g - e_t. \quad (1.15)$$

Коэффициент  $e_n$  полностью определяет статическую характеристику управляемой системы. Если гидроагрегат не снабжен регулятором скорости, то чем больше суммарный коэффициент саморегулирования, тем меньше будут колебания частоты в энергосистеме при изменениях потребления электроэнергии.

В заключение рассмотрим статические характеристики регулятора, которые представляют собой зависимость установившейся скорости вращения гидроагрегата от положения сервомотора регулирующего органа.

Вернемся к рис. 6, на котором кривая  $M_t$  соответствует определенному положению сервомотора  $\psi_1$  регулирующего органа. Точка  $O$  пересечения этой кривой с прямой 1—1 определяет установившийся режим работы агрегата, характеризующийся номинальной скоростью вращения  $n_n$ . Как уже отмечалось, при уменьшении момента нагрузки на величину  $\Delta M_g$  установившийся режим будет определяться точкой  $O_1$  и скоростью  $n_1$ . В этом случае увеличение скорости может оказаться чрезмерно большим и недопустимым. Регулятор скорости автоматически должен так воздействовать на регулирующий орган турбины, чтобы вернуть скорость вращения в допустимые пределы.

Если с помощью регулятора уменьшить открытие регулирующего органа до положения  $\psi_2$  (кривая  $M_1$ ), то новый установившийся режим будет соответствовать точке  $O_1$ , т. е. номинальной скорости  $n_n$ . В результате, зная  $\psi = f(M_1)$ , получим зависимость скорости вращения агрегата (прямая  $O-O_1$ ) от положения поршня сервомотора регулирующего органа. Такая характеристика, когда различным положениям сервомотора соответствует одна и та же установившаяся скорость вращения турбины, называется астатической характеристикой регулятора.

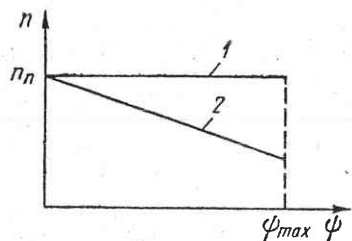


Рис. 7. Астатическая 1 и статическая 2 характеристики регулятора

Однако регулятор можно настроить и таким образом, что после изменения нагрузки на генератор частота вращения агрегата не возвращается точно к номинальному значению, а устанавливается несколько выше номинального при уменьшении нагрузки и несколько ниже — при ее увеличении. В этом

случае получим статическую характеристику регулятора, которая показана на рис. 7 в виде наклонной прямой 2. Принципиально она не обязательно должна быть прямолинейной, но, как правило, она близка к прямой.

Величина

$$b_p = - \frac{dn}{d\psi} \frac{\psi_{\max}}{n_n}, \quad (1.16)$$

определяющая крутизну характеристики в рассматриваемой точке, называется постоянной неравномерностью регулятора или просто его статизмом.

Количество  $b_p$  выражается в относительных величинах или в процентах и может устанавливаться в регуляторах в пределах от 0 до 0,1.

#### 4. Параллельная работа гидроагрегатов на энергосистему

В предыдущем параграфе речь шла об одиночном гидроагрегате, работающем на изолированную нагрузку. В современных условиях такой режим работы агрегата является довольно редким. Как правило, отдельные агрегаты и гидроэлектростанции в целом объединены в энергосистемы, последние, в свою очередь, могут быть также связаны между собой в крупные энергообъединения. Таким образом, в энергосистемах параллельно работает большое количество агрегатов с синхронной частотой вращения, определяющей частоту электрического тока в данной энергосистеме.

Как уже отмечалось, основным требованием является поддержание частоты в энергосистеме независимо от нагрузки. На первый взгляд может показаться, что это легко обеспечить, если установить нулевой статизм на регуляторах. Но в этом случае, согласно рис. 7, при астатической настройке (прямая 1) двух или более параллельно работающих агрегатов возникает неопределенность в распределении мощности (открытия) агрегатов, хотя частота в энергосистеме остается постоянной, т. е. появляется возможность бесконечной «перекачки» мощности с одного агрегата на другой. Практически это, конечно, неприемлемо.

Отсюда можно сделать вывод, что при параллельной работе гидроагрегатов, если нет специальных устройств регулирования частоты и активной мощности, в энергосистему может работать только один агрегат с астатической настройкой регулятора скорости. Для обеспечения параллельной работы агрегатов на энергосистему необходимо устанавливать статизм регулятора.

На рис. 8 показаны линейные статические характеристики регуляторов двух групп агрегатов, параллельно работающих на энергосистему. Одна группа работает со статизмом  $b_{p1}$ , а другая — с  $b_{p2}$ . В общем случае статизм может быть различным на всех регуляторах, но с целью упрощения здесь рассматриваются лишь две характеристики.

В установившихся режимах каждый регулятор обеспечивает связь между скоростью вращения и открытием, согласно своей статической характеристике, причем скорость вращения каждого агрегата будет соответствовать синхронной скорости  $n_n$ , определяющей частоту электрического тока. В результате сервомоторы регулирующих органов установятся в положение  $\psi_1$  и  $\psi_2$ . При увеличении синхронной скорости до значения  $n_{n1}$  сервомоторы сместятся в положения  $\psi'_1$  и  $\psi'_2$ , причем:

$$\Delta\psi_1 = \frac{\Delta n_n}{n_n b_{p1}} \psi_{1\max} 100\%; \quad (1.17)$$

$$\Delta\psi_2 = \frac{\Delta n_n}{n_n b_{p2}} \psi_{2\max} 100\%, \quad (1.18)$$

где  $\Delta\psi_1 = \psi_1 - \psi'_1$  — изменения положений сервомоторов первой группы агрегатов;  $\Delta\psi_2 = \psi_2 - \psi'_2$  — изменения положений сервомоторов второй группы агрегатов;  $\Delta n_n = n_{n1} - n_n$  — изменение синхронной скорости энергосистемы.

Для более общего случая изменение положения сервомотора  $k$ -го агрегата будет определяться выражением

$$\Delta\psi_k = \frac{\Delta n_n}{n_n b_{pk}} \psi_{k\max} 100\%. \quad (1.19)$$

Из рис. 8 можно видеть, что даже при относительно малых значениях  $b_{p1}$  и  $b_{p2}$  (например, 0,5—1,0%) синхронная скорость вращения, а с нею и частота энергосистемы могут выйти из

допустимых пределов. Для того чтобы этого не произошло, каждый регулятор скорости должен иметь устройство, позволяющее так воздействовать на его статическую характеристику, чтобы синхронная скорость вращения оставалась постоянной. Таким устройством в регуляторе является механизм изменения скорости. С его помощью осуществляется изменение эталона, с которым сравнивается скорость, что приводит к параллельному смещению статической характеристики регулятора.

Посмотрим, на какую величину нужно сместить характеристику, например  $b_{p2}$ , чтобы синхронная частота вращения снова вернулась к значению  $n_n$ . С этой целью предположим, что мощ-

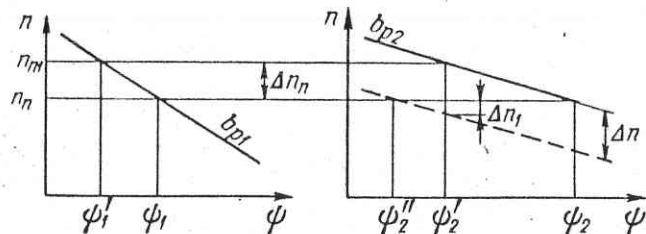


Рис. 8. Параллельная работа гидроагрегатов

ности всех агрегатов, работающих на данную энергосистему, пропорциональны их открытиям  $\psi$ . Такое предположение очень грубое, но в данном случае это не имеет особого значения, так как нас интересует не точная количественная оценка, а принципиальная сторона вопроса.

С учетом указанного предположения можно записать

$$\frac{\psi_{2\max}}{b_{p2}} \Delta n_1 = \frac{\psi_{1\max}}{b_{p1}} \Delta n_n.$$

Если учесть, что  $\Delta n_1 = \Delta n - \Delta n_n$ , то

$$\frac{\psi_{2\max}}{b_{p2}} (\Delta n - \Delta n_n) = \frac{\psi_{1\max}}{b_{p1}} \Delta n_n.$$

Откуда

$$\Delta n = \Delta n_n \frac{b_{p2}}{\psi_{2\max}} \left( \frac{\psi_{1\max}}{b_{p1}} + \frac{\psi_{2\max}}{b_{p2}} \right),$$

или

$$\Delta n = \Delta n_n \left( 1 + \frac{b_{p2}}{b_{p1}} \frac{\psi_{1\max}}{\psi_{2\max}} \right). \quad (1.20)$$

Если на энергосистему параллельно работает  $z$  агрегатов с различными статическими характеристиками их регуляторов,

то величина  $\Delta n$ , на которую нужно сместить характеристику одного из регуляторов, определится по выражению

$$\Delta n = \Delta n_n \left( 1 + \frac{b_p}{\psi_{\max}} \sum_{k=1}^{k=z} \frac{\psi_{k\max}}{b_{pk}} \right), \quad (1.21)$$

где  $b_p$  и  $\psi_{\max}$  относятся к агрегату, на котором изменяется статическая характеристика регулятора, а под знак суммы величины  $b_p$  и  $\psi_{\max}$  этого агрегата не входят.

Из выражений (1.20) и (1.21) видно, что чем больше мощность агрегата, характеристика которого смещается, и чем меньше статизм регулятора этого агрегата, тем на меньшую величину необходимо смещать статическую характеристику, а следовательно, на меньшую величину нужно изменять открытие регулирующего органа турбины. Если далее увеличивать число агрегатов, у которых смещаются статические характеристики регуляторов, то это равносильно увеличению  $\psi_{\max}$  и уменьшению знака  $\sum$  в выражении (1.21), т. е. и в этом случае величина  $\Delta n$  будет уменьшаться. В пределе, когда статические характеристики всех регуляторов (с одинаковым статизмом) будут смещаться,

$$\Delta n = 2\Delta n_n. \quad (1.22)$$

Здесь нужно иметь в виду, что само значение  $\Delta n_n$  в выражении (1.22) зависит от величины установленного статизма  $b_p$ . Чем меньше  $b_p$ , тем меньше  $\Delta n_n$ .

Таким образом, приходим к выводу, что при изменениях потребления электроэнергии наименьшие изменения открытий регулирующих органов будут в том случае, когда производится смещение статических характеристик регуляторов всех гидроагрегатов, параллельно работающих на энергосистему.

До недавнего времени для подачи импульсов на механизмы изменения скорости, с помощью которых осуществляется смещение статических характеристик регуляторов, на ГЭС устанавливался так называемый вторичный регулятор частоты, который сам по себе является довольно сложным устройством [13, 18].

В конце 50-х годов для энергосистем Советского Союза ниж. Д. З. Альтерман предложил более рациональный способ регулирования параллельно работающих гидроагрегатов. Им был разработан специальный электромагнитный корректор, который в виде приставки устанавливается в каждый регулятор скорости, а все регуляторы параллельно работающих агрегатов объединяются устройством коррекции активной мощности (УКАМ). Подробное описание этого устройства дано в [1]. Здесь лишь отметим, что предложенная схема регулирования позволяет работать с любым числом агрегатов ГЭС при астатической настройке регуляторов и дает возможность осуществить групповое управление всеми агрегатами, включенными в схему УКАМ.



Впоследствии подобные схемы получили название систем группового регулирования гидроагрегатами.

В настоящее время на гидроэлектростанциях применяется довольно большое количество модификаций системы группового регулирования. К ним относятся устройство группового регулирования мощности (УГРМ), разработанное институтом «Энергосетьпроект», система с групповым регулятором скорости (ГРС), разработанная трестом ОРГРЭС [36], и др.

Следует отметить, что наиболее надежная система группового регулирования может быть легко выполнена, если устанавливаются электрогидравлические регуляторы скорости, так как в этом случае не требуется дополнительных приставок, а имеется возможность вводить любые сигналы в виде напряжений постоянного или переменного тока.

## ОСНОВЫ ДИНАМИКИ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

### 5. Линейные и нелинейные звенья и системы

Воспользуемся функциональной схемой системы автоматического регулирования, показанной на рис. 1. Она состоит из ряда различных звеньев, выполняющих определенные функции, причем вход каждого звена связан с выходом предыдущего. В дальнейшем под звеном будем понимать часть системы, выходная величина которой не оказывает воздействия на ее входную величину.

На систему регулирования непрерывно действуют возмущающие воздействия  $z(t)$ , а также управляющие воздействия  $c(t)$  (например, изменение настройки регулятора, сигналы от системы группового регулирования и т. д.), в результате чего система все время работает в неустановившихся режимах.

Основным вопросом, которым занимается динамика регулирования, является исследование движения системы под действием возмущающих и управляющих воздействий. Это движение системы называется процессом регулирования, который математически характеризуется изменением регулируемой величины  $x$  во времени, т. е. функцией  $x(t)$ . Значит, для того, чтобы изучить процессы, происходящие в системе регулирования, необходимо прежде всего составить дифференциальные уравнения всех звеньев, входящих в данную систему, а также получить уравнения, математически связывающие между собой различные звенья. В результате получим систему дифференциальных уравнений или одно общее дифференциальное уравнение высокого порядка, которым будет описываться динамика системы автоматического регулирования,

$$F_1 \left( x, \frac{dx}{dt}, \dots, \frac{d^n x}{dt^n} \right) = \\ = F_2 \left( z, \frac{dz}{dt}, \dots, \frac{d^m z}{dt^m}, c, \frac{dc}{dt}, \dots, \frac{d^k c}{dt^k} \right). \quad (2.1)$$

В общем виде уравнение (2.1) может содержать частные производные, или оно может получиться в интегро-дифференциальном или разностном виде. При заданных воздействиях  $z(t)$  и  $c(t)$

процесс регулирования определяется общим решением  $x = x(t)$  уравнения (2.1).

Уравнения некоторых звеньев системы автоматического регулирования могут содержать нелинейные функции. Иногда эти функции задаются графически, например статические характеристики гидротурбины (рис. 4). Решение таких уравнений, вообще говоря, возможно только графически или численно, что, конечно, в сильной степени затрудняет получение общих результатов. Поэтому в теории автоматического регулирования нелинейные уравнения обычно линеаризуют; в этом случае систему называют линейной.

Процесс линеаризации состоит в переходе от нелинейных уравнений в полных переменных к линейным уравнениям для малых отклонений переменных от установившихся значений. Например, зависимость момента турбины  $M_t$  от скорости вращения  $n$ , показанная на рис. 4, является нелинейной. Однако если взять малые отклонения момента  $\Delta M_t = M_{t1} - M_{t2}$  от его установившегося значения  $M_{t0}$ , то в этом диапазоне характеристику  $M_t = f(n)$  приближенно можно считать линейной. В основе такой линеаризации лежит предположение, что в процессе регулирования переменных изменяются так, что их отклонения от установившегося значения все время остаются достаточно малыми. Справедливость этого предположения вполне законна, так как сама идея работы автоматической системы требует малых отклонений регулируемой величины от ее установившегося значения.

Если  $x_{вх}$  и  $x_{вых}$  являются входной и выходной величинами линейной системы или звена, то динамика последних будет описываться дифференциальным уравнением

$$\begin{aligned} a_0 \frac{d^n x_{вых}}{dt^n} + a_1 \frac{d^{n-1} x_{вых}}{dt^{n-1}} + \dots + a_{n-1} \frac{dx_{вых}}{dt} + a_n x_{вых} = \\ = b_0 \frac{d^m x_{вх}}{dt^m} + b_1 \frac{d^{m-1} x_{вх}}{dt^{m-1}} + \dots + b_{m-1} \frac{dx_{вх}}{dt} + b_m x_{вх}, \end{aligned} \quad (2.2)$$

где  $a_i$  и  $b_i$  — коэффициенты.

В дальнейшем будем использовать символическую операторную форму записи, обозначив

$$\frac{d}{dt} = p;$$

$$\frac{dx}{dt} = px; \quad \frac{d^2 x}{dt^2} = p^2 x \text{ и т. д.};$$

$$\int x dt = \frac{x}{p}, \quad \iint x dt^2 = \frac{x}{p^2} \text{ и т. д.}$$

Тогда уравнение (2.2) можно переписать в виде

$$\begin{aligned} (a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_{n-1} p + a_n) x_{вых} = \\ = (b_0 p^m + b_1 p^{m-1} + \dots + b_{m-1} p + b_m) x_{вх}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

К линейным системам относятся такие автоматические системы, динамика которых описывается линейными дифференциальными уравнениями. При этом система может содержать звенья: 1) описывающиеся дифференциальными уравнениями с постоянными и переменными параметрами;

2) с распределенными параметрами, которые описываются дифференциальными уравнениями в частных производных, системы, содержащие длинные трубопроводы, в которых необходимо учитывать волновые процессы; 3) обладающие запаздыванием в передаче воздействия.

Нелинейными называются такие системы, которые содержат хотя бы одно нелинейное звено, т. е. когда характеристика какого-либо звена (или нескольких звеньев) не может быть линеаризована без существенного ущерба для точности получаемых результатов.

В данной главе будут рассмотрены только линейные звенья и системы. Представление уравнений отдельных звеньев системы автоматического регулирования в линейной форме значительно облегчает анализ динамики регулирования. Но при этом нужно всегда иметь в виду, что использование результатов, полученных на основании решения линеаризованных уравнений, будет приводить к определенным погрешностям при больших отклонениях от равновесных режимов. Несмотря на это, линейная теория регулирования лежит в основе всех инженерных методов расчета процессов регулирования.

В последующих главах при рассмотрении конкретных схем автоматического регулирования гидроагрегатов будет уделено особое внимание влиянию некоторых существенных нелинейностей отдельных звеньев на качественные показатели работы замкнутой системы регулирования.

## 6. Устойчивость и качество переходных процессов

Динамика линейной системы автоматического регулирования описывается уравнением (2.3), которое можно представить в виде

$$L(p) x_{вых} = S(p) x_{вх}, \quad (2.4)$$

где  $L(p)$  и  $S(p)$  — операторные многочлены левой и правой частей уравнения (2.3).

Решение уравнения (2.4) складывается из общего решения  $x_{вых1}(t)$  однородного уравнения  $L(p) x_{вых} = 0$  и частного решения  $x_{вых2}(t)$ , соответствующего правой части уравнения,

$$x_{вых} = x_{вых1}(t) + x_{вых2}(t). \quad (2.5)$$

Согласно (2.3), однородному уравнению

$$L(p)x_{\text{вых}} = (a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_{n-1} p + a_n)x_{\text{вых}} = 0 \quad (2.6)$$

соответствует характеристическое уравнение

$$L(z) = a_0 z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_{n-1} z + a_n = 0. \quad (2.7)$$

Если определить в уравнении (2.7) корни  $z_1, z_2, \dots, z_n$ , то общее решение однородного уравнения для случая, когда отсутствуют кратные и нулевые корни и все корни различны, будет иметь вид

$$x_{\text{вых1}}(t) = C_1 e^{z_1 t} + C_2 e^{z_2 t} + \dots + C_n e^{z_n t}, \quad (2.8)$$

где  $C_1, C_2, \dots, C_n$  — постоянные интегрирования, определяемые по данным начальных условий.

Выражение для  $x_{\text{вых1}}(t)$  соответствует переходному процессу, или свободному движению системы, а частное решение  $x_{\text{вых2}}(t)$  — установившемуся процессу или вынужденному движению. Из выражения (2.8) видно, что если хотя бы один корень  $z > 0$ , то переходный процесс будет расходящимся, т. е. при  $t \rightarrow \infty$  и значение  $x_{\text{вых1}}(t) \rightarrow \infty$ . В этом случае система будет не работоспособной, так как она не сможет прийти в установившееся состояние, определяемое частным решением  $x_{\text{вых2}}(t)$ . Такая система называется неустойчивой.

Посмотрим, при каких условиях линейная система будет устойчивой. В общем случае среди корней  $z_1, z_2, \dots, z_n$  могут быть как вещественные, так и комплексные сопряженные. Предположим, что уравнение (2.7) имеет  $k$  пар комплексных сопряженных корней  $\alpha_j \pm i\beta_j$ , где  $j = 1, 2, \dots, k$ , и  $n - 2k$  действительных корней  $s_i$ , где  $i = 2k + 1, \dots, n$ . Тогда общее решение уравнения (2.7) можно записать в виде

$$x_{\text{вых1}} = \sum_{j=1}^k e^{\alpha_j t} (A_j \cos \beta_j t + B_j \sin \beta_j t) + \sum_{i=2k+1}^n A_i e^{s_i t}, \quad (2.9)$$

где  $A_j, B_j, A_i$  — постоянные интегрирования.

Поскольку мы рассматриваем собственные колебания системы, то она будет устойчивой, если  $x_{\text{вых1}} \rightarrow 0$  при  $t \rightarrow \infty$ . Согласно уравнению (2.9), это может быть только в том случае, когда все слагаемые обеих сумм, входящих в правую часть, будут стремиться к нулю при  $t \rightarrow \infty$ . Если с ростом времени хотя бы одно слагаемое будет расти, то неограниченно будет расти и значение  $x_{\text{вых1}}$ , т. е. процесс будет расходящимся, а система неустойчивой.

В любом случае каждый член первой суммы выражения (2.9) определяет колебательное движение, и, если какой-либо член этой суммы имеет  $\alpha > 0$ , то при  $t \rightarrow \infty$  последний будет давать колебательный расходящийся процесс (рис. 9, а), и независимо от затухания других членов значение  $x_{\text{вых1}} \rightarrow \infty$  при  $t \rightarrow \infty$ ,

т. е. система будет неустойчивой. Если же каждый член первой суммы будет иметь  $\alpha < 0$ , то все они будут стремиться к нулю при  $t \rightarrow \infty$  и каждый член будет давать колебательный затухающий процесс (рис. 9, б).

Точно так же обстоит дело и со второй суммой выражения (2.9), только все слагаемые этой суммы определяют экспоненциальное движение. Если какое-либо слагаемое второй суммы содержит  $s > 0$ , то при  $t \rightarrow \infty$  и значение  $x_{\text{вых1}} \rightarrow \infty$ , т. е. система неустойчива. Если же каждое из слагаемых этой суммы имеет

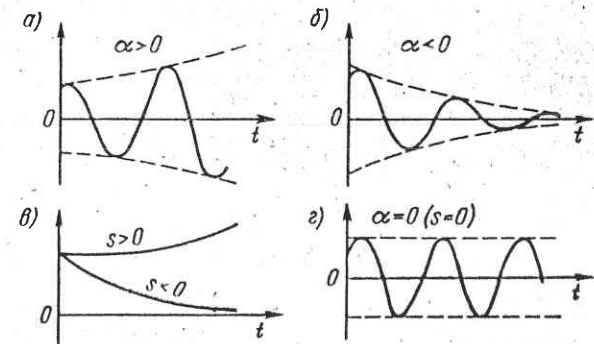


Рис. 9. Различные формы переходных процессов

$s < 0$ , то вся сумма стремится к нулю при  $t \rightarrow \infty$  и система устойчива (рис. 9, в). Когда один из действительных корней  $s$  равен нулю или когда среди корней имеется пара чисто мнимых ( $\alpha = 0$ ), система находится на границе устойчивости и характер ее поведения неопределен (рис. 9, г).

Следовательно, для того чтобы линейная система автоматического регулирования была устойчивой, необходимо и достаточно, чтобы вещественные части всех корней характеристического уравнения этой системы были отрицательными. Заметим, что вещественный корень является частным случаем комплексного, когда его мнимая часть равна нулю.

Любая работоспособная система автоматического регулирования прежде всего должна быть устойчивой. Для этого ее параметры, входящие в коэффициенты дифференциального уравнения, необходимо выбрать таким образом, чтобы переходные процессы были затухающими. Но устойчивость является не единственным требованием хорошей работы системы. Нужно еще обеспечить требуемое качество переходного процесса.

На рис. 10, а показан переходный процесс в системе регулирования после мгновенного изменения входной величины на  $\Delta x_{\text{вх}}$ . Заштрихованная часть графика представляет собой так называемую переходную динамическую ошибку, которая показывает, как изменяется отклонение регулируемой величины с течением времени.

Следовательно, при последовательном соединении звеньев их передаточные функции перемножаются.

Параллельное соединение звеньев. На рис. 12, б показаны два параллельно соединенных звена. Их передаточные функции соответственно  $W_1$  и  $W_2$ . В точке суммирования сигналы  $x_1$  и  $x_2$  могут складываться или вычитаться. Из рисунка следует

$$W_1 = \frac{x_1}{x_{вх}}; \quad W_2 = \frac{x_2}{x_{вх}}, \quad (2.16)$$

а

$$x_{вых} = x_1 \pm x_2. \quad (2.17)$$

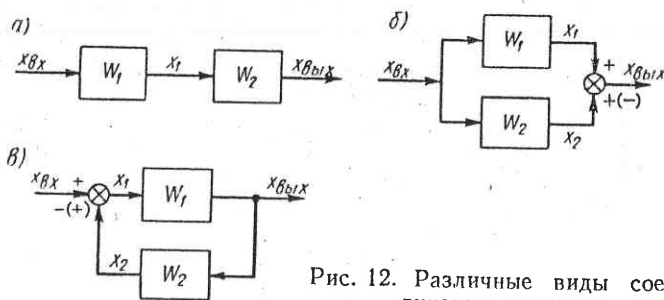


Рис. 12. Различные виды соединения звеньев

Из (2.16) можно определить  $x_1$  и  $x_2$  и подставить их значение в выражение (2.17). В результате получим

$$\frac{x_{вых}}{x_{вх}} = W_1 \pm W_2$$

или

$$W = W_1 \pm W_2 \quad (2.18)$$

Значит, при параллельном соединении звеньев их передаточные функции алгебраически складываются.

**Звено с обратной связью.** Структурная схема такого звена представлена на рис. 12, в. В этом звене выходной сигнал  $x_{вых}$  через передаточную функцию обратной связи  $W_2$  подается со знаком минус или плюс на вход звена, т. е. звено имеет либо отрицательную, либо положительную обратную связь. По аналогии с предыдущим имеем

$$W_1 = \frac{x_{вых}}{x_1}, \quad W_2 = \frac{x_2}{x_{вых}}, \quad (2.19)$$

а

$$x_1 = x_{вх} \pm x_2. \quad (2.20)$$

Исключив из (2.19) и (2.20)  $x_1$  и  $x_2$ , получим

$$\frac{x_{вых}}{x_{вх}} = \frac{W_1}{1 \pm W_1 W_2}$$

или

$$W = \frac{W_1}{1 \pm W_1 W_2}, \quad (2.21)$$

причем в знаменателе знак плюс соответствует отрицательной обратной связи, а минус — положительной.

Из полученного соотношения (2.21) следует, что передаточная функция звена с обратной связью равна передаточной функции этого звена без обратной связи, деленной на единицу плюс или минус произведение передаточных функций звеньев с обратной связью и без обратной связи.

В дальнейшем будем различать передаточные функции звена; замкнутой системы; разомкнутой системы.

Замкнутая система регулирования показана на рис. 11. В этой системе цепь, соединяющая входную величину  $x_{вх}$  с выходной  $x_{вых}$ , называется прямой цепью.

Разомкнутой называется такая система, в которой сигнал обратной связи не сравнивается с входным сигналом  $x_{вх}$ . Ее можно получить из замкнутой системы, если отключить от точки суммирования на входе сигнал обратной связи. В результате разомкнутая система регулирования представляет собой последовательное соединение звеньев прямой цепи и цепи обратной связи. Передаточная функция разомкнутой системы, которую мы будем обозначать символом  $G(p)$  или просто  $G$ , равна

$$G = W_1 W_2 W_3. \quad (2.22)$$

Рассмотрим замкнутую систему регулирования (рис. 11). Необходимо иметь в виду, что в любой системе автоматического регулирования или следящей системе для выполнения задачи регулирования всегда производится сравнение выходной величины  $x_{вых}$  с входной  $x_{вх}$ . Сигналом для изменения установившегося режима является разность между  $x_{вх}$  и  $x_{вых}$ . Значит, в системах регулирования главная обратная связь всегда отрицательна в отличие от обратных связей отдельных звеньев, которые могут быть как отрицательными, так и положительными. Используя изложенные выше действия, получим

$$W = \frac{W_1 W_2}{1 + W_1 W_2 W_3}. \quad (2.23)$$

Числитель выражения (2.23) представляет собой передаточную функцию прямой цепи  $W_n$ , произведение  $W_1 W_2 W_3$  равно  $G$ . В результате передаточная функция замкнутой системы

$$W = \frac{W_n}{1 + G} \quad (2.24)$$



равна передаточной функции прямой цепи, деленной на единицу плюс передаточная функция разомкнутой системы.

Замкнутая система регулирования, показанная на рис. 11, относится к простым одноконтурным системам. На практике встречаются более сложные многоконтурные системы, в которых имеется не одна, а несколько цепей обратных связей, образующих свои внутренние контуры регулирования. Часто цепи этих внутренних контуров пересекаются друг с другом. В таких случаях без знания правил преобразования структурных схем чрезвычайно трудно определить передаточную функцию системы.

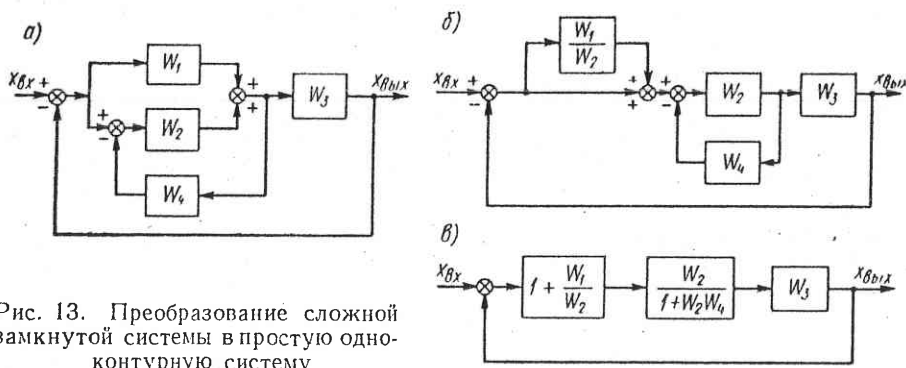


Рис. 13. Преобразование сложной замкнутой системы в простую одноконтурную систему

Существуют два основных правила, с помощью которых можно преобразовать многоконтурную систему любой сложности в простую, ей эквивалентную.

1. Цепь ответвления сигнала в системе может быть перенесена вперед или назад по направлению стрелки, но так, чтобы новая точка ответвления не прошла суммирующую точку. Если цепь ответвления переносится вперед за передаточную функцию  $W$ , то последовательно с этой цепью должна быть добавлена функция  $1/W$ . Если же цепь ответвления переносится назад за передаточную функцию  $W$ , то последовательно должна добавляться функция  $W$ .

2. Цепь, входящую в точку суммирования, можно перенести вперед или назад в системе, но так, чтобы новая точка суммирования не прошла точку ответвления. Когда эта цепь перемещается в системе вперед за функцию  $W$ , необходимо данную функцию включить последовательно в перенесенную цепь. Если же цепь перемещается назад за функцию  $W$ , то в эту цепь последовательно должна быть включена функция  $1/W$ .

В качестве примера на рис. 13, а представлена более сложная замкнутая система регулирования и показан путь ее преобразования в простую одноконтурную систему (рис. 13, б и в). В данном случае цепь с передаточной функцией  $W_1$ , входящая в суммирующую точку, перенесена назад за функцию  $W_2$ , поэтому

функция  $W_1$  умножена на  $1/W_2$  (рис. 13, б). В результате получена структурная схема (рис. 13, в), по которой легко составлена передаточная функция замкнутой системы.

## 8. Частотные характеристики

Как уже отмечалось, основная задача проектирования и расчета системы автоматического регулирования заключается в удовлетворении требованиям устойчивости и качества переходных процессов. Для решения этой задачи необходимо знать статические и динамические характеристики всех звеньев, включенных в данную систему. Характеристики отдельных звеньев могут быть определены по их переходным функциям. Однако конечной целью расчета является проверка работы системы в ее замкнутом состоянии. Для этого метод переходной функции мало пригоден, так как он требует громоздких вычислений, связанных с определением корней характеристического уравнения, особенно когда порядок дифференциального уравнения системы достаточно высок.

В последнее время в инженерной практике расчета систем регулирования широкое применение получил частотный метод, основанный на использовании частотных амплитудно-фазовых и логарифмических характеристик. Ценность частотного метода состоит в том, что он позволяет, не решая дифференциальных уравнений всей системы, производить полный анализ динамики регулирования, включающий в себя анализ устойчивости, качества и переходных процессов. Кроме того, этот метод устраняет необходимость громоздких вычислений, так как он основывается на использовании специальных шаблонов, номограмм и таблиц, что особенно важно для инженерной практики.

Частотные характеристики описывают реакцию системы (звена) на гармоническое входное воздействие различных частот. Пусть на вход линейной системы подаются синусоидальные колебания вида

$$x_{вх} = a \sin \omega t \quad (2.25)$$

с амплитудой  $a$  и угловой частотой  $\omega$ .

После окончания переходного процесса в системе на ее выходе установятся вынужденные колебания с той же частотой  $\omega$ , но с другой амплитудой  $a_1$  и сдвигом фазы  $\varphi$  между выходным и входным сигналами

$$x_{вых} = a_1 \sin (\omega t + \varphi). \quad (2.26)$$

При постоянном значении амплитуды входного сигнала  $a$  величины  $a_1$  и  $\varphi$  будут зависеть от частоты колебаний  $\omega$ . Если на вход системы подавать колебания с различной частотой  $\omega$  и для каждой частоты определять значение усиления амплитуды  $A = a_1/a$  и сдвига фазы  $\varphi$ , то можно построить зависимости  $A = f(\omega)$  и  $\varphi = f(\omega)$ . Зависимость усиления амплитуды  $A$  на

выходе системы, от частоты колебаний входного сигнала называется амплитудной частотной характеристикой системы, а зависимость сдвига фазы  $\varphi$  между выходным и входным сигналами от частоты колебаний называется фазовой частотной характеристикой. Вид этих характеристик представлен на рис. 14, а и б.

На практике обычно пользуются амплитудно-фазовой частотной характеристикой, построенной в полярных координатах, которая объединяет оба графика на рис. 14. Ее построение ведется следующим образом. Для каждой частоты колебаний  $\omega =$

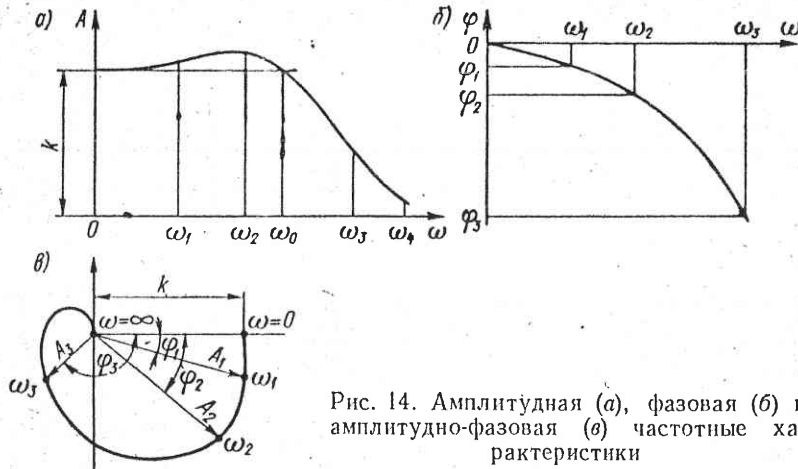


Рис. 14. Амплитудная (а), фазовая (б) и амплитудно-фазовая (в) частотные характеристики

$= \omega_1, \omega_2, \dots$  по графику на рис. 14, б определяется фазовый сдвиг  $\varphi_1, \varphi_2, \dots$ . Из начала полярных координат (рис. 14, в) проводятся лучи под углами к горизонтальной оси, соответствующими найденным значениям  $\varphi_1, \varphi_2, \dots$ , причем отрицательные углы откладываются по часовой стрелке. Затем на каждом луче откладывается величина амплитуды  $A$ , взятая с графика на рис. 14, а для данной частоты  $\omega$ . В результате получаем точку, около которой ставим отметку частоты  $\omega$ .

Все полученные точки соединяем плавной кривой, которая и представляет собой амплитудно-фазовую частотную характеристику. Значение амплитуды  $A = k$ , соответствующее  $\omega = 0$ , называется статическим коэффициентом усиления данной системы или звена.

Как видно из рис. 14, а, по мере увеличения частоты  $\omega$  коэффициент усиления в динамике изменяется. Интервал частот от  $\omega = 0$  до  $\omega = \omega_0$ , в котором коэффициент усиления мало отличается от статического, называется интервалом равномерного пропускания частот. При  $\omega > \omega_4$  данная система практически не пропускает колебания, подаваемые на ее вход, т. е. она служит как бы фильтром низких частот. В общем же случае каждое звено и каждая система характеризуется своей полосой пропу-

скания частот. Кроме того, для анализа и расчета важно знать и другие особенности частотных характеристик всех звеньев, включенных в систему.

Поскольку частотная характеристика показывает, насколько точно данная система регулирования может воспроизводить быстро меняющиеся величины на ее входе, то можно так подобрать элементы этой системы и ее схему, чтобы изменить полосу пропускания частот в нужную сторону.

В практических расчетах удобно пользоваться частотными характеристиками, построенными в логарифмическом масштабе. В этом случае они называются логарифмическими амплитудной и фазовой частотными характеристиками. Для их построения по оси абсцисс откладывается  $\lg \omega$ , но пишется значение самой частоты  $\omega$  в рад/с (рис. 15). В результате по оси абсцисс получается неравномерный логарифмический масштаб. Изменение частоты  $\omega$  в десять раз называется декадой, а изменение в два раза — октавой. В данном случае равномерным масштабом по оси  $\omega$  являются декада и октава. Следует отметить, что по оси абсцисс начала координат в прямом смысле не будет, так как  $\lg 0 = -\infty$ , и эта точка будет лежать в бесконечности слева. По оси ординат откладывается величина  $L = 20 \lg A$ , которая измеряется в децибелах. Нетрудно видеть, что изменение усиления амплитуды в десять раз приводит к изменению  $L$  на 20 дБ. Нулевая точка на оси ординат соответствует  $A = 1$ , а при  $A < 1$  получаются отрицательные значения.

При построении логарифмической фазовой частотной характеристики по оси абсцисс также откладываются значения  $\omega$  в логарифмическом масштабе, а по оси ординат — значение фазового угла  $\varphi$  в градусах в линейном масштабе.

Рассмотрим, как получить частотные характеристики аналитическим путем. Для этого воспользуемся соотношением

$$e^{i\omega t} = \cos \omega t + i \sin \omega t. \quad (2.27)$$

На комплексной плоскости (рис. 16) функция  $e^{i\omega t}$  представляет собой вектор единичной длины, вращающийся с угловой скоростью  $\omega$  против часовой стрелки. Проекция этого вектора на мнимую ось и будет выражать гармонические колебания (2.25). Следовательно, в комплексной форме можно записать

$$x_{\text{вх}} = A_0 e^{i\omega t}. \quad (2.28)$$

Тогда на выходе системы, вместо (2.26) будем иметь

$$x_{\text{вых}} = A_1 e^{i(\omega t + \varphi)}. \quad (2.29)$$

Выражения для  $x_{\text{вх}}$  и  $x_{\text{вых}}$  по (2.28) и (2.29) подставим в дифференциальное уравнение (2.2), и, учитывая, что:

$$\frac{dx_{\text{вх}}}{dt} = A_0 e^{i\omega t} (i\omega), \quad \frac{d^2 x_{\text{вх}}}{dt^2} = A_0 e^{i\omega t} (i\omega)^2, \dots, \quad \frac{d^m x_{\text{вх}}}{dt^m} = A_0 e^{i\omega t} (i\omega)^m,$$

$$\frac{dx_{\text{ВЫХ}}}{dt} = A_1 e^{i(\omega t + \varphi)}(i\omega),$$

$$\frac{d^2 x_{\text{ВЫХ}}}{dt^2} = A_1 e^{i(\omega t + \varphi)}(i\omega)^2, \dots, \frac{d^n x_{\text{ВЫХ}}}{dt^n} = A_1 e^{i(\omega t + \varphi)}(i\omega)^n,$$

получим

$$[a_0(i\omega)^n + a_1(i\omega)^{n-1} + \dots + a_{n-1}(i\omega) + a_n] A_1 e^{i(\omega t + \varphi)} = [b_0(i\omega)^m + b_1(i\omega)^{m-1} + \dots + b_{m-1}(i\omega) + b_m] A_0 e^{i\omega t}.$$

Сократив на  $e^{i\omega t}$ , имеем

$$A e^{i\varphi} = \frac{b_0(i\omega)^m + b_1(i\omega)^{m-1} + \dots + b_{m-1}(i\omega) + b_m}{a_0(i\omega)^n + a_1(i\omega)^{n-1} + \dots + a_{n-1}(i\omega) + a_n}, \quad (2.30)$$

где  $A = A_1/A_0$  — отношение амплитуд колебаний на выходе и входе системы (звена).

В результате получена комплексная величина  $A e^{i\varphi}$ , которая может быть вычислена в зависимости от  $\omega$  и построена на ком-

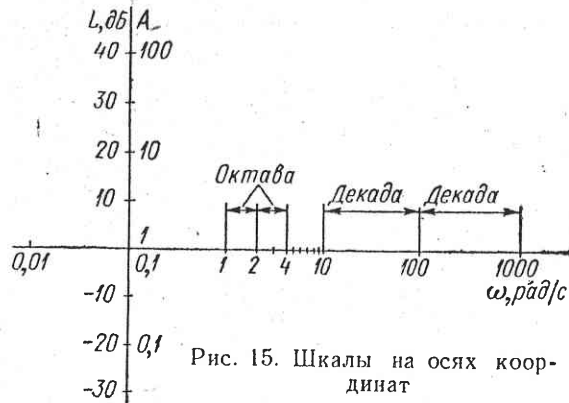


Рис. 15. Шкалы на осях координат

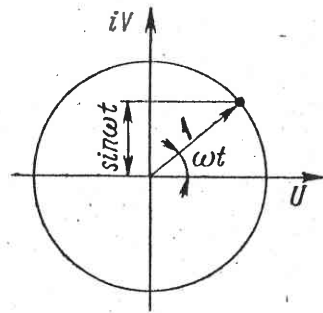


Рис. 16. Гармонические колебания на комплексной плоскости

плексной плоскости в координатах  $U-iV$ . Таким образом,  $A e^{i\varphi} = f(\omega)$  является искомой амплитудно-фазовой характеристикой системы.

Сравнивая выражение (2.30) с (2.3) и (2.12), приходим к заключению, что амплитудно-фазовая характеристика системы или звена может быть получена из передаточной функции путем простой замены в ней  $p$  на мнимую величину  $i\omega$ . Тогда, амплитудно-фазовая частотная характеристика имеет вид

$$W(i\omega) = \frac{S(i\omega)}{L(i\omega)}. \quad (2.31)$$

Выделив в правой части выражения (2.31) действительную и мнимую части, получим

$$W(i\omega) = U(\omega) + iV(\omega), \quad (2.32)$$

откуда модуль комплексной величины  $W(i\omega)$ , представляющий собой амплитудную частотную характеристику, определяется как

$$A(\omega) = \sqrt{U^2(\omega) + V^2(\omega)}, \quad (2.33)$$

а фазовый угол

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{V(\omega)}{U(\omega)} \quad (2.34)$$

дает фазовую частотную характеристику.

На комплексной плоскости амплитудно-фазовую частотную характеристику можно строить непосредственно по выражению (2.32), подставляя в него различные значения  $\omega$  и для каждого из этих значений откладывая  $U$  и  $V$  соответственно на действительной и мнимой осях.

## 9. Динамические характеристики типовых звеньев

В общем случае динамика любого звена может быть описана дифференциальным уравнением (2.3) или (2.4), которое показывает, что выходная функция  $x_{\text{ВЫХ}}(t)$  зависит от входной  $x_{\text{ВХ}}(t)$  и от свойств самого звена.

Чтобы иметь возможность сравнивать различные звенья по динамическим характеристикам, независимо от их физической природы, будем считать, что дифференциальное уравнение звена дано в безразмерной форме. В этом случае, вынося в уравнении (2.3) за скобки в левой части  $a_0$ , а в правой  $b_0$ , получим передаточную функцию звена в следующем виде:

$$W = k \frac{T_{zm}^m p^m + T_{zm-1}^{m-1} p^{m-1} + \dots + T_{z1} p + 1}{T_n^n p^n + T_{n-1}^{n-1} p^{n-1} + \dots + T_1 p + 1}, \quad (2.35)$$

где  $k = b_m/a_n$  — статический коэффициент усиления звена.

Коэффициенты:

$$T_1 = \frac{a_{n-1}}{a_n}, \quad T_2 = \sqrt{\frac{a_{n-2}}{a_n}}, \dots, \quad T_n = \sqrt[n]{\frac{a_0}{a_n}};$$

$$T_{z1} = \frac{b_{m-1}}{b_m}, \quad T_{z2} = \sqrt{\frac{b_{m-2}}{b_m}}, \dots, \quad T_{zm} = \sqrt[m]{\frac{b_0}{b_m}}$$

измеряются в тех же единицах, что и время.

Звенья, порядок дифференциальных уравнений которых не превышает второго, называются типовыми.

Ниже будут рассмотрены дифференциальные уравнения, переходные функции и частотные характеристики часто встречающихся типовых звеньев. Динамические характеристики типовых звеньев сведены в табл. 2.

**Идеальное пропорциональное звено.** Идеальное звено мгновенно передает на выход любое значение, которое получает



входная величина, поэтому часто такое звено называют чисто уси-  
лительным. Для идеального звена уравнение динамики представ-  
ляется простейшей алгебраической зависимостью

$$x_{\text{вых}} = kx_{\text{вх}}, \quad (2.36)$$

где  $k$  — коэффициент усиления звена.

Переходная функция имеет вид единичной функции, умно-  
женной на  $k$  (табл. 2, звено 1). Передаточная функция идеального  
звена определяется как

$$W = k, \quad (2.37)$$

а амплитудно-фазовая частотная характеристика вырождается  
в точку на вещественной оси:

$$W(i\omega) = k. \quad (2.38)$$

Выражение (2.38) можно рассматривать как комплексную  
величину, мнимая часть которой равна нулю, т. е.  $W(i\omega) =$   
 $= k + 0 \cdot i$ . Модуль этой величины  $A(\omega) = k$  не зависит от  
частоты  $\omega$ , а фазовый угол  $\varphi = 0$  при всех значениях  $\omega$ . Значит,  
амплитудно-фазовая частотная характеристика идеального звена  
представляет собой точку на вещественной оси, отстоящую от  
начала координат на величину, равную коэффициенту усиления  $k$ .

Логарифмическая амплитудная частотная характеристика этого  
звена

$$L = 20 \lg A = 20 \lg k \quad (2.39)$$

имеет вид прямой, параллельной оси частот  $\omega$  и отстоящей от  
нее на  $20 \lg k$  дБ, а логарифмическая фазовая частотная харак-  
теристика  $\varphi = 0$  совпадает с осью  $\omega$ .

**Апериодическое звено первого порядка.** Дифференциальное  
уравнение апериодического звена первого порядка имеет вид

$$T \frac{dx_{\text{вых}}}{dt} + x_{\text{вых}} = kx_{\text{вх}}, \quad (2.40)$$

где  $T$  — постоянная времени звена.

Переходную функцию можно получить, решив дифферен-  
циальное уравнение (2.40) при  $x_{\text{вх}} = [1]$ . Этому уравнению соот-  
ветствует характеристическое

$$Tz + 1 = 0, \quad (2.41)$$

которое имеет единственный корень  $z = -1/T$ .

При  $x_{\text{вх}} = [1]$  и начальном условии  $x_{\text{вых}} = 0$  ( $t \leq 0$ ) общее  
решение уравнения (2.40)

$$x_{\text{вых}} = k \left( 1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) \quad (2.42)$$

имеет вид экспоненты (рис. 17). Величина  $x_{\text{вых}} \rightarrow k$  только при  
 $t \rightarrow \infty$ , т. е. математически новый установившийся режим насту-  
пает при  $t = \infty$ . Однако если считать, что переходный процесс

заканчивается, когда  $x_{\text{вых}} = 0,95k$ , то легко вычислить его дли-  
тельность

$$t_p = T \ln 20 \approx 3T. \quad (2.43)$$

Если же взять точность не 5%, а 1%, то в этом случае дли-  
тельность переходного процесса будет  $t_p \approx 4,6T$ . Таким образом,  
постоянная времени апериодического звена определяет длитель-  
ность переходного процесса или инерционность данного звена,  
поэтому такое звено часто называют инерционным, тем самым  
определяя его динамические свой-  
ства. Очевидно, чем больше  
постоянная времени  $T$ , тем мед-  
леннее выходная величина при-  
ходит к своему новому устано-  
вившемуся состоянию, равному  
 $x_{\text{вых}} = k$ . Величина постоянной  
времени  $T$  легко определяется  
из графика переходной функции  
(рис. 17). Согласно (2.42), про-  
изводная в любой точке  $A$  экспо-  
ненты будет

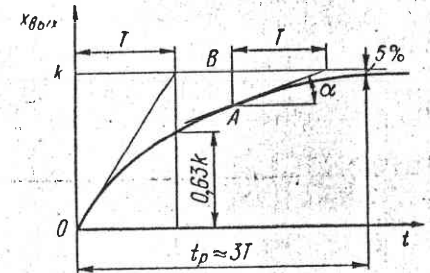


Рис. 17. Переходная функция апериодического звена первого порядка

$$\frac{dx_{\text{вых}}}{dt} = \frac{k}{T} e^{-\frac{t}{T}} = \frac{k - x_{\text{вых}}}{T}, \quad (2.44)$$

а из рисунка  $k - x_{\text{вых}} = AB$  и  $dx_{\text{вых}}/dt = \text{tg } \alpha$ . Отсюда постоянная  
времени апериодического звена  $T$  определяется отрезком  
на прямой  $x_{\text{вых}} = k$ , отсекаемым касательной в любой точке  
экспоненты.

Иногда вместо проведения касательной величину  $T$  опреде-  
ляют как время, в течение которого выходная величина  $x_{\text{вых}} =$   
 $= 0,63k$ . Это следует из (2.42), поскольку при  $t = T$  имеем  $x_{\text{вых}} =$   
 $= k(1 - e^{-1}) \approx 0,63k$ . Иными словами,  $T$  — время, в течение  
которого свободная составляющая переходного процесса затухает  
в  $e$  раз.

Построим теперь частотные характеристики апериодического  
звена. Из уравнения (2.40) передаточная функция звена

$$W = \frac{k}{Tp + 1}, \quad (2.45)$$

а его амплитудно-фазовая частотная характеристика определится  
из (2.45), если заменить в нем  $p$  на  $i\omega$ ,

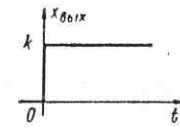
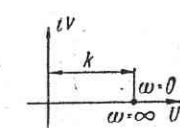
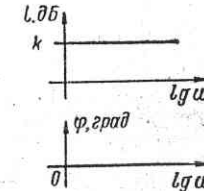
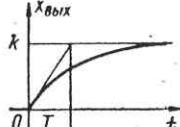
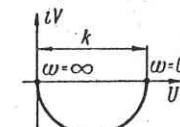
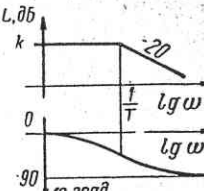
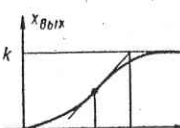
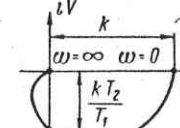
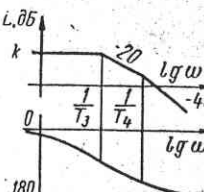

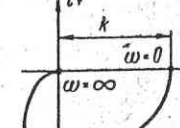
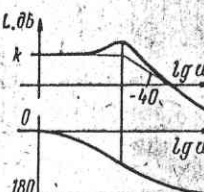
$$W(i\omega) = \frac{k}{iT\omega + 1} \quad (2.46)$$

или

$$W(i\omega) = \frac{k(iT\omega - 1)}{(iT\omega + 1)(iT\omega - 1)} = \frac{k}{T^2\omega^2 + 1} - i \frac{kT\omega}{T^2\omega^2 + 1},$$



Динамические характеристики типовых звеньев

№ звена	Название звена	Дифференциальное уравнение	Передачная функция	Переходная функция	Амплитудно-фазовая частотная характеристика	Логарифмические частотные характеристики
1	Пропорциональное идеальное	$x_{\text{ВЫХ}} = kx_{\text{ВХ}}$	$k$			
2	Апериодическое первого порядка	$T \frac{dx_{\text{ВЫХ}}}{dt} + x_{\text{ВЫХ}} = kx_{\text{ВХ}}$	$\frac{k}{Tp + 1}$			
3	Апериодическое второго порядка	$T^2 \frac{d^2x_{\text{ВЫХ}}}{dt^2} + 2\xi T \frac{dx_{\text{ВЫХ}}}{dt} + x_{\text{ВЫХ}} = kx_{\text{ВХ}}$ $\xi \geq 1$	$\frac{k}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1} = \frac{k}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}$			
4	Колебательное	$T^2 \frac{d^2x_{\text{ВЫХ}}}{dt^2} + 2\xi T \frac{dx_{\text{ВЫХ}}}{dt} + x_{\text{ВЫХ}} = kx_{\text{ВХ}}$ $\xi < 1$	$\frac{k}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}$			

№ звена	Название звена	Дифференциальное уравнение	Передаточная функция	Переходная функция	Амплитудно-фазовая частотная характеристика	Логарифмические частотные характеристики
5	Интегрирующее идеальное	$\frac{dx_{\text{ВЫХ}}}{dt} = kx_{\text{ВХ}}$	$\frac{k}{p}$			
6	Интегрирующие реальное	$T \frac{d^2 x_{\text{ВЫХ}}}{dt^2} + \frac{dx_{\text{ВЫХ}}}{dt} = kx_{\text{ВХ}}$	$\frac{k}{p(Tp+1)}$			
7	Дифференцирующее идеальное	$x_{\text{ВЫХ}} = k \frac{dx_{\text{ВХ}}}{dt}$	$kp$			
8	Дифференцирующее реальное	$T \frac{dx_{\text{ВЫХ}}}{dt} + x_{\text{ВЫХ}} = k \frac{dx_{\text{ВХ}}}{dt}$	$\frac{kp}{Tp+1}$			
9	Пропорционально-дифференцирующее	$x_{\text{ВЫХ}} = kx_{\text{ВХ}} + k_1 \frac{dx_{\text{ВХ}}}{dt}$	$k(Tp+1)$ $T = k_1/k$			

№ звена	Название звена	Дифференциальное уравнение	Передающая функция	Переходная функция	Амплитудно-фазовая частотная характеристика	Логарифмические частотные характеристики
10	Пропорционально-интегрирующее	$x_{\text{ВЫХ}} = x_1 x_{\text{ВХ}} + k \int x_{\text{ВХ}} dt$	$\frac{k(Tp + 1)}{p}$ $T = k_1/k$			
11	Издормное	$T \frac{dx_{\text{ВЫХ}}}{dt} + x_{\text{ВЫХ}} = kT \frac{dx_{\text{ВХ}}}{dt}$	$\frac{kTp}{Tp + 1}$			
12	Неустойчивое аперидическое первого порядка	$T \frac{dx_{\text{ВЫХ}}}{dt} - x_{\text{ВЫХ}} = kx_{\text{ВХ}}$	$\frac{k}{Tp - 1}$	—		
13		$-T \frac{dx_{\text{ВЫХ}}}{dt} + x_{\text{ВЫХ}} = kx_{\text{ВХ}}$	$\frac{k}{1 - Tp}$	—		
14	Неустойчивое аперидическое второго порядка	$T_2^2 \frac{d^2 x_{\text{ВЫХ}}}{dt^2} - T_1 \frac{dx_{\text{ВЫХ}}}{dt} + x_{\text{ВЫХ}} = kx_{\text{ВХ}}$	$\frac{k}{T_2^2 p^2 - T_1 p + 1} = \frac{k}{(1 - T_3 p)(1 - T_4 p)}$	—		

№ звена	Название звена	Дифференциальное уравнение	Передаточная функция	Переходная функция	Амплитудно-фазовая частотная характеристика	Логарифмические частотные характеристики
15	Неустойчивое апериодическое второго порядка	$T_2^2 \frac{d^2 x_{\text{ВЫХ}}}{dt^2} + T_1 \frac{dx_{\text{ВЫХ}}}{dt} - x_{\text{ВЫХ}} = k x_{\text{ВХ}}$	$\frac{k}{T_2^2 p^2 + T_1 p - 1} = \frac{k}{(T_3 p + 1)(T_4 p - 1)}$	—		
16		$T_2^2 \frac{d^2 x_{\text{ВЫХ}}}{dt^2} - T_1 \frac{dx_{\text{ВЫХ}}}{dt} - x_{\text{ВЫХ}} = k x_{\text{ВХ}}$	$\frac{k}{T_2^2 p^2 - T_1 p - 1} = \frac{k}{(1 + T_3 p)(T_4 p - 1)}$	—		
17	Неустойчивое гармонически колебательное	$T^2 \frac{d^2 x_{\text{ВЫХ}}}{dt^2} - x_{\text{ВЫХ}} = k x_{\text{ВХ}}$	$\frac{k}{T^2 p^2 - 1}$	—		
18	Неустойчивое колебательное	$T^2 \frac{d^2 x_{\text{ВЫХ}}}{dt^2} - 2\zeta T \frac{dx_{\text{ВЫХ}}}{dt} + x_{\text{ВЫХ}} = k x_{\text{ВХ}}$	$\frac{k}{T^2 p^2 - 2\zeta T p + 1}$	—		
19	Инверторное простое	$x_{\text{ВЫХ}} = -k x_{\text{ВХ}}$	$-k$			



№ звена	Название звена	Дифференциальное уравнение	Передаточная функция	Переходная функция	Амплитудно-фазовая частотная характеристика	Логарифмические частотные характеристики
20	Инверторное пропорционально-дифференцирующее	$x_{\text{вых}} = k \left( x_{\text{вх}} - T \frac{dx_{\text{вх}}}{dt} \right)$	$k(1 - Tp)$			
21		$x_{\text{вых}} = k \left( T \frac{dx_{\text{вх}}}{dt} - 1 \right)$	$k(Tp - 1)$			

откуда

$$U(\omega) = \frac{k}{T^2\omega^2 + 1}, \quad V(\omega) = -\frac{kT\omega}{T^2\omega^2 + 1}. \quad (2.47)$$

Модуль

$$A(\omega) = \sqrt{U^2(\omega) + V^2(\omega)} = \frac{k}{\sqrt{T^2\omega^2 + 1}} \quad (2.48)$$

определяет амплитудную частотную характеристику, а аргумент

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{V(\omega)}{U(\omega)} = -\arctg T\omega \quad (2.49)$$

— фазовую.

На комплексной плоскости амплитудно-фазовую характеристику можно построить, непосредственно подставляя различные значения  $\omega$  в выражении (2.47) или в (2.48) и (2.49). Однако нетрудно видеть, что вид функций  $U(\omega)$  и  $V(\omega)$  удовлетворяет уравнению окружности на комплексной плоскости

$$\left( U - \frac{k}{2} \right)^2 + V^2 = \left( \frac{k}{2} \right)^2.$$

В табл. 2 (звено 2) показана половина этой окружности, так как, согласно (2.47), положительным значениям  $U$  соответствуют

только отрицательные  $V$ . Отметим характерные точки на амплитудно-фазовой частотной характеристике:

$$\begin{aligned} \text{при } \omega = 0 \quad & A = k, \quad \varphi = 0; \\ \text{при } \omega = \infty \quad & A = 0, \quad \varphi = -90^\circ; \\ \text{при } \omega = \frac{1}{T} \quad & A = \frac{k\sqrt{2}}{2}, \quad \varphi = -45^\circ. \end{aligned}$$

Логарифмическая амплитудная частотная характеристика определяется по (2.48) и имеет вид

$$L = 20 \lg A = 20 \lg k - 20 \lg \sqrt{T^2\omega^2 + 1}. \quad (2.50)$$

Графически зависимость  $L(\omega)$  может быть приближенно определена следующим образом:

при низких частотах, когда  $T\omega \ll 1$ ,

$$\sqrt{T^2\omega^2 + 1} \approx 1, \quad \text{а } L \approx 20 \lg k; \quad (2.51)$$

при высоких частотах, когда  $T\omega \gg 1$ ,

$$\sqrt{T^2\omega^2 + 1} \approx T\omega \quad \text{и } L \approx 20 \lg k - 20 \lg T\omega. \quad (2.52)$$

Таким образом, логарифмическая амплитудная характеристика (рис. 18) может быть представлена двумя асимптотами, одна из которых соответствует низким частотам и представляет собой прямую  $BO$ , параллельную оси  $\omega$ , а вторая высоким частотам и представляет собой наклонную прямую  $OC$ . Определим наклон прямой  $OC$ , выразив его в децибелах на одну декаду.

Прежде всего отметим, что асимптоты  $BO$  и  $OC$  пересекаются в точке  $\omega = 1/T$ , так как подставив это значение  $\omega$  в выражение (2.52), получим  $L = 20 \lg k$ , что соответствует значению низкочастотной асимптоты (2.51). Возьмем на прямой  $OC$  две точки  $\omega = 1/T$  и  $\omega = 10/T$ , отстоящих друг от друга на одну декаду, и определим величину наклона прямой на этом участке. Для частоты  $\omega = 1/T$   $L = 20 \lg k$ , а для  $\omega_1 = 10/T$

$$L_1 = 20 \lg k - 20 \lg T \frac{10}{T} = 20 \lg k - 20.$$

Разность ординат составляет  $-20$  дБ. А это значит, что наклон высокочастотной асимптоты составляет  $-20$  дБ/дек.

Ломаная линия  $BOC$  называется асимптотической или ап-

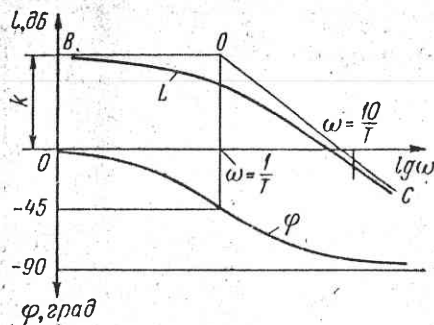


Рис. 18. Логарифмические амплитудная  $L$  и фазовая  $\varphi$  частотные характеристики аperiodического звена первого порядка

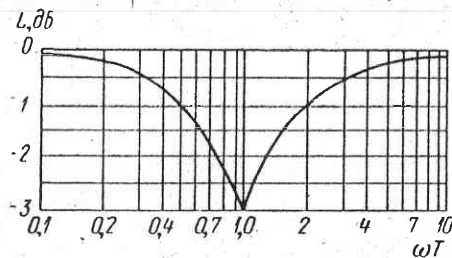


Рис. 19. Кривая поправок к асимптотической логарифмической амплитудной характеристике аperiodического звена первого порядка

проксимированной логарифмической амплитудной характеристикой. В дальнейшем будем пользоваться в основном именно асимптотическими характеристиками звеньев, которые и представлены в табл. 2.

Если требуется вычертить действительную логарифмическую характеристику, то она может быть получена из выражения (2.50), если подставить в него различные значения  $\omega$ . Однако для сокращения вычислений при вычерчивании действительной логарифмической характеристики, если это требуется, целесообразно использовать представленный на рис. 19 график поправок в децибелах к аппроксимированной характеристике. Этот график можно получить, если в выражение (2.50) подставлять при  $k = 1$  различные значения  $T\omega$ , начиная от  $T\omega = 1$  в меньшую и большую стороны, например от  $T\omega = 0,1$  до  $T\omega = 10$ , что соответствует изменению частоты на две декады.

Как видно из рис. 19, погрешность аппроксимации амплитудной характеристики невелика и она легко оценивается и корректируется. Максимальная поправка в 3 дБ имеет место в точке пересечения асимптот, когда  $T\omega = 1$ , т. е.  $\omega = 1/T$ . Эта частота называется частотой сопряжения асимптот или частотой излома

логарифмической амплитудной характеристики. Следовательно, постоянная времени аperiodического звена определяет излом его логарифмической амплитудной характеристики.

Обратимся к логарифмической фазовой частотной характеристике. Она строится по уравнению (2.49). На частоте излома  $\omega = 1/T$  фазовый сдвиг  $\varphi = -45^\circ$  (рис. 18). Поскольку эта характеристика изображается на полулогарифмической сетке, то она симметрична относительно частоты  $\omega = 1/T$ . Действительно, из (2.49) без учета знака

$$\operatorname{tg} \varphi = T\omega, \quad (2.53)$$

а, согласно определению, при любых частотах значения  $T\omega$  и  $1/T\omega$  располагаются симметрично от  $T\omega = 1$  (когда  $\omega = 1/T$ ).

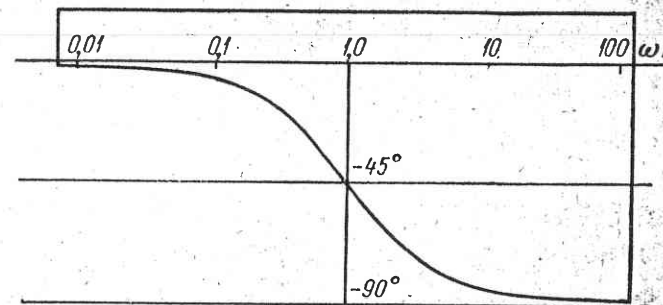


Рис. 20. Вид шаблона для построения логарифмических фазовых частотных характеристик

Выражение (2.53) можно записать в следующем виде:

$$\frac{1}{\operatorname{tg} \varphi} = \frac{1}{T\omega} = \operatorname{ctg} \varphi = \operatorname{tg} (90^\circ - \varphi). \quad (2.54)$$

Это значит, что величина угла, на которую  $\varphi$  меньше  $45^\circ$ , равна значению угла, на которое  $90 - \varphi$  больше  $45^\circ$ .

Это свойство дает возможность изготовить специальный шаблон, с помощью которого строятся логарифмические фазо-частотные характеристики большинства типовых звеньев как с отрицательными, так и с положительными значениями фазового сдвига  $\varphi$ . Такой шаблон можно изготовить из какого-либо прозрачного материала, например из оргстекла.

На рис. 20 показан вид шаблона, а в табл. 3 приведены данные, по которым он построен, для отрицательных значений фазового сдвига  $\varphi$ . Чтобы построить логарифмическую фазовую частотную характеристику нужно определить частоту излома  $\omega = 1/T$  и совместить ее с вертикальной линией шаблона, проходящей через  $\varphi = -45^\circ$  (или  $+45^\circ$ ), а горизонтальную линию совместить с линией на графике, соответствующей углу  $-45^\circ$  (или  $+45^\circ$ ). Наиболее удобным масштабом для вычерчивания частотных характеристик является следующий: 1 декада — 100 мм,  $1^\circ$  — 1 мм.

Функция  $\varphi = f(T\omega)$ 

$T\omega$	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09	0,1
$\varphi$ , град	-0,6	-1,1	-1,7	-2,3	-2,9	-3,4	-4	-4,6	-5,1	-5,7
$T\omega$	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	
$\varphi$ , град	-11,3	-16,7	-21,8	-26,6	-31	-35	-38,7	-42	-45	
$T\omega$	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0	7,0	8,0	9,0	10	
$\varphi$ , град	-63,4	-71,5	-76	-78,7	-80,5	-81,9	-82,9	-83,7	-84,3	
$T\omega$	20	30	40	50	60	70	80	90	100	
$\varphi$ , град	-87,1	-88,1	-88,5	-88,9	-89,0	-89,2	-89,3	-89,4	-89,4	

**Апериодическое звено второго порядка.** Динамика апериодического звена второго порядка описывается дифференциальным уравнением

$$T^2 \frac{d^2 x_{\text{вых}}}{dt^2} + 2\zeta T \frac{dx_{\text{вых}}}{dt} + x_{\text{вых}} = kx_{\text{вх}} \quad \text{при } \zeta \geq 1, \quad (2.55)$$

где  $T$  — постоянная времени,  $\zeta$  — коэффициент затухания (демпфирования) звена.

Переходная функция этого звена получается путем решения уравнения (2.55) при  $x_{\text{вх}} = [1]$  и начальных условиях  $x_{\text{вых}} = 0$ ,  $dx_{\text{вых}}/dt = 0$  при  $t = 0$ .

Корни характеристического уравнения

$$T^2 z^2 + 2\zeta T z + 1 = 0$$

будут вещественными и определяются по выражениям:

$$\left. \begin{aligned} z_1 &= -\frac{\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}}{T}; \\ z_2 &= -\frac{\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}}{T}. \end{aligned} \right\} \quad (2.56)$$

Размерность этих корней соответствует  $[c^{-1}]$ , поэтому обозначим  $z_1 = -1/T_1$ ;  $z_2 = -1/T_2$ . В результате решение уравнения (2.55) можно записать следующим образом:

$$x_{\text{вых}} = k \left( 1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{T_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t}{T_2}} \right). \quad (2.57)$$

Итак, переходная функция апериодического звена второго порядка состоит из двух экспонент с разными постоянными времени  $T_1$  и  $T_2$ . Поскольку график переходной функции (рис. 21, а) имеет касание с осью времени  $t$  в начале координат (так как  $dx_{\text{вых}}/dt = 0$  при  $t = 0$ ) и в то же время при  $t = \infty$  значение

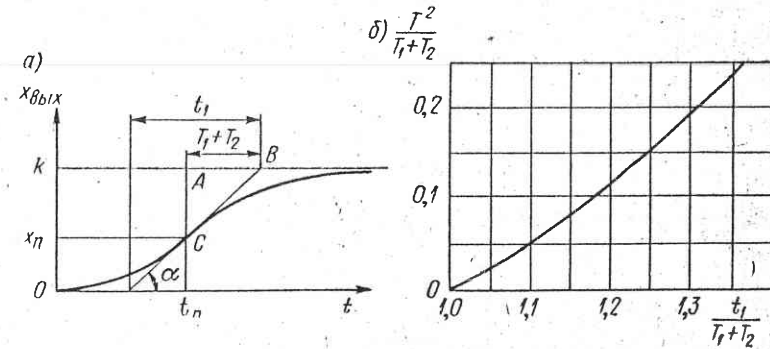


Рис. 21. Переходная функция (а) и график (б) для определения времени  $T$  апериодического звена второго порядка

$x_{\text{вых}} = k$ , то этот график имеет точку перегиба  $C$  с координатами  $t_n$  и  $x_n$ . Для этой точки должно быть  $\left( \frac{d^2 x_{\text{вых}}}{dt^2} \right)_{t=t_n} = 0$  или

$$-\frac{1}{T_1(T_1 - T_2)} e^{-\frac{t_n}{T_1}} + \frac{1}{T_2(T_1 - T_2)} e^{-\frac{t_n}{T_2}} = 0,$$

откуда получаем

$$e^{-\frac{t_n}{T_1}} / e^{-\frac{t_n}{T_2}} = T_1 / T_2. \quad (2.58)$$

С другой стороны,

$$\left( \frac{dx_{\text{вых}}}{dt} \right)_{t=t_n} = \text{tg } \alpha = \frac{k}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t_n}{T_1}} - \frac{k}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t_n}{T_2}},$$



а из рис. 21, а

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{CA}{AB} \text{ и } CA = k - x_n.$$

Согласно (2.57), имеем

$$k - x_n = \frac{kT_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t_n}{T_1}} - \frac{kT_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t_n}{T_2}}.$$

В результате можно записать

$$\begin{aligned} \frac{1}{AB} \left( \frac{kT_1}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t_n}{T_1}} - \frac{kT_2}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t_n}{T_2}} \right) &= \\ &= \frac{k}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t_n}{T_1}} - \frac{k}{T_1 - T_2} e^{-\frac{t_n}{T_2}}. \end{aligned} \quad (2.59)$$

После преобразования выражения (2.59) с учетом (2.58) получим

$$AB = T_1 + T_2. \quad (2.60)$$

Следовательно, касательная в точке перегиба отсекает на прямой  $x_{\text{вых}} = k$  отрезок, равный сумме постоянных времени  $T_1 + T_2$ .

Согласно (2.56), уравнение (2.55) можно записать в другом виде:

$$T_1 T_2 \frac{d^2 x_{\text{вых}}}{dt^2} + (T_1 + T_2) \frac{dx_{\text{вых}}}{dt} + x_{\text{вых}} = k x_{\text{вых}}, \quad (2.61)$$

где  $T_1 T_2 = T^2$ , а  $T_1 + T_2 = 2\xi T$ .

Постоянная времени  $T$  может быть определена по специальному графику (рис. 21, б) в зависимости от значений  $t_1$  и  $T_1 + T_2$ , а величина  $\xi = \frac{(T_1 + T_2)}{2T}$ .

Рассмотрим частотные характеристики апериодического звена второго порядка. Из (2.55) передаточная функция звена будет

$$W = \frac{k}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}. \quad (2.62)$$

Амплитудно-фазовая частотная характеристика после замены  $p$  на  $i\omega$  получается как

$$W(i\omega) = \frac{k}{-T^2 \omega^2 + 2\xi T \omega i + 1} = k \frac{1 - T^2 \omega^2 - 2\xi T \omega i}{(1 - T^2 \omega^2)^2 + 4\xi^2 T^2 \omega^2}, \quad (2.63)$$

откуда имеем

$$\left. \begin{aligned} U &= k \frac{1 - T^2 \omega^2}{(1 - T^2 \omega^2)^2 + 4\xi^2 T^2 \omega^2}; \\ V &= -k \frac{2\xi T \omega}{(1 - T^2 \omega^2)^2 + 4\xi^2 T^2 \omega^2}. \end{aligned} \right\} \quad (2.64)$$

По выражениям (2.64) на комплексной плоскости строится амплитудно-фазовая характеристика (табл. 2, звено 3). Отметим характерные точки:

при  $\omega = 0$   $U = k$ ,  $V = 0$ ,  $\varphi = 0$ ;

»  $\omega = \infty$   $U = 0$ ,  $V = 0$ ,  $\varphi = -180^\circ$ ;

»  $\omega = 1/T$   $U = 0$ ,  $V = -k/2\xi$ ,  $\varphi = -90^\circ$ .

Для построения логарифмических амплитудной и фазовой частотных характеристик воспользуемся уравнением (2.61), из которого передаточная функция равна

$$W = \frac{k}{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2) p + 1}, \quad (2.65)$$

или, если разложить знаменатель (2.65) на сомножители,

$$W = \frac{k}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}. \quad (2.66)$$

После замены  $p$  на  $i\omega$  получим

$$W(i\omega) = \frac{k}{(T_1 i\omega + 1)(T_2 i\omega + 1)},$$

откуда амплитудная частотная характеристика

$$A = \frac{k}{\sqrt{T_1^2 \omega^2 + 1} \sqrt{T_2^2 \omega^2 + 1}}, \quad (2.67)$$

а фазовая частотная характеристика

$$\varphi = -\operatorname{arctg} T_1 \omega - \operatorname{arctg} T_2 \omega. \quad (2.68)$$

Из (2.67) логарифмическая амплитудная частотная характеристика имеет вид

$$L = 20 \lg k - 20 \lg \sqrt{T_1^2 \omega^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{T_2^2 \omega^2 + 1}. \quad (2.69)$$

Сравнивая выражения (2.68) и (2.69) с (2.49) и (2.50) видим, что логарифмические частотные характеристики апериодического звена второго порядка складываются из характеристик двух апериодических звеньев, у одного из которых коэффициент усиления равен  $k$ , а у другого — единице. Эти характеристики строятся путем сложения отдельных слагаемых, входящих в уравнения (2.68) и (2.69). Процесс построения показан на рис. 22. При частотах, соответствующих  $\omega_1 = 1/T_1$  и  $\omega_2 = 1/T_2$ , получаем изломы на асимптотической логарифмической амплитудной частотной характеристике.

**Колебательное звено.** Дифференциальное уравнение колебательного звена имеет такой же вид, как и (2.55), только в этом случае  $\xi < 1$ . Амплитудно-фазовая частотная характеристика строится по выражениям (2.63) и (2.64), и она будет иметь тот же общий вид, что и для апериодического звена второго порядка, но только более вытянутый книзу.



Для колебательного звена корни (2.56) характеристического уравнения будут комплексными сопряженными, так как  $\zeta < 1$ , а переходная функция принимает вид

$$x_{\text{вых}} = k \left[ 1 - e^{-\frac{\zeta}{T} t} \left( \cos \omega_0 t + \frac{\zeta}{T\omega_0} \sin \omega_0 t \right) \right], \quad (2.70)$$

где  $\omega_0 = \frac{1}{T} \sqrt{1 - \zeta^2}$  — частота собственных колебаний звена.

Из (2.70) следует, что переходная функция колебательного звена состоит из установившейся составляющей, равной  $k$ , и переходной, представляющей собой синусоиду с частотой  $\omega_0$ , которая при  $\zeta > 0$  с течением времени затухает. Величина  $T/\zeta$  является постоянной времени огибающей экспоненты (табл. 2 звено 4).

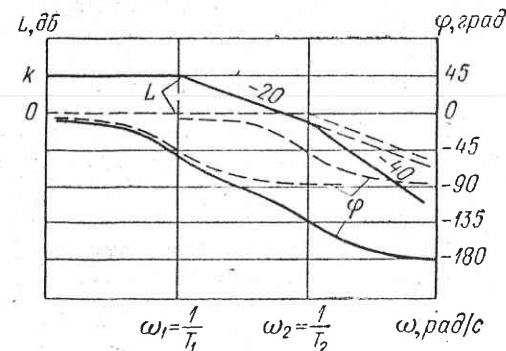


Рис. 22. Логарифмические частотные характеристики аperiodического звена второго (—) и первого (---) порядка

получаются из соотношений (2.63) и (2.64).

Логарифмическая амплитудная частотная характеристика будет

$$L = 20 \lg k - 20 \lg \sqrt{(1 - T^2\omega^2)^2 + 4\zeta^2 T^2\omega^2}. \quad (2.73)$$

Найдем асимптоты этой характеристики. При  $\omega \rightarrow 0$  под корнем получаем единицу и  $L \rightarrow 20 \lg k$ . При  $\omega \rightarrow \infty$  под корнем основное значение получает член, содержащий  $T^4\omega^4$ , и в этом случае

$$L \rightarrow (20 \lg k - 40 \lg T\omega) \rightarrow -\infty.$$

Следовательно, логарифмическую амплитудную частотную характеристику колебательного звена можно представить в виде двух асимптот, одна из которых определяется прямой  $20 \lg k$ , а другая — прямой с наклоном — 40 дБ/дек. Точка пересечения этих асимптот соответствует  $\omega = 1/T$  и  $\zeta = 1$ . Это значит, что аппроксимированная логарифмическая характеристика колебательного звена имеет тот же вид, что и результирующая характеристика двух последовательно соединенных аperiodических звеньев с одинаковыми постоянными времени.

Логарифмическую фазовую частотную характеристику приближенно можно также построить в виде суммы фазовых характеристик двух последовательно соединенных аperiodических звеньев, причем при  $\omega = 1/T$  значение  $\varphi = -90^\circ$ . Однако действительные логарифмические характеристики в зависимости от коэффициента затухания  $\zeta$  могут сильно отличаться от приближенных, особенно вблизи частоты  $\omega = 1/T$ .

В частности, при  $\zeta = 0$ , как это следует из (2.71),  $A = \infty$ , т. е. в отличие от аperiodических звеньев колебательное звено обладает резонансными свойствами и коэффициент усиления амплитуды вблизи частоты собственных колебаний может становиться больше статического коэффициента  $k$ . Поэтому при расчетах логарифмические частотные характеристики колебательного звена целесообразно строить непосредственно по выражениям (2.72) и (2.73) или пользоваться специальными номограммами (рис. 23 и 24), на которых изображены логарифмические амплитудные и фазовые частотные характеристики для различных значений коэффициента затухания  $\zeta \leq 1$  в зависимости от  $\omega T$ .

**Идеальное и реальное интегрирующие звенья.** У идеального интегрирующего звена выходная величина пропорциональна интегралу от входной величины по времени

$$x_{\text{вых}} = k \int x_{\text{вх}} dt, \quad (2.74)$$

или, если продифференцировать (2.74) по времени,

$$\frac{dx_{\text{вых}}}{dt} = kx_{\text{вх}}. \quad (2.75)$$

Переходная функция при  $x_{\text{вх}} = [1]$  и  $x_{\text{вых}}(0) = 0$  представляет собой прямую  $x_{\text{вых}} = kt$  (табл. 2, звено 5).

Согласно (2.74), передаточная функция идеального интегрирующего звена имеет вид

$$W = \frac{k}{p}, \quad (2.76)$$

а амплитудная фазовая частотная характеристика

$$W(i\omega) = \frac{k}{i\omega}, \quad U = 0, \quad V = -\frac{k}{\omega} \quad (2.77)$$

совпадает с отрицательной мнимой осью и имеет при всех частотах постоянный сдвиг фазы, равный  $-90^\circ$ , так как

$$\varphi = -\arctg \infty = -90^\circ.$$

Логарифмическая амплитудная частотная характеристика получается из выражения

$$L = 20 \lg k - 20 \lg \omega. \quad (2.78)$$

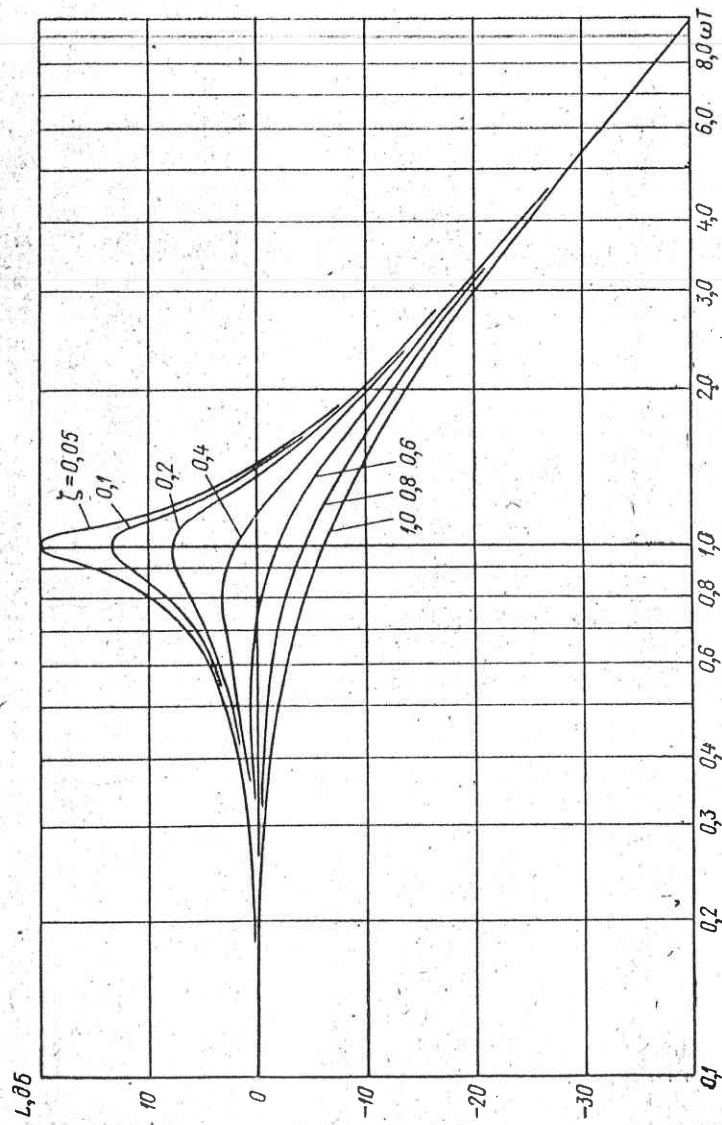


Рис. 23. Логарифмические амплитудные частотные характеристики колебательного звена для различных значений  $\zeta \leq 1$

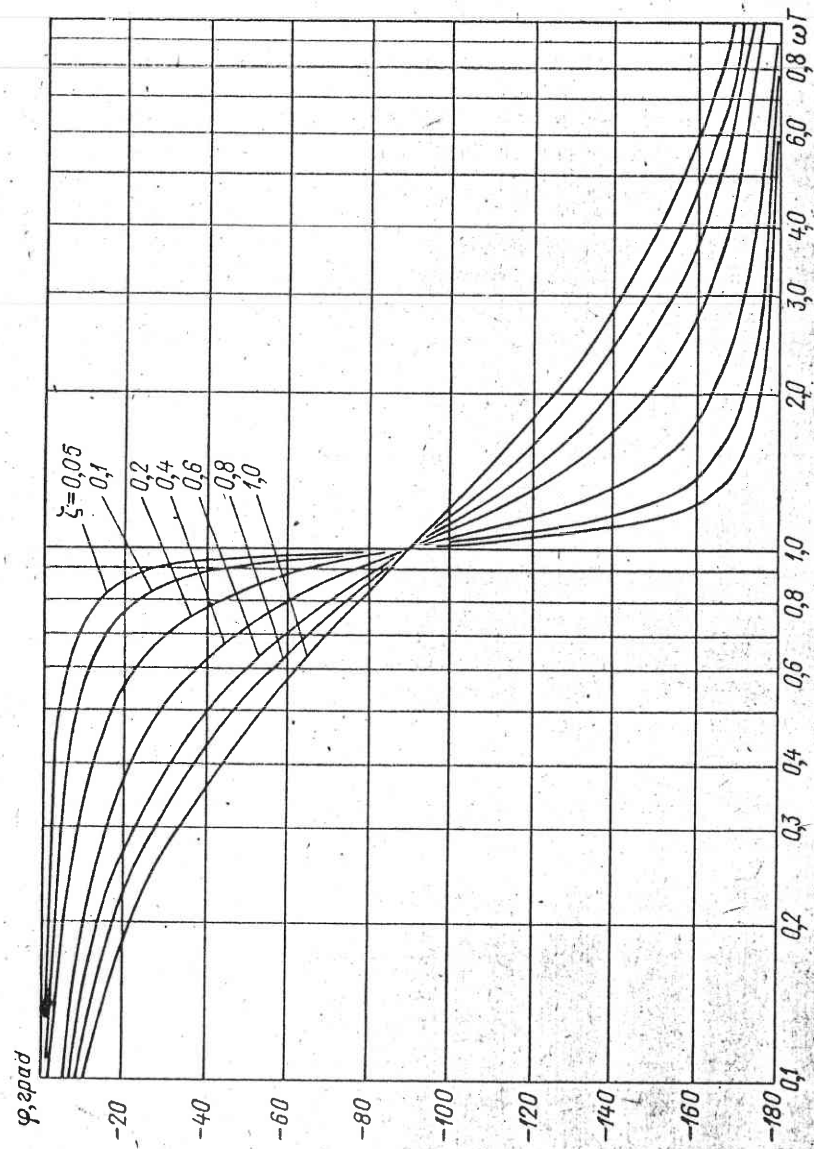


Рис. 24. Логарифмические фазовые частотные характеристики колебательного звена для различных значений  $\zeta \leq 1$

Давая изменение  $\omega$ , соответствующее одной декаде, получим приращение

$$L(10\omega) - L(\omega) = 20 \lg k - 20 \lg 10 - 20 \lg \omega - 20 \lg k + 20 \lg \omega = -20 \text{ дБ.}$$

При  $\omega = 1$  значение  $L = 20 \lg k$ . Следовательно, логарифмическая амплитудная частотная характеристика идеального интегрирующего звена представляет собой прямую с наклоном  $-20$  дБ/дек, проходящую через точку с координатами  $\omega = 1$  и  $L = 20 \lg k$ . Фазовая частотная характеристика также представляет собой прямую, параллельную оси  $\omega$  и отстоящую от нее на  $-90^\circ$ .

Дифференциальное уравнение реального интегрирующего звена имеет вид

$$T \frac{d^2 x_{\text{вых}}}{dt^2} + \frac{dx_{\text{вых}}}{dt} = kx_{\text{вх}}, \quad (2.79)$$

в котором  $T$  — инерционная постоянная времени звена.

Решение уравнения (2.79) при  $x_{\text{вх}} = [1]$  и нулевых начальных условиях дает следующее выражение для переходной функции:

$$x_{\text{вых}} = kt - kT \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right). \quad (2.80)$$

Из (2.80) видно, что переходная функция реального интегрирующего звена определяется прямой  $kt$ , соответствующей переходной функции идеального звена, из которой вычитается экспонента с постоянной времени  $T$ .

Передаточная функция реального интегрирующего звена

$$W = \frac{k}{p(Tp + 1)}, \quad (2.81)$$

его амплитудно-фазовая характеристика

$$W(i\omega) = \frac{k}{i\omega(Ti\omega + 1)}, \quad (2.82)$$

откуда

$$U = -\frac{kT}{T^2\omega^2 + 1}, \quad V = -\frac{k}{\omega(T^2\omega^2 + 1)}, \quad (2.83)$$

$$\varphi = -90^\circ - \arctg T\omega. \quad (2.84)$$

Из (2.83) модуль

$$A = \frac{k}{\omega \sqrt{T^2\omega^2 + 1}}, \quad (2.85)$$

а логарифмическая амплитудная частотная характеристика будет

$$L = 20 \lg k - 20 \lg \omega - 20 \lg \sqrt{T^2\omega^2 + 1}. \quad (2.86)$$

Выражения (2.84) для сдвига фазы  $\varphi$  и (2.86) показывают, что логарифмические частотные характеристики реального интегрирующего звена получаются простым сложением логарифмических характеристик идеального интегрирующего и апериодического звеньев. При частотах, меньших  $1/T$ , это звено близко к идеальному интегрирующему (табл. 2, звено 6).

Идеальное и реальное дифференцирующие звенья. Идеальное дифференцирующее звено дает на выходе производную по времени от входной величины

$$x_{\text{вых}} = k \frac{dx_{\text{вх}}}{dt}. \quad (2.87)$$

Если на вход этого звена подать  $x_{\text{вх}} = [1]$ , то, согласно (2.87), в момент времени  $t = 0$  производная  $dx_{\text{вх}}/dt$  равна бесконечности и переходная характеристика  $x_{\text{вых}}$  будет представлять собой мгновенный импульс. Если же считать, что входная величина  $x_{\text{вх}}$  подается не мгновенно, а за некоторый промежуток времени  $\Delta t$ , то и  $x_{\text{вых}}$  будет иметь конечное значение, что часто ближе к реальным условиям подачи входного сигнала (табл. 2, звено 7).

Передаточная функция идеального дифференцирующего звена соответствует (2.87)

$$W = kp, \quad (2.88)$$

а его амплитудно-фазовая частотная характеристика

$$W(i\omega) = ki\omega. \quad (2.89)$$

Из (2.89) определяем

$$U = 0, \quad V = k\omega, \quad \varphi = \arctg \frac{V}{U} = 90^\circ. \quad (2.90)$$

На комплексной плоскости амплитудно-фазовая характеристика совпадает с положительной мнимой осью.

Согласно (2.90), модуль  $A = k\omega$ , а логарифмическая амплитудная частотная характеристика

$$L = 20 \lg k + 20 \lg \omega. \quad (2.91)$$

Сравнивая (2.91) с (2.78), видим, что они отличаются лишь знаком перед вторым членом. Отсюда логарифмическая амплитудно-частотная характеристика идеального дифференцирующего звена представляет собой прямую с наклоном  $+20$  дБ/дек, проходящую через точку с координатами  $\omega = 1$  и  $L = 20 \lg k$ . Фазовая частотная характеристика имеет [при всех частотах от 0 до  $\infty$  сдвиг фазы  $\varphi = 90^\circ$ .

Динамика реального дифференцирующего звена описывается дифференциальным уравнением

$$T \frac{dx_{\text{вых}}}{dt} + x_{\text{вых}} = k \frac{dx_{\text{вх}}}{dt}. \quad (2.92)$$



Здесь  $T$ , так же как и в (2.79), является инерционной постоянной данного звена. Переходная функция, являющаяся решением дифференциального уравнения (2.92), определяется выражением

$$x_{\text{вых}} = \frac{k}{T} e^{-\frac{t}{T}}, \quad (2.93)$$

из которого видно, что, когда  $T = 0$ , звено превращается в идеальное дифференцирующее.

Рассмотрим частотные характеристики этого звена. Согласно (2.92):

$$W = \frac{kp}{Tp + 1}; \quad (2.94)$$

$$W(i\omega) = \frac{k i \omega}{T i \omega + 1}. \quad (2.95)$$

Следовательно,

$$U = \frac{kT\omega^2}{T^2\omega^2 + 1}, \quad V = \frac{k\omega}{T^2\omega^2 + 1}, \quad A = \frac{k\omega}{\sqrt{T^2\omega^2 + 1}}, \quad (2.96)$$

$$\varphi = 90^\circ - \arctg T\omega.$$

Отсюда получаем характерные точки для амплитудно-фазовой характеристики:

- при  $\omega = 0$   $U = 0$ ,  $V = 0$ ,  $\varphi = 90^\circ$ ;
- »  $\omega = \frac{1}{T}$ ,  $U = \frac{k}{2T}$ ,  $V = \frac{k}{2T}$ ,  $\varphi = 45^\circ$ ;
- »  $\omega = \infty$ ,  $U = \frac{k}{T}$ ,  $V = 0$ ,  $\varphi = 0$ .

Таким образом, амплитудно-фазовая частотная характеристика реального дифференцирующего звена представляет собой полуокружность с диаметром  $k/T$ , расположенную в положительной четверти комплексной плоскости (табл. 2; звено 8).

Как видно из табл. 2, в отличие от апериодических и интегрирующих звеньев дифференцирующие звенья дают не отставание, а опережение фазы. Как будет показано ниже, это является весьма ценным свойством дифференцирующих звеньев.

Из (2.96) получаем логарифмическую амплитудную характеристику

$$L = 20 \lg k + 20 \lg \omega - 20 \lg \sqrt{T^2\omega^2 + 1}, \quad (2.97)$$

которая складывается из уже известных характеристик идеального дифференцирующего и апериодического звеньев.

На рис. 25 показаны отдельные характеристики, построенные по выражению (2.97), и результат их сложения. Принято считать, что реальное дифференцирующее звено выполняет свои дифференцирующие функции при частотах  $\omega < 1/T$ .

Пропорционально-дифференцирующее звено. В таком звене выходная величина  $x_{\text{вых}}$  пропорциональна не только отклонению входной величины  $x_{\text{вх}}$ , но и производной от этого отклонения, т. е. дифференциальное уравнение этого звена определяется зависимостью

$$x_{\text{вых}} = kx_{\text{вх}} + k_1 \frac{dx_{\text{вх}}}{dt}, \quad (2.98)$$

где  $k$  — коэффициент усиления звена, а  $k_1$  — коэффициент усиления дифференциальной составляющей.

Здесь аналогично идеальному дифференцирующему звену в момент подачи входного сигнала  $x_{\text{вх}} = [1]$  (при  $t = 0$ ) будет иметь место мгновенный импульс, после которого установится значение  $x_{\text{вых}} = k$ . Однако будем считать, что входной сигнал подается не мгновенно, а за конечный промежуток времени, равный  $\Delta t$ . Тогда при  $t = 0$  величина импульса будет  $k_1/\Delta t$  (табл. 2, звено 9).

Для определения частотных характеристик запишем уравнение (2.98) в следующем виде:

$$x_{\text{вых}} = k \left( x_{\text{вх}} + T \frac{dx_{\text{вх}}}{dt} \right), \quad (2.99)$$

где  $T = k_1/k$ .

Из (2.99) получим передаточную функцию и амплитудно-фазовую частотную характеристику:

$$W = k(Tp + 1); \quad W(i\omega) = k(Ti\omega + 1). \quad (2.100)$$

Следовательно,

$$U = k, \quad V = kT\omega, \quad \varphi = \arctg T\omega, \quad (2.101)$$

а модуль

$$A = k\sqrt{T^2\omega^2 + 1}.$$

Из (2.101) следует, что на комплексной плоскости амплитудно-фазовая частотная характеристика пропорционально-дифференцирующего звена является прямой, параллельной положительной мнимой оси и отстоящей от нее на расстоянии, равном коэффициенту усиления  $k$ . При изменении частоты  $\omega$  от 0 до  $\infty$  сдвиг фазы  $\varphi$  изменяется от 0 до  $+90^\circ$ .

Логарифмическая амплитудная частотная характеристика определится из выражения

$$L = 20 \lg k + 20 \lg \sqrt{T^2\omega^2 + 1}. \quad (2.102)$$

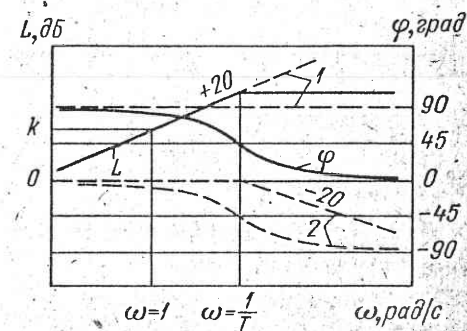


Рис. 25. Логарифмические частотные характеристики  $L$  и  $\varphi$  реальных дифференцирующих звеньев:

1 — идеальное дифференцирующее; 2 — апериодическое первого порядка

Сравнивая (2.102) с (2.50), а также выражения для  $\varphi$  из (2.101) и (2.49) приходим к выводу, что логарифмические частотные характеристики пропорционально-дифференцирующего звена являются зеркальным отображением подобных характеристик апериодического звена первого порядка относительно оси абсцисс. Значит, в данном случае, начиная с  $\omega = 1/T$ , амплитудная характеристика имеет наклон  $+20$  дБ/дек, а сдвиг фазы  $\varphi = 45^\circ$ . Вся логарифмическая фазовая частотная характеристика строится с помощью того же шаблона, что и для апериодического звена, только для положительных значений сдвига фазы  $\varphi$ .

**Пропорционально-интегрирующее звено.** Выходная величина  $x_{\text{вых}}$  пропорционально-интегрирующего звена реагирует как на отклонение входной величины  $x_{\text{вх}}$ , так и на интеграл по времени от этого отклонения. Динамика такого звена описывается уравнением

$$x_{\text{вых}} = k_1 x_{\text{вх}} + k \int x_{\text{вх}}(t) dt. \quad (2.103)$$

При входном сигнале  $x_{\text{вх}} = [1]$  переходная функция будет

$$x_{\text{вых}} = k_1 + kt, \quad (2.104)$$

т. е. на выходе звена установится постоянная скорость, определяемая коэффициентом усиления  $k$  интегрально составляющей.

Согласно (2.103), передаточная функция и амплитудно-фазовая характеристика звена имеют вид:

$$W = \frac{k(Tp + 1)}{p}; \quad W(i\omega) = \frac{k(Ti\omega + 1)}{i\omega}, \quad (2.105)$$

где  $T = k_1/k$ .

Из (2.105) имеем:

$$U = kT; \quad V = -\frac{k}{\omega}; \quad \varphi = -90^\circ + \text{arctg } T\omega. \quad (2.106)$$

При изменении частоты от 0 до  $\infty$  амплитудно-фазовая частотная характеристика этого звена будет представлять собой прямую, параллельную отрицательной мнимой оси и отстоящую от нее на расстояние, равное  $kT$  (табл. 2, звено 10). Поскольку модуль комплексной величины

$$A = \frac{k\sqrt{T^2\omega^2 + 1}}{\omega},$$

то логарифмическая амплитудная частотная характеристика определится из выражения

$$L = 20 \lg k - 20 \lg \omega + 20 \lg \sqrt{T^2\omega^2 + 1}. \quad (2.107)$$

Из (2.106) и (2.107) видно, что логарифмические частотные характеристики пропорционально-интегрирующего звена складываются из частотных характеристик идеального интегрирующего

и пропорционально-дифференцирующего звеньев. На рис. 26 показаны составляющие и результирующие логарифмические характеристики этого звена.

**Изодромное (гибкое) звено.** В общем виде динамика изодромного звена описывается тем же уравнением, что и динамика пропорционально-дифференцирующего звена (2.92). Однако между этими звеньями имеется некоторое различие. Дело в том, что время  $T$ , входящее в уравнение (2.92), является инерционной постоянной, присущей самой природе реального дифференцирующего звена, в то время как в изодромное звено постоянная времени  $T$  вводится специально для стабилизации системы регулирования. Как правило, это звено включается в цепь обратной связи и часто называется звеном изодромной обратной связи.

В отличие от (2.92) дифференциальное уравнение изодромного звена запишем в следующем виде:

$$T \frac{dx_{\text{вых}}}{dt} + x_{\text{вых}} = kT \frac{dx_{\text{вх}}}{dt}. \quad (2.108)$$

По аналогии с (2.93) для данного звена переходная функция будет

$$x_{\text{вых}} = ke^{-\frac{t}{T}}, \quad (2.109)$$

а передаточная функция и амплитудно-фазовая частотная характеристика определяются по выражениям:

$$W = \frac{kTp}{Tp + 1}; \quad W(i\omega) = \frac{kTi\omega}{Ti\omega + 1}, \quad (2.110)$$

откуда

$$U = \frac{kT^2\omega^2}{T^2\omega^2 + 1}; \quad V = \frac{kT\omega}{T^2\omega^2 + 1}; \quad A = \frac{kT\omega}{\sqrt{T^2\omega^2 + 1}}; \quad \varphi = 90^\circ - \text{arctg } T\omega. \quad (2.111)$$

Из (2.111) определяем и логарифмическую амплитудную частотную характеристику

$$L = 20 \lg kT + 20 \lg \omega - 20 \lg \sqrt{T^2\omega^2 + 1}. \quad (2.112)$$

Динамические характеристики изодромного звена также приведены в табл. 2, звено 11. Если их сравнить с характеристиками реального дифференцирующего звена, то по внешнему виду они

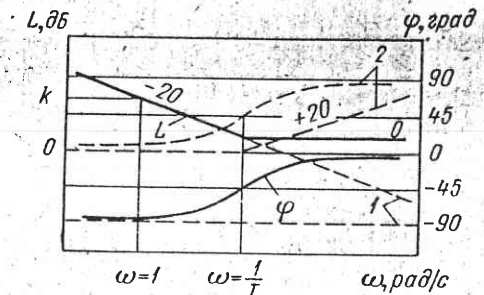


Рис. 26. Логарифмические частотные характеристики  $L$  и  $\varphi$  пропорционально-интегрирующих звеньев:

1 — идеальное интегрирующее; 2 — пропорционально-дифференцирующее

совпадают. Однако динамические свойства этих звеньев различны. Например, согласно логарифмическим амплитудным характеристикам, изменение постоянной времени  $T$  в реальном дифференцирующем звене ведет к изменению характеристики лишь при частотах  $\omega > 1/T$ , в то время как в изодромном звене время  $T$  влияет на амплитудную характеристику во всем диапазоне частот.

**Неустойчивые звенья.** К неустойчивым относятся звенья, у которых при подаче входного сигнала на выходе вообще не устанавливается определенная величина, т. е. выходная величина неограниченно удаляется от установившегося значения.

Рассмотрим динамические характеристики некоторых неустойчивых звеньев, часто встречающихся в системах автоматического регулирования. Однако в начале необходимо сделать оговорку. Известно, что частотные характеристики любого звена определяют установившиеся синусоидальные вынужденные колебания. Поскольку в отдельно взятом неустойчивом звене на выходе отсутствует установившееся состояние, то такое звено практически не может иметь установившихся вынужденных колебаний, по которым возможно получить частотные характеристики. Поэтому амплитудно-фазовые и логарифмические частотные характеристики неустойчивых звеньев могут быть построены только теоретически с целью общего расчета системы, в состав которой входят такие звенья.

1. Неустойчивое апериодическое звено первого порядка описывается дифференциальным уравнением

$$T \frac{dx_{\text{вых}}}{dt} - x_{\text{вых}} = kx_{\text{вх}}. \quad (2.113)$$

Неустойчивый характер переходной функции легко установить по характеристическому уравнению  $Tz - 1 = 0$ , откуда получаем один вещественный положительный корень  $z = 1/T$ , что свидетельствует о неустойчивости переходного процесса этого звена,

$$x_{\text{вых}} = k \left( e^{\frac{t}{T}} - 1 \right). \quad (2.114)$$

Амплитудно-фазовая характеристика данного звена представляет собой полуокружность, расположенную в третьем квадранте комплексной плоскости, так как здесь:

$$\left. \begin{aligned} W &= \frac{k}{Tp-1}, \quad W(i\omega) = \frac{k}{Ti\omega-1} = -\frac{kTi\omega+k}{T^2\omega^2+1}; \\ U &= -\frac{k}{T^2\omega^2+1}, \quad V = -\frac{kT\omega}{T^2\omega^2+1}, \quad \varphi = -180^\circ + \text{arctg } T\omega, \end{aligned} \right\} \quad (2.115)$$

а логарифмическая амплитудная характеристика совпадает с характеристикой устойчивого апериодического звена, поскольку модули  $A = \frac{k}{\sqrt{T^2\omega^2+1}}$  этих звеньев совпадают.

Логарифмическая фазовая частотная характеристика неустойчивого апериодического звена первого порядка в отличие от устойчивого звена изменяется от  $\varphi = -180^\circ$  при  $\omega = 0$  до  $\varphi = -90^\circ$  при  $\omega = \infty$  (табл. 2, звено 12).

Уместно рассмотреть частотные характеристики еще одного неустойчивого звена данного типа, передаточная функция которого определяется как

$$W = \frac{k}{1-Tp}, \quad (2.116)$$

откуда

$$W(i\omega) = \frac{k}{1-Ti\omega}, \quad U = \frac{k}{T^2\omega^2+1}, \quad V = \frac{kT\omega}{T^2\omega^2+1}. \quad (2.117)$$

Следовательно, амплитудно-фазовая характеристика представляет собой полуокружность, которая расположена в первом квадранте комплексной плоскости. Из (2.117) имеем

$$A = \frac{k}{\sqrt{T^2\omega^2+1}}; \quad \varphi = -360^\circ + \text{arctg } T\omega. \quad (2.118)$$

Отсюда видно, что выражение для  $A$  совпадает с (2.48.) Значит, логарифмическая амплитудная частотная характеристика звена  $k/(1-Tp)$  совпадает с амплитудной характеристикой апериодического звена первого порядка, а фазовая изменяется от  $\varphi = -360^\circ$  при  $\omega = 0$  до  $\varphi = -270^\circ$  при  $\omega = \infty$  (табл. 2 звено 13).

2. Неустойчивые апериодические звенья второго порядка могут иметь одно из следующих выражений для передаточной функции:

$$\left. \begin{aligned} W_1 &= \frac{k}{T_2^2 p^2 - T_1 p + 1} \quad \text{при } T_1 \geq 2T_2; \\ W_2 &= \frac{k}{T_2^2 p^2 + T_1 p - 1}; \\ W_3 &= \frac{k}{T_2^2 p^2 - T_1 p - 1}, \end{aligned} \right\} \quad (2.119)$$

причем в выражения  $W_2$  и  $W_3$  соотношения между постоянными времени  $T_1$  и  $T_2$  — любые.

Во всех трех случаях будет иметь место неограниченное удаление выходной величины от установившегося значения, так как каждое из характеристических уравнений (2.119) содержит по крайней мере один положительный корень. Переходные функции этих звеньев не представляют интереса, поэтому рассмотрим лишь их частотные характеристики.

Для передаточной функции  $W_1$  получаем:

$$\left. \begin{aligned} W_1(i\omega) &= \frac{k}{-T_2^2\omega^2 - T_1i\omega + 1} = \frac{k(1 - T_2^2\omega^2 + T_1i\omega)}{(1 - T_2^2\omega^2)^2 + T_1^2\omega^2}; \\ U &= \frac{k(1 - T_2^2\omega^2)}{(1 - T_2^2\omega^2)^2 + T_1^2\omega^2}; \\ V &= \frac{kT_1\omega}{(1 - T_2^2\omega^2)^2 + T_1^2\omega^2}, \end{aligned} \right\} (2.120)$$

чему соответствует кривая в табл. 2 (звено 14), которая является зеркальным отображением относительно оси абсцисс амплитудно-фазовой характеристики звена 3, поскольку в данном случае при всех значениях  $\omega > 0$   $V$  — положительная величина.

Чтобы построить логарифмические частотные характеристики, разложим знаменатель передаточной функции на сомножители:

$$W_1 = \frac{k}{(T_3p - 1)(T_4p - 1)}, \quad W(i\omega) = \frac{k}{(T_3i\omega - 1)(T_4i\omega - 1)},$$

где  $T_3$  и  $T_4$  определяются из (2.61). В результате имеем:

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{k}{\sqrt{T_3^2\omega^2 + 1} \sqrt{T_4^2\omega^2 + 1}}, \\ \varphi &= -360^\circ + \arctg T_3\omega + \arctg T_4\omega. \end{aligned} \right\} (2.121)$$

Выражение для  $A$  совпадает с (2.67) и, следовательно, логарифмическая амплитудная характеристика  $L = 20 \lg A$  будет соответствовать (2.69), а фазовая частотная определяется как сумма фазовых характеристик двух последовательно соединенных неустойчивых апериодических звеньев, первого порядка (2.113).

Несколько другой вид имеют частотные характеристики неустойчивых звеньев, определяемых передаточными функциями  $W_2$  и  $W_3$ . Так, для звена 2

$$W_2(i\omega) = \frac{k}{-T_2^2\omega^2 + T_1i\omega - 1} = -\frac{k(1 + T_2^2\omega^2 + T_1i\omega)}{(1 + T_2^2\omega^2)^2 + T_1^2\omega^2},$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} U &= -\frac{k(1 + T_2^2\omega^2)}{(1 + T_2^2\omega^2)^2 + T_1^2\omega^2}; \\ V &= -\frac{kT_1\omega}{(1 + T_2^2\omega^2)^2 + T_1^2\omega^2}, \end{aligned} \right\} (2.122)$$

а для звена 3

$$\left. \begin{aligned} W_3(i\omega) &= \frac{k}{-T_2^2\omega^2 - T_1i\omega - 1} = -\frac{k(1 + T_2^2\omega^2 - T_1i\omega)}{(1 + T_2^2\omega^2)^2 + T_1^2\omega^2}; \\ U &= -\frac{k(1 + T_2^2\omega^2)}{(1 + T_2^2\omega^2)^2 + T_1^2\omega^2}; \\ V &= \frac{kT_1\omega}{(1 + T_2^2\omega^2)^2 + T_1^2\omega^2}. \end{aligned} \right\} (2.123)$$

Кривые, построенные по (2.122) и (2.123), являются зеркальным отображением друг друга относительно отрицательной действительной оси комплексной плоскости. Однако в данном случае амплитудно-фазовые характеристики (2.122) и (2.123) при всех значениях  $\omega$  не пересекают мнимую ось. Более того, при  $\omega = \infty$  значение  $\varphi = -180^\circ$ , так как при увеличении  $\omega$  величина  $V$  быстрее стремится к нулю, чем  $U$ . Особенно хорошо это видно из рассмотрения логарифмических частотных характеристик.

Согласно (2.119), знаменатели передаточных функций можно разложить на одни и те же сомножители

$$\begin{aligned} W_2 &= W_3 = \\ &= \frac{k}{(T_3p + 1)(T_4p - 1)}, \end{aligned} (2.124)$$

в котором для  $W_2$  время  $T_4 > T_3$ , а для  $W_3$ , наоборот,  $T_3 > T_4$ . Выражение (2.124) показывает, что звенья с передаточными функциями  $W_2$  и  $W_3$  можно представить последовательным соединением апериодических звеньев первого порядка, причем одно из них — устойчивое, а второе — неустойчивое. Логарифмические частотные характеристики этих звеньев уже известны. На рис. 27 сплошными линиями показан результат сложения характеристик, входящих в (2.124), при замене  $p$  на  $i\omega$  (табл. 2, звенья 15, 16).

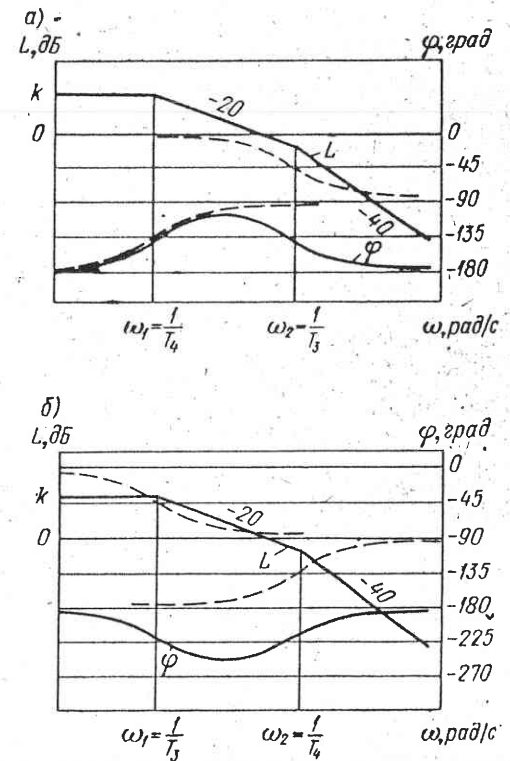


Рис. 27. Логарифмические частотные характеристики неустойчивых апериодических звеньев второго порядка



В частном случае, когда  $T_3 = T_4$ , звенья  $W_2$  и  $W_3$  превращаются в неустойчивое консервативное звено, для которого

$$\left. \begin{aligned} W &= \frac{k}{T^2 p^2 - 1}; & W(i\omega) &= \frac{k}{-T^2 \omega^2 - 1}; \\ U &= -\frac{k}{T^2 \omega^2 + 1}; & V &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.125)$$

Из (2.125) видно, что амплитудно-фазовая частотная характеристика представляет собой прямую, расположенную на отрицательной действительной оси комплексной плоскости. Здесь при всех значениях  $\omega$  сдвиг фазы  $\varphi = -180^\circ$  (табл. 2, звено 17).

3. Неустойчивое колебательное звено описывается дифференциальным уравнением

$$T^2 \frac{d^2 x_{\text{вых}}}{dt^2} - 2\zeta T \frac{dx_{\text{вых}}}{dt} + x_{\text{вых}} = kx_{\text{вх}} \quad \text{при } \zeta < 1. \quad (2.126)$$

Переходная функция этого звена для  $x_{\text{вх}} = [1]$  будет иметь вид

$$x_{\text{вых}} = k \left[ 1 - e^{-\frac{\zeta}{T} t} \left( \cos \omega_0 t - \frac{\zeta}{T\omega_0} \sin \omega_0 t \right) \right]. \quad (2.127)$$

Здесь вещественная часть сопряженных комплексных корней  $z = \frac{\zeta \pm i \sqrt{1 - \zeta^2}}{T}$  — положительная величина, что указывает на неустойчивый колебательный характер переходной функции. Из (2.126) получаем

$$\left. \begin{aligned} W &= \frac{k}{T^2 p^2 - 2\zeta T p + 1}; & W(i\omega) &= \frac{k(1 - T^2 \omega^2 + 2\zeta T i\omega)}{(1 - T^2 \omega^2)^2 + 4\zeta^2 T^2 \omega^2}; \\ U &= \frac{k(1 - T^2 \omega^2)}{(1 - T^2 \omega^2)^2 + 4\zeta^2 T^2 \omega^2}; & V &= \frac{2k\zeta T \omega}{(1 - T^2 \omega^2)^2 + 4\zeta^2 T^2 \omega^2}. \end{aligned} \right\} \quad (2.128)$$

Сравнивая (2.128) с (2.64) видим, что эти кривые отличаются только знаком перед  $V$ . Значит, на комплексной плоскости кривая, построенная по (2.128), является зеркальным отображением кривой, соответствующей (2.64), относительно действительной оси.

Модуль выражения (2.128) совпадает с (2.71), а выражение для фазового сдвига  $\varphi$  отличается от (2.72) только знаком, т. е. логарифмические амплитудные частотные характеристики устойчивого и неустойчивого колебательных звеньев имеют одинаковый вид, а логарифмическая фазовая частотная характеристика неустойчивого колебательного звена изменяется от  $\varphi = -360^\circ$  при  $\omega = 0$  до  $\varphi = -180^\circ$  при  $\omega = \infty$ . Для определения точных логарифмических характеристик при различных значениях коэффициента следует использовать графики на рис. 23 и 24. Динамические характеристики неустойчивого колебательного звена приведены в табл. 2 (звено 18).

**Инверторные звенья.** К инверторным относятся звенья, которые изменяют лишь знак входного сигнала или знак одного из его составляющих.

1. Простое инверторное звено определяется алгебраическим выражением

$$x_{\text{вых}} = -kx_{\text{вх}}, \quad (2.129)$$

которое отличается от (2.36) только знаком, поэтому его динамические характеристики определяются достаточно просто. Они показаны в табл. 2 (звено 19). В данном случае при всех частотах от  $\omega = 0$  до  $\omega = \infty$  сдвиг фазы  $\varphi = -180^\circ$ .

2. Инверторное пропорционально-дифференцирующее звено. Динамика этого звена по аналогии с (2.99) описывается одним из дифференциальных уравнений вида:

$$x_{\text{вых}} = k \left( x_{\text{вх}} - T \frac{dx_{\text{вх}}}{dt} \right); \quad (2.130)$$

$$x_{\text{вых}} = k \left( T \frac{dx_{\text{вх}}}{dt} - x_{\text{вх}} \right). \quad (2.131)$$

Переходные функции для уравнений (2.130) и (2.131) можно получить простой заменой знака соответствующей составляющей на графике в табл. 2 (звено 9).

Рассмотрим частотные характеристики. Согласно (2.130), имеем:

$$\left. \begin{aligned} W &= k(1 - Tp); & W(i\omega) &= k(1 - Ti\omega); \\ U &= k; & V &= -kT\omega; \end{aligned} \right\} \quad (2.132)$$

а из (2.131)

$$\left. \begin{aligned} W &= k(Tp - 1); & W(i\omega) &= k(Ti\omega - 1); \\ U &= -k; & V &= kT\omega. \end{aligned} \right\} \quad (2.133)$$

На комплексной плоскости амплитудно-фазовые характеристики (2.132) и (2.133) являются прямыми, параллельными мнимой оси, причем одна из них (2.132) расположена в четвертом, а другая (2.133) — во втором квадрантах. Модули комплексных величин (2.132) и (2.133) имеют одинаковое выражение  $A = k \sqrt{T^2 \omega^2 + 1}$ , которое совпадает с (2.101), что указывает на идентичность логарифмических амплитудных характеристик обычного и инверторных пропорционально-дифференцирующих звеньев. Сдвиг фазы для звена  $W = k(1 - Tp)$  определяется как  $\varphi = -\arctg T\omega$ , т. е. изменяется от  $\varphi = 0$  при  $\omega = 0$  до  $\varphi = -90^\circ$  при  $\omega = \infty$ , а для звена  $W = k(Tp - 1)$  значение  $\varphi = -180^\circ - \arctg T\omega$ , т. е. изменяется от  $\varphi = -180^\circ$  при  $\omega = 0$  до  $\varphi = -270^\circ$  при  $\omega = \infty$ .



Динамические характеристики инверторных пропорционально-дифференцирующих звеньев показаны в табл. 2 (звенья 20, 21). Они наглядно иллюстрируют динамические свойства различных звеньев, входящих в систему автоматического регулирования. При включении этих звеньев в замкнутую систему процессы в них меняются коренным образом, однако, теоретический анализ любой системы регулирования невозможен без знания динамических свойств отдельно взятых звеньев. В ряде случаев, когда не удастся составить дифференциального уравнения какого-либо звена системы, оно может быть подобрано путем сравнения экспериментальных переходных функций или частотных характеристик с приведенными в табл. 2 динамическими характеристиками.

### 10. Критерии устойчивости

Выше уже отмечалось, что обеспечение устойчивости процесса регулирования является важнейшей задачей аналитического исследования любой системы автоматического регулирования. Было получено математическое условие устойчивости линейной системы, согласно которому, для получения затухающего по времени переходного процесса необходимо, чтобы вещественные части всех корней характеристического уравнения были отрицательными. Следовательно, если определить численные значения корней, то вопрос об устойчивости системы будет решен. Однако трудности нахождения корней быстро возрастают с увеличением степени характеристического уравнения. Поэтому были разработаны признаки, или критерии, устойчивости, позволяющие судить об устойчивости системы, не решая характеристического уравнения.

Имеется несколько критериев устойчивости. Ниже рассматриваются без доказательства основные из них: алгебраический критерий Рауса и Гурвица, критерий Михайлова и частотные критерии, основанные на амплитудно-фазовых и логарифмических частотных характеристиках [27].

**Алгебраический критерий устойчивости Рауса и Гурвица.** Прежде всего заметим, что для устойчивости системы необходимо (но еще недостаточно), чтобы все коэффициенты характеристического уравнения (2.7) были положительны и не равны нулю. Если это условие не выполнено, то система заведомо неустойчива. Указанное условие достаточно для систем не выше второй степени. Для уравнений выше второго порядка требуются дополнительные соотношения Рауса и Гурвица, которые можно получить следующим образом.

Пусть имеется характеристическое уравнение системы

$$a_0 z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_{n-1} z + a_n = 0. \quad (2.134)$$

Из коэффициентов этого уравнения составляется специальная матрица

$$\begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_0 & a_2 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & a_{n-3} & a_{n-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & a_{n-4} & a_{n-2} & a_n \end{vmatrix} \quad (2.135)$$

по правилу: в первую строку выписываются все коэффициенты характеристического уравнения с нечетными номерами и в конце записываются несколько нулей с тем, чтобы в строке число элементов было равно степени  $n$  характеристического уравнения; во вторую строку выписываются коэффициенты с четными номерами, начиная с  $a_0$ . Затем первая и вторая строки сдвигаются вправо на один номер и т. д., причем на место коэффициентов с порядковыми номерами, большими  $n$  и меньшими нуля, ставятся нули. Всего должно быть написано  $n$  строк. По этой матрице составляется  $n$  определителей Рауса и Гурвица

$$\Delta_1 = a_1; \quad \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix}; \quad \Delta_3 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 \\ a_0 & a_2 & a_4 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix} \text{ и т. д.,}$$

откуда

$$\Delta_1 = a_1; \quad \Delta_2 = a_1 a_2 - a_0 a_3; \quad \Delta_3 = a_3 (a_1 a_2 - a_0 a_3) - a_1 (a_0 a_5 - a_1 a_4) \text{ и т. д.} \quad (2.136)$$

Алгебраический критерий устойчивости формулируется следующим образом: для устойчивости регулирования необходимо и достаточно, чтобы все определители Рауса и Гурвица, составленные из коэффициентов характеристического уравнения, были положительны.

Нетрудно убедиться, что практическое использование критерия Рауса и Гурвица для уравнений выше четвертого порядка сопряжено с громоздкими вычислениями определителей, особенно когда известны не все коэффициенты характеристического уравнения и требуется определить их значения для получения устойчивой системы. Кроме того, этот критерий страдает еще одним недостатком, заключающимся в том, что он не позволяет непосредственно оценить степень устойчивости, т. е. он не дает ответа на вопрос: как далеко находится данная система от границы устойчивости. Поэтому критерий Рауса и Гурвица применяется

главным образом для уравнений невысокого порядка с целью проверки на устойчивость системы с заданной структурой и заданными параметрами.

**Критерий устойчивости Михайлова.** Критерий Михайлова основан на свойстве годографа характеристического уравнения, известного под названием кривой Михайлова. Чтобы получить кривую Михайлова, нужно в характеристическом уравнении системы (2.134) заменить  $z$  на чистое мнимое значение  $i\omega$ , как это делалось для определения частотных характеристик. Тогда получим многочлен

$$L(i\omega) = a_0(i\omega)^n + a_1(i\omega)^{n-1} + \dots + a_{n-1}(i\omega) + a_n, \quad (2.137)$$

в котором можно выделить вещественную и мнимую части

$$L(i\omega) = U(\omega) + iV(\omega), \quad (2.138)$$

где

$$\left. \begin{aligned} U(\omega) &= a_n - a_{n-2}\omega^2 + a_{n-4}\omega^4 - \dots, \\ V(\omega) &= a_{n-1}\omega - a_{n-3}\omega^3 + a_{n-5}\omega^5 - \dots \end{aligned} \right\} \quad (2.139)$$

Для каждого значения параметра  $\omega$  величину  $L(i\omega)$  можно изобразить на комплексной плоскости в виде вектора. При изменении параметра  $\omega$  в интервале от  $\omega = 0$  до  $\omega = \infty$  конец этого вектора опишет кривую, которая и называется кривой Михайлова (рис. 28, а).

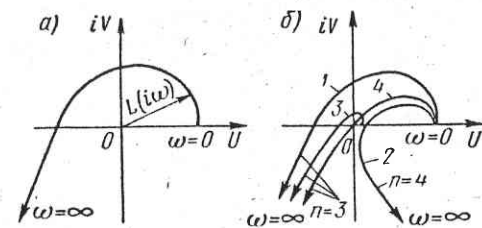


Рис. 28. Кривые Михайлова

Если условия устойчивости выполняются, т. е. если вещественные части всех корней характеристического уравнения отрицательны, эта кривая обладает следующими свойствами.

1) Начало кривой ( $\omega = 0$ ) всегда расположено на вещественной оси на расстоянии, равном  $a_n$  от начала координат, а ее конец ( $\omega = \infty$ ) всегда уходит в бесконечность. Это следует из выражения (2.139).

2) Если  $n$  — степень характеристического уравнения, то кривая Михайлова пересекает вещественную ось  $n/2$  раз при четной  $n$  и  $(n+1)/2$  — при нечетной  $n$ . Мнимая ось пересекается кривой  $n/2$  раз при четной  $n$  и  $(n-1)/2$  раз при нечетной  $n$ . Значения  $\omega$ , при которых кривая пересекается с вещественной и мнимой осями, определяются соответственно по выражениям  $V(\omega) = 0$  и  $U(\omega) = 0$ .

Критерий Михайлова гласит следующее: чтобы система регулирования  $n$ -й степени была устойчивой, необходимо и достаточно, чтобы кривая Михайлова, построенная для характеристического уравнения данной системы, поочередно проходила  $n$  квадрантов против часовой стрелки, все время окружая начало

координат (рис. 28, б, кривая 1). Когда система неустойчива, кривая Михайлова минует какие-либо квадранты комплексной плоскости (рис. 28, б, кривая 2).

Границей устойчивости является наличие нулевого корня  $z = 0$  или чисто мнимых корней  $z_{1,2} = \pm i\omega$ . Если один из корней характеристического уравнения  $z = 0$ , то это означает, что свободный член  $a_n = 0$ . В этом случае кривая Михайлова будет исходить из начала координат, так как по (2.139) при  $\omega = 0$   $U(\omega) = 0$  и  $V(\omega) = 0$  (кривая 3 на рис. 28, б). Когда же имеется пара чисто мнимых корней  $z_{1,2} = \pm i\omega$ , то кривая проходит через начало координат при некотором значении  $\omega = \omega_0$ , поскольку наличие корня  $z = i\omega$  эквивалентно приравнению нулю выражения для кривой Михайлова, т. е.  $L(i\omega) = 0$  или  $U(\omega) = 0$  и  $V(\omega) = 0$ , причем оба эти выражения должны удовлетворяться одновременно при одном и том же значении  $\omega = \omega_0$  (кривая 4 на рис. 28, б). Значение  $\omega = \omega_0$ , которое соответствует точке кривой, попавшей в начало координат, определяет частоту незатухающих собственных колебаний системы, находящейся на границе устойчивости.

Примеры применения критерия Михайлова.

1. Допустим, что получено характеристическое уравнение системы в виде

$$2z^3 + 10z^2 + 5z + 8 = 0.$$

Заменяем  $z$  на  $i\omega$

$$-2i\omega^3 - 10\omega^2 + 5i\omega + 8 = 0.$$

В результате получим:

$$U(\omega) = -10\omega^2 + 8; \quad V(\omega) = -2\omega^3 + 5\omega.$$

Определим точки пересечения кривой с осями  $U$  и  $V$ . Ось  $U$  пересекается кривой при  $V(\omega) = 0$ , т. е. когда  $-2\omega^3 + 5\omega = 0$ , откуда  $\omega_1 = 0$  и  $\omega_2 = \pm \sqrt{\frac{5}{2}} = \pm 1,58$ . Поскольку кривая Михайлова рассматривается только при положительных значениях  $\omega$ , то  $\omega_2 = 1,58$ , при  $\omega = 0$   $U(0) = 8$ ; при  $\omega = 1,58$   $U(1,58) = -17$ .

Найдем теперь значения  $\omega$ , при которых кривая пересекает ось  $V$  при  $U(\omega) = 0$ , т. е. когда  $-10\omega^2 + 8 = 0$ , откуда  $\omega = 0,9$ . Для  $\omega = 0,9$

$$V(0,9) = -2 \cdot 0,9^3 + 5 \cdot 0,9 = 3,05.$$

На рис. 29, а показана кривая, построенная для различных значений  $\omega$ . Данная система устойчива, так как кривая на рис. 29, а удовлетворяет критерию Михайлова.

2. Построим кривую Михайлова для системы пятой степени с характеристическим уравнением

$$5z^5 + 4z^4 + 15z^3 + 7z^2 + 5z + 9 = 0.$$

После замены  $z$  на  $i\omega$  имеем:

$$U(\omega) = 4\omega^4 - 7\omega^2 + 9;$$

$$V(\omega) = 5\omega^5 - 15\omega^3 + 5\omega.$$

Определяем точки пересечения с осями  $U$  и  $V$ . Кривая пересекает ось  $U$ , когда  $V(\omega) = 0$ , т. е. при

$$5\omega^5 - 15\omega^3 + 5\omega = 0,$$

откуда для положительных частот  $\omega_1 = 0$ ,  $\omega_2 = 0,635$ ,  $\omega_3 = 1,62$ .

Для этих  $\omega$  значения  $U(\omega)$  будут:  $U(0) = 9$ ;  $U(0,635) = 6,8$ ;  $U(1,62) = 18$ .  
Далее, кривая пересекает ось  $V$ , когда  $U(\omega) = 0$ , т. е. при  $4\omega^4 - 7\omega^2 + 9 = 0$ .

При всех действительных значениях  $\omega$  это уравнение не удовлетворяется и кривая не пересекает ось  $V$ . Следовательно, система неустойчива, так как кривая не проходит через пять квадрантов. На рис. 29, б показан вид этой кривой, построенной по точкам. Она сразу проходит из первого в четвертый квадрант, минуя второй и третий.

**Частотные критерии устойчивости.** Рассмотренные выше критерии устойчивости применимы лишь

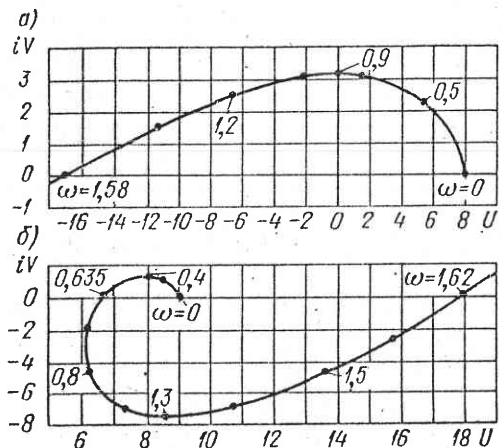


Рис. 29. Кривые Михайлова для устойчивой (а) и неустойчивой (б) систем

той системы судить об устойчивости

Аналогично (2.12) передаточная функция разомкнутой системы

$$G(p) = \frac{R(p)}{Q(p)}, \quad (2.140)$$

где  $R(p)$  и  $Q(p)$  — правая и левая части дифференциального уравнения разомкнутой системы.

Условимся не вводить знак минус в правую часть уравнения (2.140), как это делалось для замкнутой системы.

Формулируемые ниже частотные критерии справедливы для систем, у которых степень числителя  $R(p)$  передаточной функции  $G(p)$  меньше или равна степени знаменателя  $Q(p)$ . Это условие выполняется у большинства систем, в том числе и у систем регулирования гидротурбин.

Чтобы определить устойчивость системы, необходимо построить на комплексной плоскости амплитудно-фазовую частотную характеристику разомкнутой системы регулирования  $G(i\omega)$ . На этой плоскости отметим точку  $C$  с координатами  $(-1, i \cdot 0)$ , которая называется критической точкой.

Частотный критерий устойчивости гласит: для устойчивости замкнутой системы необходимо и достаточно, чтобы амплитудно-фазовая частотная характеристика устойчивой или нейтральной разомкнутой системы не охватывала критическую точку с координатами  $(-1, i \cdot 0)$  (рис. 30, кривые 1 и 2).

Понятие устойчивая, или нейтральная, разомкнутая система говорит о том, что ее характеристическое уравнение  $Q(z)$  не содержит корней с положительными вещественными частями, но может иметь нулевые или чисто мнимые корни. Наличие или отсутствие положительных корней легко можно обнаружить, так

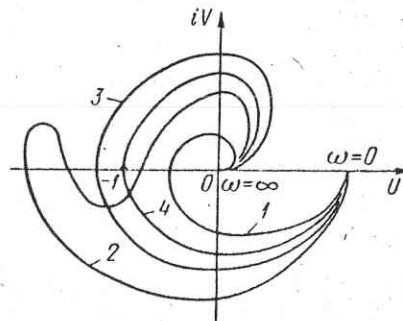


Рис. 30. Амплитудно-фазовые частотные характеристики устойчивой разомкнутой системы

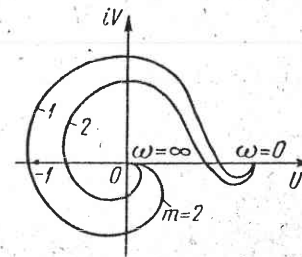


Рис. 31. Амплитудно-фазовые частотные характеристики неустойчивой разомкнутой системы

как передаточная функция разомкнутой системы, как правило, представляет собой последовательное соединение рассмотренных выше типовых звеньев.

Если же разомкнутая система неустойчива, то для устойчивости замкнутой системы необходимо и достаточно, чтобы амплитудно-фазовая частотная характеристика разомкнутой системы охватывала критическую точку с координатами  $(-1, i \cdot 0)$  на угол  $m\pi$  против часовой стрелки, где  $m$  — число корней с положительными вещественными частями в уравнении  $Q(z) = 0$  (рис. 31, кривая 1).

Когда условия критерия не выполняются, замкнутая система будет неустойчивой (кривая 3 на рис. 30 и кривая 2 на рис. 31).

Когда амплитудно-фазовая частотная характеристика разомкнутой системы проходит через критическую точку  $(-1, i \cdot 0)$  (рис. 30, кривая 4), замкнутая система будет находиться на границе устойчивости. Физически это можно объяснить следующим образом. Допустим, что на вход системы (рис. 32, а) подан синусоидальный сигнал  $x_{вх}$  и обратная связь отключена. Прохождение амплитудно-фазовой частотной характеристики через критическую точку  $(-1, i \cdot 0)$  означает, что при некоторой частоте  $\omega_c$  амплитуда выходного сигнала  $x_{вых}$  равна по величине амплитуде



входного сигнала, а сдвиг фазы  $\varphi = -180^\circ$ . Следовательно, в замкнутой системе даже при отсутствии сигнала могут существовать синусоидальные колебания с частотой  $\omega_c$ .

Таким образом, согласно частотному критерию, устойчивость замкнутой системы определяется расположением кривой  $G(i\omega)$  относительно критической точки  $(-1, i \cdot 0)$ . Чем дальше от этой точки проходит кривая, тем дальше будет находиться система от границы устойчивости. Обычно степень устойчивости характеризуется запасами по фазе и амплитуде, которые определяются так.

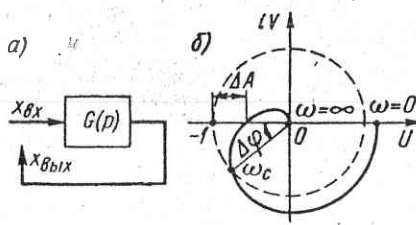


Рис. 32. Запасы устойчивости

Из центра комплексной плоскости (рис. 32, б) радиусом, равным единице, проводится окружность, которая пересекает кривую  $G(i\omega)$  в точке, где частота  $\omega = \omega_c$ . Угол  $\Delta\varphi$ , образованный вектором, соединяющим начало координат с  $\omega_c$  и отрицательной вещественной осью, называется запасом по фазе, а расстояние  $\Delta A$  от критической точки до ближайшей точки пересечения кривой  $G(i\omega)$  с действительной осью называется запасом по амплитуде или по модулю.

Рассмотрим теперь частотный критерий применительно к логарифмическим частотным характеристикам. Прежде всего отметим, что модулю  $A = 1$  (точка  $\omega_c$  на рис. 32, б) в логарифмическом масштабе соответствует 0 дБ, т. е. при  $\omega_c$  амплитудная характеристика пересекает ось  $\omega$ . Значение  $\omega_c$  называют частотой среза. Будем также считать, что статический коэффициент усиления разомкнутой системы больше единицы, т. е.  $R(0) > Q(0)$ . Это справедливо для подавляющего большинства систем регулирования. Тогда критерий устойчивости по логарифмическим характеристикам можно сформулировать следующим образом.

Если разомкнутая система устойчива или нейтральна, то для устойчивости замкнутой системы необходимо и достаточно, чтобы логарифмическая амплитудная характеристика разомкнутой системы пересекала ось абсцисс при частоте, которой соответствует отставание фазы не более  $180^\circ$  (рис. 33, а). Если это условие не выполнено, то замкнутая система неустойчива (рис. 33, б). В случае, когда сдвиг фазы  $\varphi = -180^\circ$  соответствует частоте, при которой амплитудная характеристика пересекает ось  $\omega$ , система будет находиться на границе устойчивости (рис. 33, в).

Проведем на рис. 33, а вертикальные линии из точки  $\omega_c$  и из точки, где фазовая характеристика имеет сдвиг  $\varphi = -180^\circ$ . Тогда запас устойчивости по фазе  $\Delta\varphi$  определится как превышение фазовой характеристики над прямой  $-180^\circ$  при частоте среза  $\omega_c$ , а значение  $\Delta A$  в децибелах амплитудной характеристики при

частоте, когда фазовая характеристика пересекает прямую  $-180^\circ$ , является запасом устойчивости по амплитуде (модулю).

Аналогичным путем можно сформулировать частотный критерий устойчивости и для случая, когда разомкнутая система неустойчива.

Пример приложения частотных критериев.

Определим устойчивость замкнутой системы (рис. 34, а), состоящей из звеньев с известными передаточными функциями. Значения коэффициентов следующие:  $k = 0,5$ ;  $T_1 = 10$  с;  $T_2 = 8$  с;  $T_3 = 0,4$  с;  $T_4 = 2$  с;  $T_5 = 1$  с.

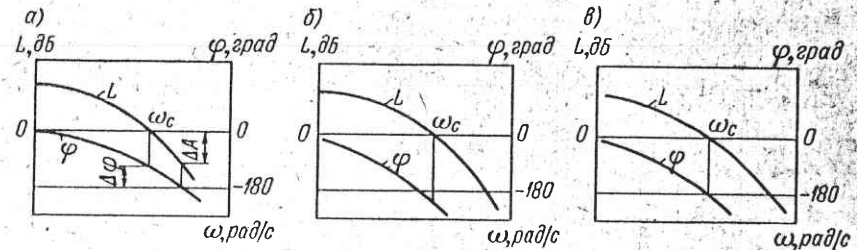


Рис. 33. Логарифмические частотные характеристики устойчивой (а), неустойчивой (б) и находящейся на границе устойчивости (в) систем

Разомкнем систему в точке 1. Тогда передаточная функция разомкнутой системы будет

$$G(p) = \frac{k(T_2 p + 1)(1 - T_4 p)}{p(T_1 p + 1)(T_3 p + 1)(T_5 p + 1)},$$

из которой видно, что степень числителя меньше степени знаменателя. Один из корней характеристического уравнения (соответствующего знаменателю  $G$ ) равен нулю, а остальные — отрицательные. Следовательно, разомкнутая система нейтральна; причем статический коэффициент ее усиления ( $\omega \rightarrow 0$ )  $G(0) \rightarrow \infty$ . Применим критерий устойчивости по логарифмическим характеристикам.

Заменив  $p$  на  $i\omega$ , получим

$$G(i\omega) = \frac{k(T_2 i\omega + 1)(1 - T_4 i\omega)}{i\omega(T_1 i\omega + 1)(T_3 i\omega + 1)(T_5 i\omega + 1)},$$

откуда логарифмическая амплитудно-частотная характеристика

$$20 \lg G = 20 \lg k + 20 \lg \sqrt{T_2^2 \omega^2 + 1} + 20 \lg \sqrt{T_4^2 \omega^2 + 1} - \\ - 20 \lg \omega - 20 \lg \sqrt{T_1^2 \omega^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{T_3^2 \omega^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{T_5^2 \omega^2 + 1}$$

представляет собой сумму характеристик типовых звеньев, приведенных в табл. 2.



На оси  $\omega$  (рис. 34, б) отметим частоты, при которых происходят изломы в амплитудных характеристиках каждого звена:  $\omega_1 = 1/T_1 = 0,1$  рад/с;  $\omega_2 = 1/T_2 = 0,125$  рад/с;  $\omega_3 = 1/T_3 = 2,5$  рад/с;  $\omega_4 = 1/T_4 = 0,5$  рад/с;  $\omega_5 = 1/T_5 = 1$  рад/с.

Поскольку постоянные времени  $T_1$ ,  $T_3$  и  $T_5$  принадлежат апериодическим звеньям, то при частотах  $\omega_1$ ,  $\omega_3$  и  $\omega_5$  амплитудная характеристика изменяет наклон каждый раз на  $-20$  дБ/дек, при этом фазовые характеристики 1, 3, 5 этих звеньев имеют сдвиг фазы  $\varphi = -45^\circ$ . Времена  $T_2$  и  $T_4$  принадлежат пропорционально-дифференцирующим звеньям — обычному и инверторному, поэтому

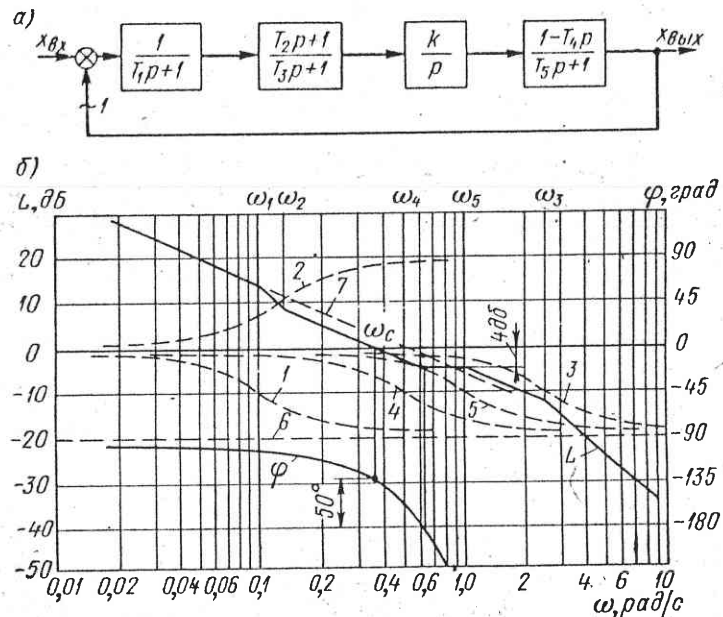


Рис. 34. Логарифмические частотные характеристики устойчивой системы

при частотах  $\omega_2$  и  $\omega_4$  амплитудная характеристика изменяет наклон каждый раз на  $20$  дБ/дек. Фазовая же характеристика 2 звена с  $T_2$  имеет сдвиг  $\varphi = 45^\circ$  при  $\omega_2$ , а характеристика 5 звена с  $T_4$  имеет  $\varphi = -45^\circ$  при  $\omega_4$ .

На рис. 34, б фазовые характеристики 1—5 звеньев вычерчены с помощью шаблона, а результирующая фазовая характеристика разомкнутой системы получена путем алгебраического суммирования характеристик 1—5 с фазовой характеристикой 6 идеального интегрирующего звена.

Построение амплитудной характеристики начинаем с идеального интегрирующего звена, коэффициент передачи которого  $k = 0,5$ . Согласно табл. 2, при  $\omega = 1$  это звено имеет усиление  $20 \lg 0,5 \approx -6$  дБ. Через эту точку проводим амплитудную характеристику (штриховая линия 7 на рис. 34, б) с наклоном  $-20$  дБ/дек. После этого суммарная амплитудная характеристика разомкнутой системы легко вычерчивается, поскольку мы уже знаем точки излома этой характеристики. Первоначальный наклон  $-20$  дБ/дек будет только до частоты  $\omega_1$ , здесь он будет уже  $-40$  дБ/дек и продолжится до частоты  $\omega_2$ . От  $\omega_2$  до  $\omega_4$  наклон будет  $-20$  дБ/дек, а от  $\omega_4$  до  $\omega_5$  будет  $0$ . При частотах же  $\omega_5$  и  $\omega_3$  амплитудная характеристика каждый раз изменит наклон на  $-20$  дБ/дек. Из рис. 34, б видно, что система имеет запасы устойчивости  $\Delta\varphi = 50^\circ$  и  $\Delta A = 4$  дБ. Значит, замкнутая система, показанная на рис. 34, а, при заданных параметрах будет устойчивой.

## 11. Номограммы для определения частотных характеристик замкнутой системы

На практике часто приходится исследовать так называемые многоконтурные системы, о которых уже упоминалось. В этих системах (рис. 35, а) кроме главной обратной связи имеются еще внутренние обратные связи, образующие свои внутренние регулирующие контуры, которые сами по себе могут быть неустойчивыми, если их параметры выбраны неудачно. Поэтому эти контуры также должны проверяться на устойчивость. В то же время любой внутренний контур по отношению ко всей системе является ее звеном той или иной сложности, которое в ряде случаев не удастся представить в виде типовых звеньев, частотные характеристики которых известны. Поэтому для исследования устойчивости, а также для проверки работы проектируемой системы регулирования необходимо уметь легко и быстро строить частотные характеристики замкнутых систем.

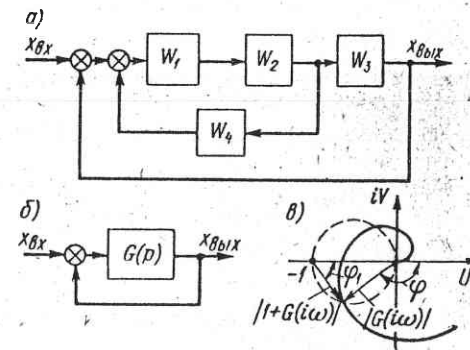


Рис. 35. Многоконтурная (а) и одноконтурная (б) системы и графический способ определения  $M$  и  $\varphi$

Вообще говоря, эти характеристики можно получить по выражению (2.24), заменив в нем  $p$  на  $i\omega$  и подставив различные значения частоты от  $\omega = 0$  до  $\omega = \infty$ . Однако такой путь связан с довольно громоздкими вычислениями, особенно при синтезе систем. На практике для построения частотных характеристик замкнутой системы обычно используются специальные номограммы, часто называемые также номограммами замыкания. Рассмотрим, как они получены.

С помощью правил преобразования структурных схем любая система регулирования может быть приведена к виду, показанному на рис. 35, б. Здесь  $G(p)$  — передаточная функция разомкнутой системы. Используя (2.24), получим амплитудно-фазовую характеристику замкнутой системы

$$W(i\omega) = \frac{G(i\omega)}{1+G(i\omega)} \quad (2.141)$$

Если на комплексной плоскости вычертить амплитудно-фазовую характеристику разомкнутой системы  $G(i\omega)$  (рис. 35, в), то эта же кривая относительно точки  $(-1, i \cdot 0)$  представляет

собой функцию  $1 + G(i\omega)$ , модуль которой  $|1 + G(j\omega)| = \sqrt{(1+U)^2 + V^2}$ , где  $U$  и  $V$  — вещественная и мнимая части функции  $G(i\omega)$ . Тогда модуль функции  $W(i\omega)$  будет

$$M = \sqrt{\frac{U^2 + V^2}{(1+U)^2 + V^2}} \quad (2.142)$$

После возведения в квадрат левой и правой частей равенства (2.142) и преобразования получим

$$\left(U - \frac{M^2}{1-M^2}\right)^2 + V^2 = \left(\frac{M}{1-M^2}\right)^2 \quad (2.143)$$

Поскольку  $U$  и  $V$  относятся к комплексной плоскости, на которой построена кривая  $G(i\omega)$  разомкнутой системы, то на этой же плоскости для любого постоянного значения  $M$  уравнение (2.143) представляет собой уравнение окружности с радиусом, равным  $M/(1-M^2)$ , и центром, расположенным на вещественной оси  $U$  (сплошные линии на рис. 36). При различных  $M = \text{const}$  получаем семейство окружностей. Центры всех окружностей, для которых  $M > 1$ , располагаются слева от точки  $U = -1$ , а центры окружностей, имеющих  $M < 1$ , лежат справа от точки  $U = 0$ . Когда  $M \rightarrow 0$ , радиус также стремится к нулю и центр окружности приближается к началу координат. При  $M = 1$  радиус окружности становится равным бесконечности, т. е. окружность вырождается в прямую, параллельную мнимой оси и проходящую через точку  $U = -0,5$ . Когда  $M \rightarrow \infty$ , что соответствует условию сильных колебаний в замкнутой системе или резонансу, центр окружности находится вблизи критической точки  $(-1, i \cdot 0)$ , а ее радиус стремится к нулю.

Аналогичным путем можно получить линии равных значений сдвига фазы  $\psi$  замкнутой системы. Согласно выражению (2.141) и рис. 35, а, для любой частоты  $\psi = \varphi - \varphi_1$ , где  $\varphi$ ;  $\varphi_1$  — аргументы функций  $G(i\omega)$  и  $1 + G(i\omega)$ . При любом значении  $\psi = \text{const}$  на комплексной плоскости имеется точка, при вращении вокруг которой концов векторов  $G(i\omega)$  и  $1 + G(i\omega)$  разность углов  $\varphi - \varphi_1$  будет сохраняться постоянной. Эта точка (центр окружности) должна находиться на одинаковом расстоянии от начала координат и от точки  $(-1, i \cdot 0)$ . Уравнение этой окружности легко получается из выражения для  $W(i\omega)$ , если подставить в него  $G(i\omega) = U + iV$ ,

$$W(i\omega) = \frac{U + iV}{1 + U + iV} = \frac{U^2 + U + V^2}{(1+U)^2 + V^2} + \frac{iV}{(1+U)^2 + V^2},$$

откуда

$$\text{tg } \psi = \frac{V}{U^2 + U + V^2} \quad (2.144)$$

или после преобразования

$$\left(U + \frac{1}{2}\right)^2 + \left(V - \frac{1}{2 \text{tg } \psi}\right)^2 = \frac{\text{tg}^2 \psi + 1}{4 \text{tg}^2 \psi} \quad (2.145)$$

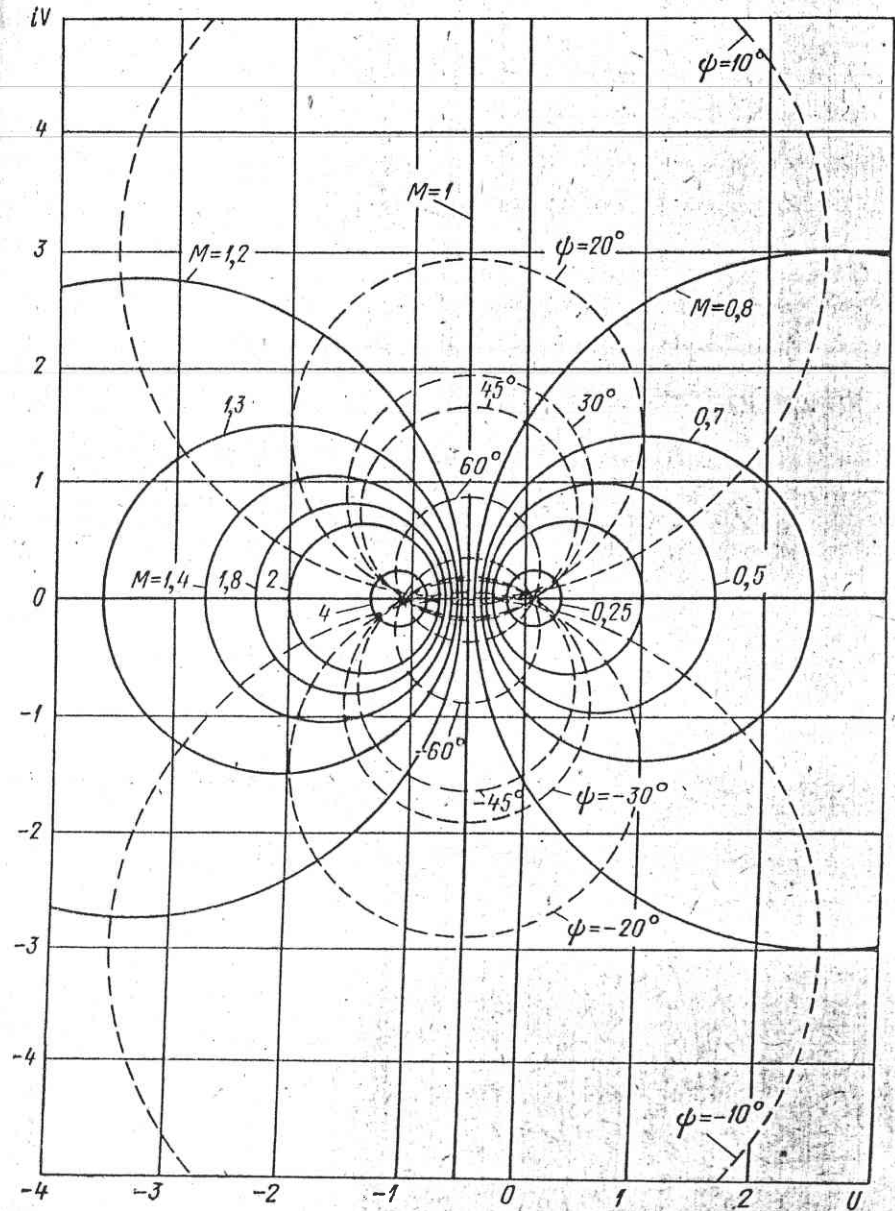


Рис. 36. Номограмма для определения амплитудно-фазовых характеристик замкнутых систем

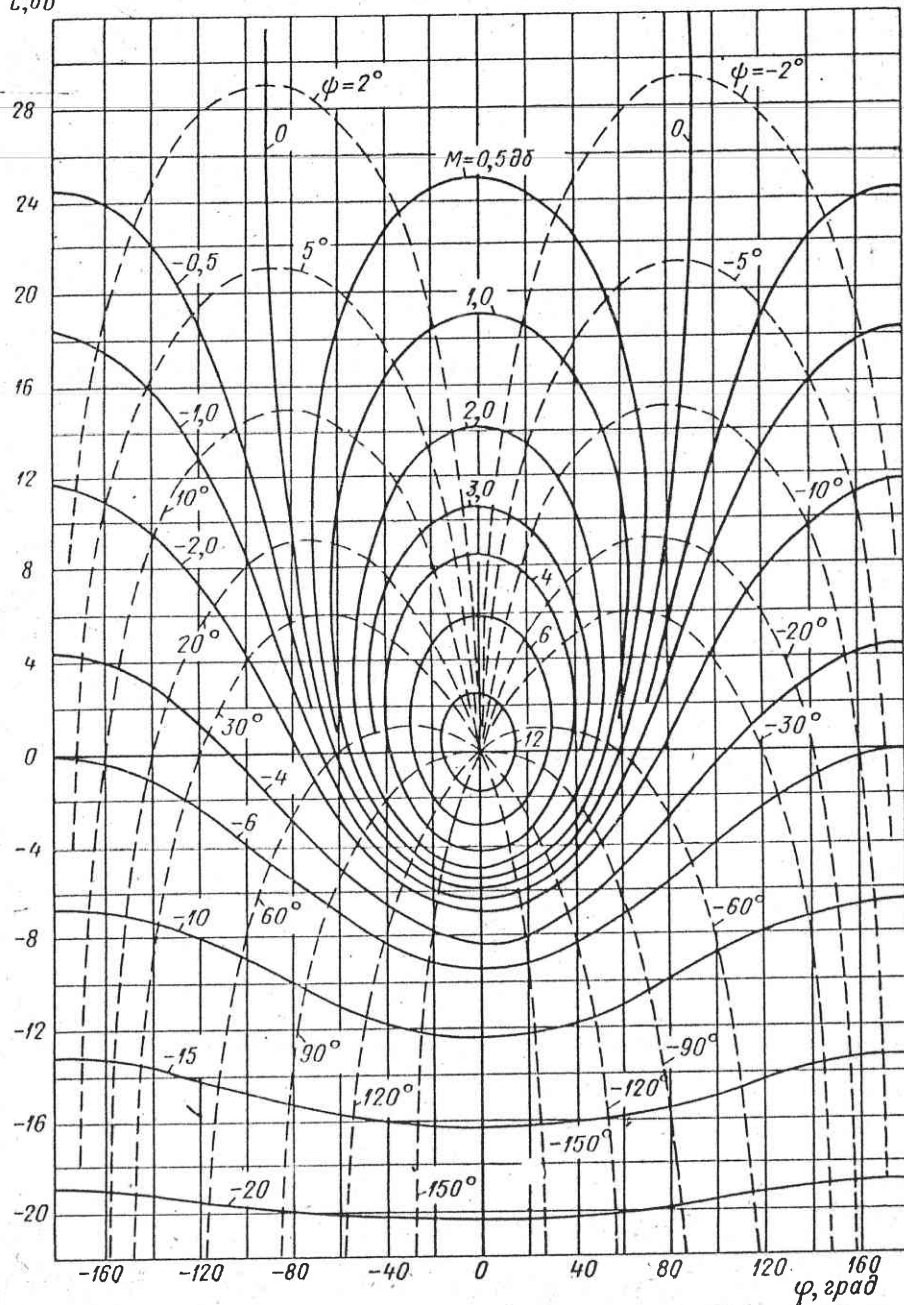


Рис. 37. Номограмма для определения логарифмических характеристик замкнутых систем (по оси абсцисс указан запас по фазе)

Давая различные значения  $\psi = \text{const}$ , получим семейство окружностей (штриховые линии на рис. 36) с радиусами  $1/2 \sin \psi$  и центрами, расположенными в точках  $U = -0,5$  и  $V = 1/2 \operatorname{tg} \psi$ .

Таким образом, для определения амплитудно-фазовой частотной характеристик  $W(i\omega)$  замкнутой системы достаточно построить на номограмме замыкания (рис. 36) частотную характеристику  $G(i\omega)$  разомкнутой системы, точки пересечения которой с линиями  $M = \text{const}$  и  $\psi = \text{const}$  дадут значения модуля и сдвига фазы замкнутой системы. Максимальная величина  $M$  является важным показателем оценки качества замкнутой системы. По ее заданному значению достаточно просто можно определить требуемый коэффициент усиления разомкнутой системы [33].

На рис. 37 приведена перестроенная по рис. 36 аналогичная по своему назначению номограмма замыкания, которая позволяет определить логарифмические частотные характеристики замкнутой системы, если известны логарифмические частотные характеристики соответствующей разомкнутой системы. По осям номограммы нанесены значения усиления  $L$  в децибелах и запаса фазы  $\varphi$  в градусах разомкнутой системы, а на самой номограмме сплошными и штриховыми линиями указаны, соответственно, значения усиления  $M$  в децибелах и сдвига фазы  $\psi$  в градусах замкнутой системы.

Чтобы найти логарифмические характеристики замкнутой системы, нужно для каждой частоты  $\omega$  снять с логарифмических характеристик разомкнутой системы значения  $L$  и  $\varphi$  и нанести их на номограмму. Эти точки будут находиться на тех или иных кривых  $M = \text{const}$  и  $\psi = \text{const}$ , которые и дадут значения усиления и сдвига фазы замкнутой системы.

## 12. Методы корректирования систем регулирования

Вначале выясним физический смысл частоты среза  $\omega_c$  и ее влияние на устойчивость и точность работы системы регулирования.

Частотная характеристика замкнутой системы определяется выражением (2.141). Как уже упоминалось, для большинства систем модуль функции  $G(i\omega)$  при низких частотах значительно больше единицы, поэтому из (2.141) получим

$$W(i\omega) = \frac{G(i\omega)}{1 + G(i\omega)} \approx 1 \quad (\omega \ll \omega_c) \quad (2.146)$$

При высоких же частотах, наоборот, модуль  $G(i\omega)$  значительно меньше единицы, следовательно,

$$W(i\omega) = \frac{G(i\omega)}{1 + G(i\omega)} \approx G(i\omega) \quad (\omega \gg \omega_c). \quad (2.147)$$

В результате логарифмические частотные характеристики замкнутой системы при частотах  $\omega \ll \omega_c$  близки к оси абсцисс



(рис. 38, а), а при  $\omega \gg \omega_c$  — к частотным характеристикам разомкнутой системы  $G(i\omega)$ . Для частоты  $\omega = \omega_c$ , как это следует из рис. 38, б, модуль функции  $G(i\omega)$  равен единице, а сдвиг фазы  $\varphi_c$  отличается от  $-180^\circ$  на величину запаса устойчивости по фазе  $\Delta\varphi$ . Если учесть, что обычно  $\Delta\varphi = 20 \div 60^\circ$ , то можно записать выражение для модуля замкнутой системы.

$$M(\omega_c) = \frac{1}{\sqrt{(1 - \cos \Delta\varphi)^2 + \sin^2 \Delta\varphi}}, \quad (2.148)$$

откуда видно, что  $M(\omega_c) > 1$ . Это указывает на подъем амплитудной характеристики замкнутой системы в окрестности частоты среза  $\omega_c$  (рис. 38, а).

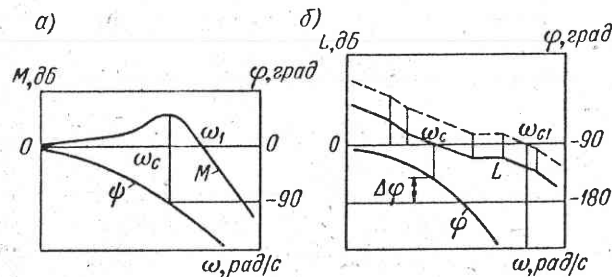


Рис. 38. Логарифмические частотные характеристики замкнутой (а) и разомкнутой (б) систем.

При частоте  $\omega = \omega_1$  начинается резкое уменьшение усиления (модуля) замкнутой системы. В диапазоне частот от 0 до  $\omega_1$  синусоидальные колебания пропускаются системой без ослабления по отношению к  $\omega = 0$ . Этот диапазон называется полосой пропускания частот замкнутой системы. При частоте  $\omega = \omega_1$  наступает как бы срез полосы пропускания. Поскольку  $\omega_c$  близка к  $\omega_1$ , то ее называют частотой среза данной системы.

Из рис. 38, а видно, что чем выше частота среза  $\omega_c$ , тем в большем диапазоне частот система пропускает синусоидальные колебания без ослабления, т. е. тем меньше динамическая ошибка системы и выше ее быстродействие.

Рассмотрим, как влияет коэффициент усиления разомкнутой системы на устойчивость замкнутой системы и ее статическую точность. Для этого вернемся к примеру, приведенному на рис. 34. Если сместить логарифмическую амплитудную характеристику разомкнутой системы вверх, что соответствует увеличению статического коэффициента усиления, то, как видно из рис. 38, б, устойчивая замкнутая система становится неустойчивой, поскольку фазовая частотная характеристика остается неизменной. Увеличение статического коэффициента равносильно увеличению частоты среза до  $\omega_{c1}$  разомкнутой системы, что также следует из рис. 38, б. Следовательно, чем выше  $\omega_c$ , тем выше статическая

точность системы, т. е. точность подхода к новому установившемуся значению регулируемой величины.

Приведенные выше примеры говорят о противоречивости предъявляемых требований; чтобы сделать замкнутую систему устойчивой, нужно уменьшать статический коэффициент усиления разомкнутой системы (частоту среза  $\omega_c$ ), а это, в свою очередь, приводит к ухудшению статической и динамической точности работы системы. Отсюда задача проектирования и расчета системы регулирования состоит в том, чтобы выбрать такие параметры системы, которые удовлетворяли бы максимальной для данных условий точности при заданных запасах устойчивости.

Отметим еще одно обстоятельство. Если в системе на рис. 34; б положить  $T_4 = T_5 = 0$ , то запасы устойчивости значительно увеличатся, так как фазовая характеристика вообще не будет пересекать линию  $-180^\circ$ , а это означает, что неустойчивость системы создается главным образом за счет инерционных звеньев, дающих отставание по фазе выходного сигнала от входного. В то же время, если принять  $T_2 = 0$ , то при данном коэффициенте усиления  $k$  система становится неустойчивой, т. е. за счет введения в систему звеньев с опережением по фазе выходного сигнала относительно входного неустойчивую систему можно сделать устойчивой.

Простейшая система автоматического регулирования состоит из объекта регулирования, чувствительного элемента, усилителя, преобразовательного устройства и исполнительного органа. В большинстве случаев такая система оказывается неустойчивой при коэффициенте усиления, который необходим из условий точности и быстродействия. Поэтому при проектировании в систему вводят специальные дополнительные звенья или цепи, называемые корректирующими, задача которых состоит в обеспечении устойчивости замкнутой системы, требуемых показателей качества регулирования (перерегулирования, времени регулирования, точности и т. д.).

Существуют два основных метода корректирования систем: метод последовательной коррекции и метод обратных связей, или параллельной коррекции. При проектировании систем автоматического регулирования могут быть использованы оба метода коррекции.

**Метод обратных связей (параллельной коррекции).** Обратной связью называется такая цепь, которая соединяет выход какого-либо звена системы со входом одного из предыдущих звеньев, в результате чего образуется замкнутый контур. Всякая система автоматического регулирования, как известно, уже содержит внешний замкнутый контур, образованный главной обратной связью. Но кроме этого в системах применяются еще дополнительные внутренние обратные связи, которые называются просто обратными связями и являются одним из сильнейших средств для обеспечения устойчивости замкнутой системы и уменьшения



динамической ошибки, а в некоторых случаях и статической. Выше было показано, что запасы устойчивости замкнутой системы тем выше, чем меньше при частоте среза отставание по фазе, вызванное отдельными звеньями данной системы. Поэтому более подробно рассмотрим, как изменяются динамические свойства различных звеньев при их охвате дополнительными обратными связями.

Обратные связи могут быть как положительными, так и отрицательными. При положительной обратной связи ее сигнал подается на вход звена с тем же знаком, что и основной сигнал. Если же знак сигнала обратной связи противоположен знаку основного сигнала, то обратная связь называется отрицательной. Положительная обратная связь применяется в основном для увеличения коэффициента усиления звена или группы звеньев, которые она охватывает. Отрицательная обратная связь в отличие от положительной обычно используется для целей коррекции системы и улучшения ее качественных показателей. Поэтому ниже, говоря об обратной связи, будем иметь в виду только дополнительную отрицательную обратную связь.

По своей структуре применяемые в системах автоматического регулирования отрицательные обратные связи делятся на жесткие и гибкие. В свою очередь, жесткая обратная связь может быть простой, определяемой передаточной функцией идеального пропорционального звена

$$W = k, \quad (2.149)$$

и инерционной, передаточная функция которой соответствует апериодическому звену первого порядка

$$W = \frac{k}{Tp + 1}. \quad (2.150)$$

Гибкая обратная связь также может быть простой (иногда ее называют чисто скоростной), когда звено обратной связи представляет собой идеальное дифференцирующее звено с передаточной функцией

$$W = kp, \quad (2.151)$$

и инерционной, так называемой изодромной обратной связью

$$W = \frac{kTp}{Tp + 1}. \quad (2.152)$$

Иногда применяются и более сложные обратные связи.

Возьмем апериодическое звено первого порядка и охватим его простой жесткой обратной связью (рис. 39, а). Передаточная функция нового звена будет

$$W = \frac{k}{1 + kk_{oc}} \frac{1}{\frac{T}{1 + kk_{oc}} p + 1}. \quad (2.153)$$

В результате получено также апериодическое звено, но с уменьшенным коэффициентом усиления и уменьшенной постоянной времени, т. е. менее инерционное звено. Если взять достаточно большое значение  $kk_{oc}$ , то вместо (2.153) можно записать

$$W \approx \frac{1}{k_{oc}}, \quad (2.154)$$

а это значит, что при охвате апериодического звена достаточно глубокой жесткой обратной связью можно получить пропорцио-

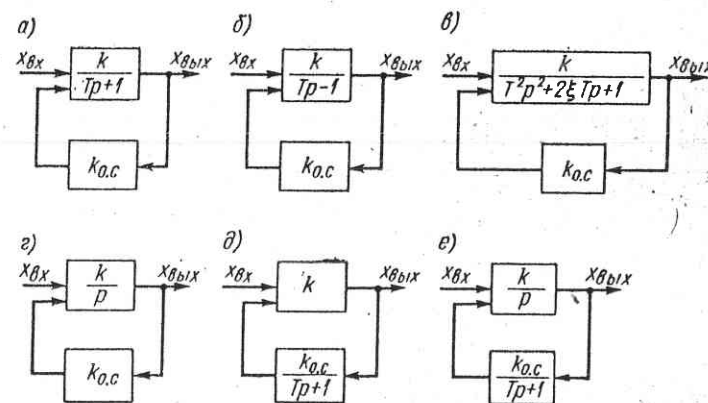


Рис. 39. Охват звеньев жесткими обратными связями

нальное звено с усилением, определяемым только коэффициентом обратной связи.

Охватим простой жесткой обратной связью неустойчивое звено (рис. 39, б). Получим

$$W = \frac{k}{kk_{oc} - 1} \frac{1}{\frac{T}{kk_{oc} - 1} p + 1}, \quad (2.155)$$

откуда следует, что когда усиление по контуру  $kk_{oc} > 1$ , звено становится устойчивым.

Охватим жесткой обратной связью колебательное звено (рис. 39, в). В результате будем иметь

$$W = \frac{k}{1 + kk_{oc}} \frac{1}{\frac{T^2}{1 + kk_{oc}} p^2 + \frac{2\xi T}{1 + kk_{oc}} p + 1}. \quad (2.156)$$

Одновременно с уменьшением постоянной времени  $T$  в  $\sqrt{1 + kk_{oc}}$  раз во столько же раз уменьшается и коэффициент затухания  $\xi$ , поэтому иногда введение отрицательной обратной связи может оказаться вредным для отдельно взятого колебательного звена. Однако в большинстве случаев работа всей

системы улучшается, так как увеличивается собственная частота колебаний данного звена.

Возьмем, наконец, идеальное интегрирующее звено и охватим его простой жесткой обратной связью (рис. 39, з). В результате получим передаточную функцию вида

$$W = \frac{1}{k_{o.c}} \frac{1}{Tp + 1}, \quad (2.157)$$

где  $T = \frac{1}{kk_{o.c}}$  — постоянная времени звена.

Следовательно, при охвате интегрирующего звена простой жесткой обратной связью оно теряет свои интегрирующие свойства и превращается в аperiodическое звено первого порядка с коэффициентом усиления, равным обратной величине коэффициента обратной связи. Астатическое звено превращается в статическое.

Перейдем к исследованию влияния инерционной жесткой обратной связи. Охватим ею идеальное звено (рис. 39, д). Тогда

$$W = \frac{k}{1 + kk_{o.c}} \frac{Tp + 1}{T(1 + kk_{o.c})p + 1}. \quad (2.158)$$

В результате получено звено с введением производной, постоянная времени которой определяется постоянной времени обратной связи. Если усиление по контуру  $kk_{o.c}$  велико, то вместо (2.158) можно считать приближенно  $W \approx (Tp + 1)/k_{o.c}$ . Получаем эквивалент пропорционально-дифференцирующего звена, которое, как известно, дает опережение фазы. Это является замечательным свойством инерционной обратной связи. Выше уже отмечалось, что инерционные звенья, включенные в прямую цепь системы, создают отставание по фазе и ухудшают ее устойчивость, в то же время в цепи обратной связи они дают опережение фазы и улучшают устойчивость всей системы.

Аналогичную картину получим, если охватим интегрирующее звено инерционной жесткой обратной связью (рис. 39, е),

$$W = \frac{1}{k_{o.c}} \frac{Tp + 1}{TT_1p^2 + T_1p + 1}, \quad (2.159)$$

где  $T_1 = 1/kk_{o.c}$ .

При надлежащем выборе параметров обратной связи это звено в заданном диапазоне частот будет вести себя как пропорционально-дифференцирующее.

Приведенные выше примеры показывают, что смысл введения жестких обратных связей заключается в уменьшении инерционности звеньев или в изменении их динамических характеристик. Эти свойства жестких обратных связей являются важными для целей обеспечения устойчивости системы регулирования. Вместе с тем они обладают существенным недостатком, связанным с уменьшением усиления. Это может привести к снижению чувствитель-

ности и появлению недопустимой мертвой зоны всей системы. Поэтому при введении жесткой обратной связи необходимо позаботиться о том, чтобы за счет других средств увеличить статический коэффициент усиления данного или других звеньев до надлежащей величины.

Посмотрим, как изменяется структура звеньев при их охвате гибкими обратными связями. На рис. 40, а показано аperiodи-

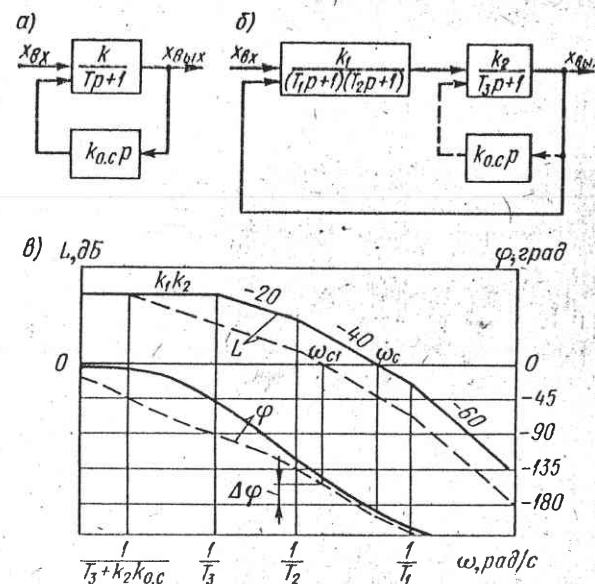


Рис. 40. Охват звеньев простой гибкой обратной связью (а и б) и пример (в) ее применения

ческое звено с простой гибкой обратной связью. Передаточной функцией эквивалентного звена будет

$$W = \frac{k}{(T + kk_{o.c})p + 1}. \quad (2.160)$$

Из формулы видно, что гибкая обратная связь увеличивает постоянную времени не изменяя коэффициента усиления звена. В некоторых случаях это очень ценно, в частности для коррекции внутренних контуров системы.

В качестве примера рассмотрим контур регулирования (рис. 40, б), состоящий из трех последовательно соединенных аperiodических звеньев. Пусть при заданном коэффициенте усиления  $k_1k_2$  этот контур неустойчив (сплошные линии на рис. 40, в). Если охватить звено, обладающее максимальной инерционностью (в данном случае  $T_3$ ), гибкой обратной связью, то эквивалентная постоянная времени увеличится до

значения  $T_3 + k_2 k_{o.c}$ . Выбрав соответствующее значение  $k_{o.c}$ , получим устойчивый контур (штриховые линии на рис. 40, в) без изменения статического коэффициента усиления этого контура в разомкнутом состоянии.

Охват гибкой обратной связью колебательного звена (рис. 41, а) дает

$$W = \frac{k}{T_2^2 p^2 + (T_1 + k k_{o.c}) p + 1} \quad \text{при } T_1 < 2T_2. \quad (2.161)$$

Из выражения (2.161) видно, что при соответствующем выборе коэффициента обратной связи  $k_{o.c}$  колебательное звено превращается

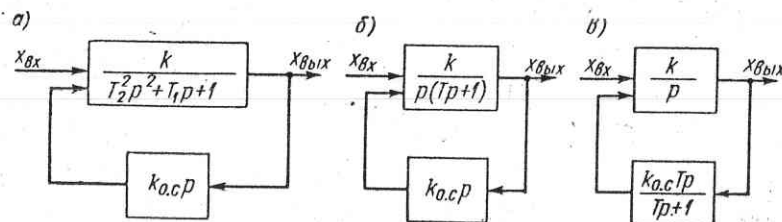


Рис. 41. Охват звеньев простой гибкой (а и б) и изодромной (в) обратными связями

щается в аperiodическое с тем же коэффициентом усиления  $k$ . Как правило, такая обратная связь применяется для колебательных звеньев с малым коэффициентом усиления, когда невозможно использовать жесткую обратную связь, поскольку она снижает коэффициент усиления.

Возьмем реальное (инерционное) интегрирующее звено и охватим его той же гибкой обратной связью (рис. 41, б). В результате будем иметь

$$W = \frac{k}{1 + k k_{o.c}} \frac{1}{p \left( \frac{T}{1 + k k_{o.c}} p + 1 \right)}, \quad (2.162)$$

т. е. то же интегрирующее звено, но с меньшей инерционностью и меньшим коэффициентом усиления.

При большом усилении по контуру обратной связи  $k k_{o.c}$  такое звено приближается к идеальному интегрирующему с коэффициентом усиления  $1/k_{o.c}$ . Важно, что интегрирующие звенья, охваченные гибкой обратной связью, в отличие от жесткой, не теряют своих интегрирующих свойств. Это существенно с точки зрения исключения статических ошибок.

Рассмотрим идеальное интегрирующее звено с изодромной (инерционной гибкой) обратной связью (рис. 41, в):

$$W = \frac{k}{(1 + k k_{o.c} T) p} \frac{T p + 1}{\frac{T}{1 + k k_{o.c} T} p + 1}. \quad (2.163)$$

Получилось инерционное интегрирующее звено с введением производной. При достаточно высоком усилении  $k k_{o.c}$  звено приближается к интегрирующему с введением производной

$$W \approx \frac{1}{k_{o.c} T p} (T p + 1).$$

Таким образом, изодромная обратная связь не только сохраняет астатические свойства звена, которое оно охватывает, но и вводит в новое звено производную, уменьшая тем самым отставание по фазе. Поэтому изодромная обратная связь часто используется в системах регулирования.

Отметим еще один важный фактор, определяющий широкое использование метода обратных связей для улучшения работы замкнутой системы регулирования. Из приведенного анализа следует, что при охвате любой обратной связью участка цепи, имеющего высокий коэффициент усиления, передаточная функция этого замкнутого участка определяется в основном обратной передаточной функцией цепи обратной связи. В результате изменение параметров в прямой цепи участка, охваченного обратной связью, будет мало влиять на устойчивость всей замкнутой системы. Если при этом параметры других участков системы остаются постоянными, то устойчивость замкнутой системы будет зависеть главным образом от параметров цепи обратной связи.

Однако указанные положительные качества метода обратных связей достигаются за счет уменьшения коэффициента усиления в определенной области частот. Поэтому, когда при проектировании системы регулирования используются обратные связи, желательно применять звенья, которым по своей физической природе свойственны высокие коэффициенты усиления.

К недостаткам метода обратных связей следует отнести также возникающие в ряде случаев трудности в обеспечении устойчивости внутренних контуров, особенно когда для устойчивости всей замкнутой системы требуется сравнительно глубокая обратная связь (высокий коэффициент усиления по контуру обратной связи). Указанные недостатки частично или полностью могут быть устранены за счет целесообразного выбора конструкции и схемы регулятора.

**Метод последовательной коррекции.** Получить требуемую степень устойчивости системы можно не только с помощью обратных связей, но и путем последовательного включения корректирующих звеньев в прямую цепь усиления. Например, на рис. 42, а показана структурная схема системы регулирования, состоящая из чувствительного элемента с передаточной функцией  $W_1$ , усилительно-преобразовательного устройства  $W_2$ , интегрирующего исполнительного органа  $W_3 = 1/p$  и объекта регулирования  $W_4$ . Передаточная функция разомкнутой системы будет иметь вид

$$G = W_1 W_2 W_3 W_4 = \frac{W_1 W_2 W_4}{p}. \quad (2.164)$$



Пусть эта система неустойчива (рис. 42, б) и ее частотные характеристики имеют вид  $L$  и  $\varphi$ . Введем дифференцирующее звено с передаточной функцией  $W_k = Tp$  между звеньями  $W_1$  и  $W_2$ . Для новой системы имеем

$$G_k = G(1 + Tp), \quad (2.165)$$

где  $T$  — коэффициент усиления корректирующего звена, в данном случае датчика производной.

Такое введение производной в закон регулирования дает некоторое опережение по фазе. Поэтому, выбрав соответствующее значение  $T$ , можно неустойчивую систему сделать устойчивой (штриховые линии на рис. 42, б). Возможно, что в некоторых конкретных случаях потребуется еще снижение общего коэффициента усиления разомкнутой системы, которое производится за счет изменений коэффициентов усиления других звеньев или путем введения обратных связей.

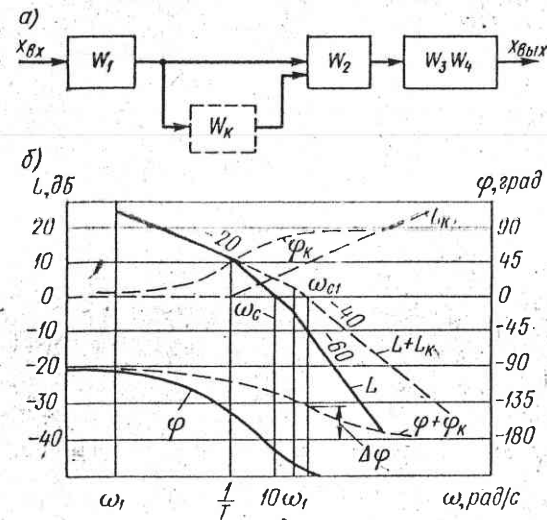


Рис. 42. Введение в систему дифференцирующего звена

производную. Однако идеальное дифференцирующее звено чувствительно к высокочастотным колебаниям и помехам, что может при неблагоприятных условиях приводить к нежелательному насыщению отдельных звеньев регулятора. Чтобы уменьшить влияние высокочастотных помех, в систему можно включить не идеальное, а реальное дифференцирующее звено с передаточной функцией  $W_k = Tp / (T_1p + 1)$ , где  $T_1$  — инерционная постоянная звена. Тогда будем иметь

$$G_k = G \frac{(T + T_1)p + 1}{T_1p + 1}. \quad (2.166)$$

Если выбрать соответствующее значение времени  $T_1$ , то можно снизить усиление на высоких частотах.

Аналогичную систему с точки зрения устойчивости можно получить, если в качестве корректирующего звена ввести не дифференцирующее, а интегрирующее звено с передаточной функцией  $W_k = k/p$ . Только в этом случае нужно дополнительно интегри-

рующее звено  $W_3$  превратить в аperiodическое, например охватив его жесткой обратной связью ( $W_3 = 1/Tp + 1$ ).

В системах регулирования, регуляторы которых выполнены из электрических элементов, для последовательной коррекции широкое применение получили так называемые пассивные дифференцирующие, интегрирующие и интегро-дифференцирующие контуры, представляющие собой электрические цепи, составленные из сопротивлений  $R$  и емкостей  $C$  (иногда их называют также контурами  $RC$ ).

На рис. 43, а показан пассивный дифференцирующий контур с входным напряжением  $U_{вх}$  и выходным  $U_{вых}$ . Передаточную

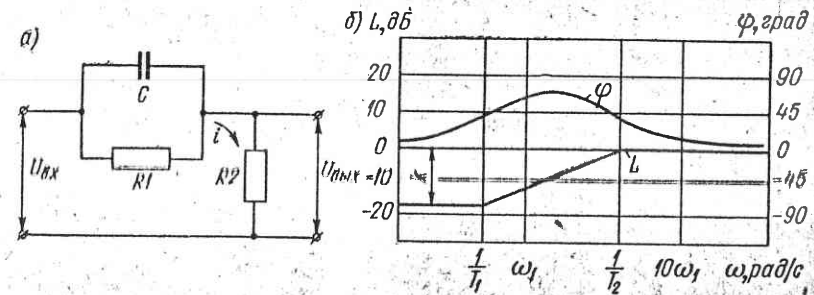


Рис. 43. Пассивный дифференцирующий контур

функцию этого контура можно получить, используя теорию электрических цепей, основанную на понятии полного сопротивления (импеданса). В соответствии со схемой имеем

$$U_{вх} = \left( \frac{R_1 \frac{1}{Cp}}{R_1 + \frac{1}{Cp}} + R_2 \right) i; \quad U_{вых} = R_2 i.$$

После преобразования получим

$$W = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{T_2}{T_1} \frac{T_1p + 1}{T_2p + 1}, \quad (2.167)$$

где  $T_1 = R_1C$ , а  $T_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} T_1$ .

Здесь коэффициент усиления

$$k = \frac{T_2}{T_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

всегда меньше единицы, поэтому, чтобы иметь возможность изменять общий коэффициент усиления разомкнутой системы, дифференцирующий контур должен вводиться вместе с дополнительным усилителем, с помощью которого осуществляется выбор необходимого коэффициента усиления системы.



На рис. 43, б приведены логарифмические характеристики такого контура. Опережение фазы имеет место во всем диапазоне частот, особенно на участке от  $\omega = 1/T_1$  до  $\omega = 1/T_2$ , где усиление возрастает с увеличением частоты. Согласно рис. 42, б, для достижения устойчивости системы необходимо поднять фазовую характеристику в области частоты среза  $\omega_c$ . Это достигается соответствующим выбором постоянной времени  $T_1$ . Максимальный же подъем фазовой характеристики определяется выбором коэффициента усиления

$$k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

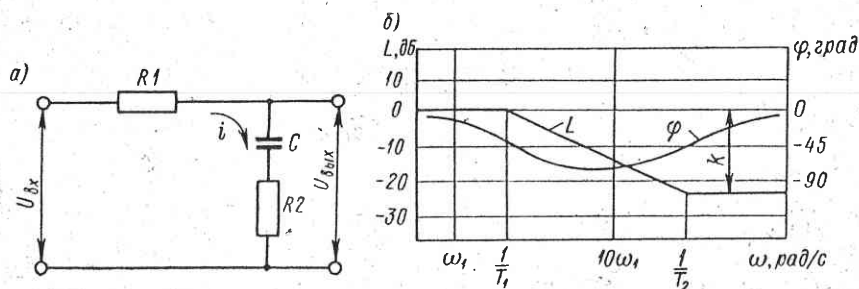


Рис. 44. Пассивный интегрирующий контур

Электрическая цепь пассивного интегрирующего звена показана на рис. 44, а, из которого следует:

$$U_{\text{вх}} = \left( R_1 + \frac{1}{Cp} + R_2 \right) i; \quad U_{\text{вых}} = \left( R_2 + \frac{1}{Cp} \right) i,$$

а после преобразования

$$W = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{T_2 p + 1}{T_1 p + 1}, \quad (2.168)$$

где  $T_1 = (R_1 + R_2)C$  — постоянная времени интегрирующего контура;

$$T_2 = R_2 C = \frac{T_1}{k}; \quad k = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Логарифмические частотные характеристики этого контура приведены на рис. 44, б. В данном случае для всех частот, кроме  $\omega = 0$  и  $\omega = \infty$ , имеет место отставание по фазе выходного напряжения от входного. Усиление изменяется от единицы при  $\omega = 0$  до значения  $1/k$  при  $\omega = \infty$ . Фактически же диапазон частот, в котором происходит быстрое изменение усиления, находится в области от  $\omega = 1/T_1$  до  $\omega = k/T_1$ , как это показано на рис. 44, б и в этом же диапазоне имеет место наибольшее отставание по фазе.

Смысл введения в систему интегрирующего контура заключается в том, чтобы уменьшить коэффициент усиления разомкнутой системы в районе частоты среза  $\omega_c$ , не изменяя усиление при низких частотах (рис. 45). Это позволяет добиться устойчивости, не снижая статической точности системы. Параметры  $T_1$  и  $k$  должны быть выбраны такими, чтобы отставание по фазе, создаваемое этим контуром, не оказывало заметного влияния на фазовую характеристику разомкнутой системы вблизи частоты

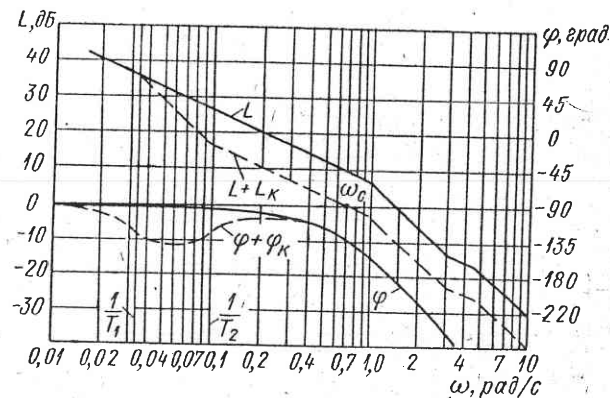


Рис. 45. Введение в систему пассивного интегрирующего контура

среза  $\omega_c$ . Таким образом, действие интегрирующего контура состоит не в улучшении фазовой характеристики разомкнутой системы, а в уменьшении ее коэффициента усиления в определенной области частот. В ряде случаев такой контур вводят в устойчивую систему регулирования для повышения статической точности ее работы (см. гл. 5, стр. 224).

В данном параграфе изложены только те методы корректирования, которые применяются при проектировании систем регулирования гидротурбин. Вообще же существуют и более сложные корректирующие цепи, с которыми можно ознакомиться в специальной литературе [21].

### 13. Граница области устойчивости на плоскости параметров

В практических расчетах часто требуется определить диапазон изменения настраиваемых параметров, в котором замкнутая система регулирования устойчива. В этом случае цель исследования системы состоит в нахождении области устойчивости на плоскости параметров или границы области устойчивости, представляющей собой совокупность точек пространства параметров системы, отделяющих область устойчивости от области неустойчивости.

В § 6 было показано, что замкнутая система регулирования устойчива в том случае, когда характеристическое уравнение системы

$$L(z) = a_0 z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_{n-1} z + a_n = 0 \quad (2.169)$$

не содержит корней с положительной вещественной частью.

Если все корни уравнения (2.169) нанести на комплексную плоскость  $\alpha = i\omega$ , то для устойчивой системы они расположатся слева от мнимой оси (рис. 46, а). Эта плоскость называется плоскостью корней характеристического уравнения. Ее мнимая ось соответствует границе устойчивости системы, и на ней находятся все чисто мнимые, а также нулевые корни.

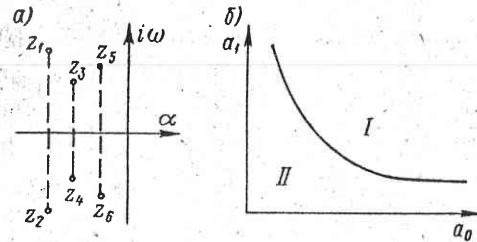


Рис. 46. Плоскости корней (а) и коэффициентов (б) характеристического уравнения: I — область устойчивости; II — область неустойчивости

Используя этот же принцип, можно определить границу устойчивости на плоскости одного или нескольких коэффициентов характеристического уравнения. Пусть, например, в уравнении (2.169) известны все коэффициенты, кроме  $a_0$  и  $a_1$ , и требуется определить границу устойчивости системы в зависимости от значений  $a_0$  и  $a_1$ . Задав произвольными значениями  $a_0 > 0$  и  $a_1 > 1$  и подставив их в уравнение (2.169), определяем корни и наносим их на комплексную плоскость. Последовательно задавая все возможные сочетания коэффициентов  $a_0$  и  $a_1$  и отмечая получающиеся корни на плоскости корней, определим величины  $a_0$  и  $a_1$ , при которых корни располагаются на мнимой оси.

Теперь берем плоскость  $a_0 a_1$  (рис. 46, б) и переносим на нее точки, соответствующие значениям  $a_0$  и  $a_1$ , при которых корни уравнения (2.169) находятся на мнимой оси. Соединив эти точки кривой, получим границу устойчивости на плоскости коэффициентов  $a_0$  и  $a_1$ , которая разделяет области устойчивости и неустойчивости коэффициентов.

Точно таким же путем можно определить границу устойчивости и на плоскости параметров системы. Однако этот путь чрезвычайно громоздок. Поэтому были разработаны простые приемы для построения границы области устойчивости на плоскости одного и двух параметров. Одним из таких приемов является построение областей устойчивости по критерию Михайлова. В этом случае разбиение плоскости параметров на устойчивую и неустойчивую области называется *D*-разбиением, а граница, от-

деляющая эти области, — границей *D*-разбиения или просто *D*-кривой<sup>1</sup>.

Граница *D*-разбиения по одному параметру. В общем виде параметры системы регулирования (коэффициенты усиления, постоянные времени и т. д.) могут входить в характеристическое уравнение (2.169) любым образом. Предположим, что уравнение (2.169) известно и требуется построить *D*-кривую по какому-либо

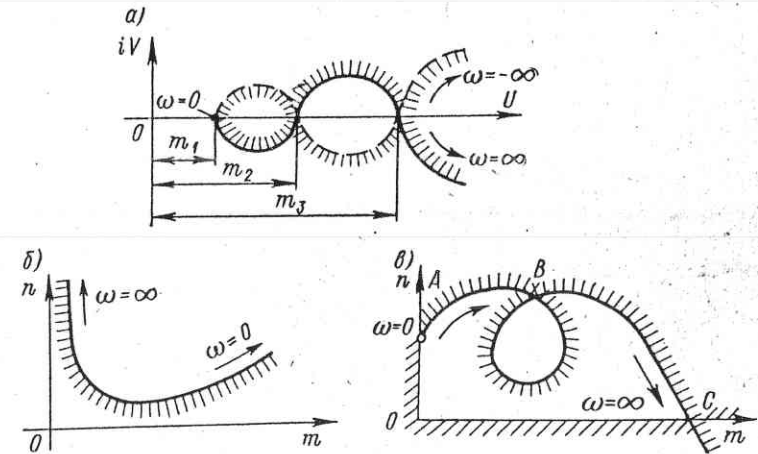


Рис. 47. Границы *D*-разбиения на плоскостях одного (а) и двух (б и в) параметров

параметру  $m$  при заданных других параметрах системы. Составим выражение кривой Михайлова для характеристического уравнения (2.169)

$$L(i\omega) = U_1(\omega) + iV_1(\omega). \quad (2.170)$$

Параметр  $m$  войдет в коэффициенты многочленов  $U_1(\omega)$  и  $V_1(\omega)$ . По критерию Михайлова выражение для границы устойчивости будет  $L(i\omega) = 0$ . Решив выражение (2.170) относительно параметра  $m$ , получим

$$m = U(\omega) + iV(\omega). \quad (2.171)$$

Задаваясь значениями  $\omega$  от 0 до  $\infty$ , опишем на комплексной плоскости кривую, которая и является границей *D*-разбиения (рис. 47, а). Теперь нужно учесть, что параметр  $m$  представляет собой физическую величину и, следовательно, он не может быть комплексным числом, поэтому практический интерес представляют точки пересечения *D*-кривой с вещественной осью. Отметим, что для каждой точки *D*-кривой величина  $\omega$  имеет совершенно

<sup>1</sup> Этот метод в 1940 г. был дан в общем виде А. А. Соколовым. В 1948 г. он был подробно рассмотрен Ю. И. Неймарком под названием *D*-разбиение.

определенный физический смысл — она представляет собой частоту собственных колебаний системы.

После построения  $D$ -кривой нужно еще решить вопрос, какие из значений  $m$  попадают в область устойчивости. Чтобы выяснить это, вернемся к рис. 46, а. При изменении  $\omega$  от 0 до  $\infty$  область устойчивости остается слева от мнимой оси. Точно так же, если двигаться по  $D$ -кривой от точки  $\omega = 0$ , то эта область должна находиться слева от кривой. На рис. 47, а  $D$ -кривая заштрихована слева.

При более сложных очертаниях  $D$ -кривой с целью безошибочного определения области устойчивости необходимо вычертить дополнительную  $D$ -кривую, соответствующую изменению частоты от  $-\infty$  до 0, и сделать штриховку слева от кривой, если двигаться по ней от  $\omega = -\infty$  до  $\omega = 0$ . Эта кривая является зеркальным отображением  $D$ -кривой для частот от 0 до  $\infty$  (штриховая кривая), поэтому ее вычерчивание не представляет сложности. Областью устойчивости может быть отрезок вещественной оси, в сторону которого направлено большинство штриховок. В данном случае эта область ограничена значениями  $m_1 < m < m_2$ , а также  $m > m_3$ .

В заключение необходимо убедиться в правильности решения задачи. Для этого следует внутри найденной области проверить выполнение условий устойчивости в одной какой-либо точке по критерию Михайлова.

**Граница  $D$ -разбиения на плоскости двух параметров.** Предположим, что имеется характеристическое уравнение (2.169) и некоторые из его коэффициентов содержат параметры  $m$  и  $n$  системы, по которым требуется построить  $D$ -кривую. По аналогии с предыдущим выражение кривой Михайлова для уравнения (2.169) будет иметь тот же вид, что и (2.170), только теперь многочлены  $U_1(\omega)$  и  $V_1(\omega)$  являются функциями от  $\omega$  и от параметров  $m$  и  $n$ , а на границе устойчивости по критерию Михайлова должны соблюдаться соотношения:

$$\left. \begin{aligned} U &= U(m, n, \omega) = 0; \\ V &= V(m, n, \omega) = 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.172)$$

Рассматривая (2.172) как систему двух алгебраических уравнений с неизвестными  $m$  и  $n$ , видим, что их можно решить относительно  $m$  и  $n$  в виде:

$$\left. \begin{aligned} m &= m(\omega); \\ n &= n(\omega). \end{aligned} \right\} \quad (2.173)$$

Из (2.173) вытекает достаточно простой прием для построения  $D$ -кривой. Задавая значения  $\omega$  от 0 до  $\infty$  и подставляя их в (2.173), получаем величины  $m$  и  $n$ , принадлежащие  $D$ -кривой, которая вычерчивается на плоскости с координатами  $m$  и  $n$  (рис. 47, б).

Отметим некоторые особенности, связанные с  $D$ -разбиением на плоскости двух параметров. При некоторых значениях  $\omega$  может оказаться, что уравнения (2.172) будут отличаться друг от друга на постоянный множитель. В результате получится одно уравнение, которое дает на плоскости  $m, n$  не точку, а прямую. Такая прямая называется особой прямой.

Особых прямых может быть несколько. Две из них соответствуют значениям  $\omega = 0$  и  $\omega = \infty$ , и их уравнения определяются либо по выражению (2.173), либо приравниванием нулю первого ( $a_0$ ) и свободного ( $a_n$ ) коэффициентов характеристического уравнения (2.169). Чтобы выяснить наличие других особых прямых нужно найти все значения  $\omega$  (сюда войдут также  $\omega = 0$  и  $\omega = \infty$ ), при которых определители уравнения (2.172):

$$\left. \begin{aligned} \Delta_1 &= \begin{vmatrix} U(m) & U(n) \\ V(m) & V(n) \end{vmatrix}; \\ \Delta_2 &= \begin{vmatrix} -U(\omega) & U(n) \\ -V(\omega) & V(n) \end{vmatrix}, \end{aligned} \right\} \quad (2.174)$$

одновременно равны нулю или  $\infty$ , после чего найденные значения  $\omega$  подставить в (2.172) и определить уравнения этих прямых.

Таким образом, на плоскости двух параметров граница  $D$ -разбиения состоит из  $D$ -кривой и особых прямых. Когда  $D$ -разбиение осуществлено, необходимо выделить область устойчивости. На практике часто по смыслу бывает ясно, какая из частей, на которые разбивается плоскость параметров  $m$  и  $n$   $D$ -кривой и особыми прямыми, принадлежит области устойчивости. Для определенности в отыскании этой области существует следующее правило штриховки кривых. Если определитель  $\Delta_1$  положителен, то  $D$ -кривая штрихуется слева при движении по ней в направлении возрастания  $\omega$ ; если же определитель  $\Delta_1$  отрицателен, то — справа. При этом, когда имеются особые прямые, они должны штриховаться отдельно и независимо от их пересечения с другими прямыми или кривыми. Особые прямые, соответствующие  $\omega = 0$  и  $\omega = \infty$ , штрихуются таким образом, чтобы по одну сторону от точек с  $\omega = 0$  и  $\omega = \infty$  кривая и прямая были обращены друг к другу заштрихованными сторонами, а по другую — незаштрихованными. А дальше эти прямые штрихуются без изменения направления, независимо от того, имеются ли еще точки пересечения прямых с кривой или между собой. Возможной областью устойчивости будет та часть плоскости, в сторону которой направлено большинство штриховок. Проверку производят, как указывалось выше, применяя критерий устойчивости Михайлова к одной произвольной точке этой области.

Для наглядности на рис. 47, в показана штриховка границы  $D$ -разбиения на плоскости двух параметров с особыми прямыми,

совпадающими с осями координат. Возможная область устойчивости находится сверху от кривой  $ABC$ .

Пусть задано характеристическое уравнение замкнутой системы

$$T_1 T_2 T_3 k_1 p^3 + (T_1 T_3 k_1 + T_2 T_3 k k_1 - T_2 T_3) p^2 + (T_3 k k_1 + T_3 - 2T_2) p + 1 = 0$$

и все параметры, кроме  $T_1$  и  $k$ , известны ( $T_2 = 1$  с;  $T_3 = 10$  с;  $k_1 = 0,2$ ). Требуется выполнить  $D$ -разбиение на плоскости параметров  $T_1$  и  $k$ .

Подставив в характеристическое уравнение численные значения параметров, получим

$$2T_1 p^3 + (2T_1 + 2k - 10) p^2 + (2k + 8) p + 1 = 0.$$

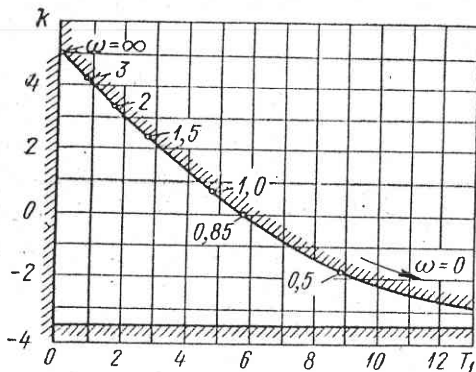


Рис. 48.  $D$ -кривая на плоскости двух параметров

Давая значения  $\omega$  от 0 до  $\infty$ , построим кривую, показанную на рис. 48. Найдем особые прямые. Если приравнять нулю первый член характеристического уравнения (для  $\omega = \infty$ ), то будем иметь  $2T_1 = 0$  и  $T_1 = 0$ . Эта особая прямая совпадает с осью  $k$ . Поскольку параметры  $T_1$  и  $k$  не содержатся в свободном члене характеристического уравнения, значению  $\omega = 0$  не будет соответствовать особая прямая.

Выясним есть ли другие особые прямые. Для этого вычислим определители  $\Delta_1$  и  $\Delta_2$  по (2.174):

$$\Delta_1 = U(T_1) V(k) - U(k) V(T_1) = -4\omega^3 - 4\omega^5 = -4(\omega^5 + \omega^3);$$

$$\Delta_2 = U(k) V(\omega) - U(\omega) V(k) = -16\omega^3 - 20\omega^5 - 2\omega = -36\omega^3 - 2\omega.$$

Из этих выражений видно, что  $\Delta_1 = \Delta_2 = 0$  только при  $\omega = 0$ , а  $\Delta_1 = \Delta_2 = \infty$  только при  $\omega = \infty$ . Следовательно, граница

$D$ -разбиения состоит из  $D$ -кривой и особой прямой  $T_1 = 0$ . Сделаем штриховку. Знак  $\Delta_1$  — отрицателен при  $\omega > 0$ , двигаясь по  $D$ -кривой в направлении возрастания  $\omega$  штриховку справа. Возможная область устойчивости справа от  $D$ -кривой. Для проверки можно взять, например, где  $k = 2$ , а  $T_1 = 5$  с.

#### 14. Выбор структуры и параметров регулятора

Изложенные в п. 10 критерии устойчивости позволяют не только произвести проверку устойчивости системы с заданными структурой и параметрами, но и выбрать структуру регулятора и его параметры, удовлетворяющие требованиям устойчивости и статической точности системы. Последняя задача является одной из основных при проектировании системы автоматического регулирования. В дальнейшем необходимо так выбрать параметры регулятора, чтобы при заданной степени устойчивости они обеспечивали определенные качества переходного процесса. С этой точки зрения спроектированная система должна иметь достаточно широкую область устойчивости, чтобы имелась возможность варьировать настраиваемые параметры. Следовательно, полное решение задачи выбора структуры и параметров регулятора состоит в отыскании такой точки в области устойчивости, которая удовлетворяет требованиям качества процесса регулирования.

Соответствующим выбором структуры теоретически всегда можно получить желаемое качество регулирования. Однако здесь нужно иметь в виду, что не всякую теоретически обоснованную структуру возможно осуществить технически. Это связано прежде всего с наличием различных ограничений, обусловленных, с одной стороны, динамическими свойствами самого объекта регулирования, а с другой — свойствами отдельных звеньев регулятора. Большинство звеньев, как правило, имеют характеристики с насыщением, определяющие предельные значения некоторых переменных. Например, быстродействие системы регулирования скорости гидроагрегата ограничивается явлением гидравлического удара в напорном водоводе, что, в свою очередь, вызывает необходимость ограничивать для безопасности сооружения максимальную скорость перемещения регулирующего органа турбины. При проектировании системы регулирования подобные факторы нужно учитывать и исходить из возможных для данной системы средств динамической коррекции (структуры регулятора).

Выбор структуры и параметров регулятора из условий устойчивости. Для этой цели наиболее широко практическое применение получил частотный метод. Преимущества этого метода проявляются особенно в тех случаях, когда некоторые звенья системы заданы не передаточными функциями, а их частотными характеристиками для которых в специальной литературе имеется

кно  
807



большое количество номограмм и таблиц. Это позволяет в дальнейшем использовать эти же частотные характеристики и для анализа качества переходных процессов.

Вначале рассмотрим порядок выбора структуры и параметров регулятора, исходя из условий устойчивости, без учета качественных показателей системы.

Проектируемая система автоматического регулирования может быть разбита на две части. В одну из них (рис. 49, а) включим

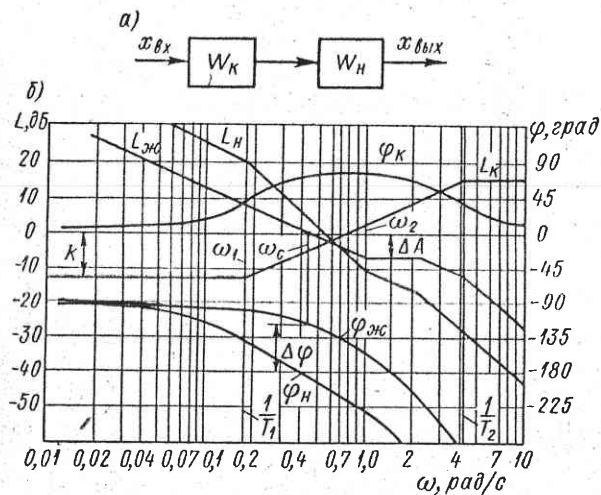


Рис. 49. Определение параметров корректирующего звена

все звенья с известными параметрами, изменить которые невозможно или нежелательно, и назовем ее неизменяемой частью системы. Обозначим передаточную функцию этой части через  $W_H$ . Тогда вторая часть данной системы будет содержать только те звенья, которые необходимо добавить к неизменяемой части, чтобы обеспечить устойчивость замкнутой системы. Эти звенья являются корректирующими, и они будут определять структуру регулятора. Обозначим передаточную функцию корректирующих звеньев через  $W_K$ . Частотная характеристика разомкнутой системы определяется по выражению

$$G(i\omega) = W_H(i\omega) W_K(i\omega). \quad (2.175)$$

Пусть логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики неизменяемой части системы  $W_H(i\omega)$  имеют вид, показанный на рис. 49, б. Эти характеристики могут быть получены либо аналитическим путем по передаточным функциям отдельных звеньев, входящих в неизменяемую часть, либо, если передаточные функции неизвестны, — по частотным характеристикам, снятым экспериментально.

Анализируя характеристики  $L_H = f(\omega)$  и  $\varphi_H = f(\omega)$ , можно прийти к заключению, что быстродействие рассматриваемой системы ограничивается частотой  $\omega_2$ , так как при частотах  $\omega > \omega_2$  отставание по фазе настолько быстро увеличивается, что вряд ли имеет смысл добиваться более высокого быстродействия. Из этих соображений выбираем желаемые логарифмические характеристики разомкнутой системы  $L_K = f(\omega)$  и  $\varphi_K = f(\omega)$  (в некоторых случаях они могут быть вообще заданы), соответствующие  $G(i\omega)$ , с определенными запасами устойчивости по амплитуде  $\Delta A$  и фазе  $\Delta\varphi$ . Тогда разности характеристик  $L_K - L_H$  и  $\varphi_K - \varphi_H$  определяют логарифмические амплитудную  $L_K = f(\omega)$  и фазовую  $\varphi_K = f(\omega)$  частотные характеристики корректирующих звеньев, входящих в выражение (2.175).

В данном случае, согласно табл. 2, в состав корректирующих звеньев должны входить пропорционально-дифференцирующее и апериодическое звенья с постоянными времени (соответственно  $T_1$  и  $T_2$ ) и общим коэффициентом усиления  $k$ . Следовательно, структура и параметры корректирующей части регулятора будут определяться передаточной функцией

$$W_K = k \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}, \quad (2.176)$$

которая может быть реализована схемой, показанной на рис. 43, а.

При проектировании конкретных схем автоматического регулирования чаще бывает, что желаемые частотные характеристики не заданы, а их необходимо выбрать. Здесь нужно иметь в виду, что параметры корректирующих звеньев (параметры регулятора) должны выбираться таким образом, чтобы система регулирования находилась достаточно далеко от границы устойчивости, т. е. необходимо, чтобы система имела определенные запасы устойчивости по амплитуде  $\Delta A$  и фазе  $\Delta\varphi$ .

Это связано с тем, что при выводе передаточной функции неизменяемой части  $W_H$ , как правило, не учитываются малые постоянные времени звеньев, допускается определенная идеализация физических явлений, происходящих в отдельных звеньях, усугубляемая последующей линеаризацией полученных дифференциальных уравнений. В результате коэффициенты, входящие в передаточную функцию  $W_H$ , определяются с некоторой погрешностью, которую практически невозможно исключить даже в тех случаях, когда частотные характеристики неизменяемой части системы полностью получены экспериментально, так как и в этом случае точность измерений зависит от таких факторов, как методика эксперимента, точность приборов, обработка материалов и т. д.

Кроме того, при выборе запасов устойчивости необходимо учитывать, что в дальнейшем будет выпускаться серия регуляторов, в отдельных образцах которой могут иметь место отклонения параметров от расчетных значений из-за случайных явлений (нестабильность, влияние температуры и т. д.). По указанным причинам

запасы устойчивости должны предусматривать такие значения параметров регулятора, чтобы любой образец данной серии наверняка обеспечивал работу замкнутой системы в области устойчивости.

Опыт проектирования и эксплуатации систем автоматического регулирования скорости гидроагрегатов показывает, что для обеспечения их устойчивой работы необходимо иметь запасы устойчивости по амплитуде 6—10 дБ, по фазе 30 ± 50°.

**Область устойчивости на плоскости параметров.** Выше был изложен метод определения границы устойчивости на плоскости параметров, основанный на использовании кривой Михайлова и характеристического уравнения замкнутой системы. На практике не всегда удается составить дифференциальное уравнение системы, однако в распоряжении проектировщика имеются ее частотные характеристики, снятые, например, экспериментально. Рассмотрим как в этом случае построить границу устойчивости на плоскости параметров.

Предположим, что структура системы известна (рис. 49, а), причем заданы все параметры, кроме  $m$  и  $n$ . Требуется определить на плоскости этих параметров область устойчивости. Как и ранее, разделим систему на две части, только теперь в первую часть  $W_1$  включим все звенья с заданными параметрами, а во вторую  $W_2$  — звенья с неизвестными параметрами  $m$  и  $n$ . Для простоты будем считать, что  $W_1 = W_n$ , а  $W_2 = W_k$ . Тогда на рис. 49, б  $L_n = A_1(\omega)$  и  $\varphi_n = f(\omega)$  соответствуют характеристике  $W_1(i\omega)$ . Согласно частотному критерию, на границе устойчивости должны соблюдаться соотношения:

$$A_1 + A_2 = 0; \quad \varphi_1 + \varphi_2 = -\pi$$

или

$$A_2 = -A_1; \quad \varphi_2 = -\pi - \varphi_1, \quad (2.177)$$

где  $A_1$  и  $\varphi_1$  для любой частоты определяются непосредственно из рис. 49, б.

С другой стороны, нам известно выражение для частотной характеристики

$$W_2(i\omega) = \frac{Q(i\omega)}{R(i\omega)}, \quad (2.178)$$

в многочлены которых  $Q(i\omega)$  и  $R(i\omega)$  входят неизвестные параметры  $m$  и  $n$ . Выделив в (2.178) действительную и мнимую части, получим

$$W_2(i\omega) = U_2(m, n, \omega) + iV_2(m, n, \omega). \quad (2.179)$$

Из (2.177) и (2.179) следует, что

$$\begin{aligned} U_2(m, n, \omega) &= A_2 \cos \varphi_2; \\ V_2(m, n, \omega) &= A_2 \sin \varphi_2, \end{aligned} \quad (2.180)$$

где  $A_2$  должно быть выражено не в децибелах, а в натуральных числах.

Построение границы устойчивости производится следующим образом. Задавшись каким-либо значением частоты  $\omega_0$ , по рис. 49, б определяют значения  $A_1$  и  $\varphi_1$ , а также  $A_2$  и  $\varphi_2$  по соотношению (2.177). Подставляя  $\omega_0$ ,  $A_2$  и  $\varphi_2$  в выражения (2.180), вычисляют  $m$  и  $n$ , которые определяют точку границы устойчивости для данной частоты  $\omega_0$ . Точно таким же путем, задаваясь различными значениями частоты, можно получить все точки, принадлежащие границе устойчивости на плоскости параметров  $m$  и  $n$ .

**Оценка качества процесса регулирования.** Выше были изложены методы исследования устойчивости системы регулирования. Однако выбранные на основании этих исследований параметры регулятора и запасы устойчивости еще ничего не говорят о качестве процесса регулирования, которое требует дополнительного анализа. Достаточно полные сведения о качестве работы системы дает кривая переходного процесса, являющаяся точным решением дифференциального уравнения (2.2), которым описывается динамика замкнутой системы регулирования. Из кривой переходного процесса могут быть получены все показатели (максимальное повышение регулируемой величины, перерегулирование, время регулирования, колебательность и т. д.), принимаемые за меру качества системы регулирования при изменении входного сигнала в виде ступенчатой функции (см. рис. 10). Последняя представляет собой наиболее тяжелый вид входного сигнала, но в то же время она очень удобна при экспериментах и анализе. По этой причине ступенчатая функция широко используется при исследовании переходных процессов.

Метод построения переходного процесса при известных параметрах является прямым методом определения качества работы системы. Однако он практически непригоден, когда требуется выяснить влияние на переходный процесс тех или иных параметров системы. В этом случае необходимо получить решение характеристического уравнения (2.169) в общем виде, что невозможно, поскольку корни уравнений высоких степеней не выражаются в радикалах. Поэтому на практике обычно используют косвенные методы оценки качества переходного процесса.

Существует несколько основных методов решения проблемы качества: метод расположения полюсов и нулей, интегральные оценки и частотные методы. Первые два метода обладают некоторыми ограничениями, которые в ряде случаев затрудняют их использование для анализа качества. Например, метод распределения корней, основывающийся на рассмотрении корней характеристического уравнения замкнутой системы, в ряде случаев не применим к решению задачи выбора параметров регулятора, поскольку, как правило, варьируемые параметры входят и в правую часть дифференциального уравнения системы.

Метод интегральных оценок, хотя и позволяет решать задачу выбора параметров путем отыскания условий минимума этих оценок, но, к сожалению, не имеет связи с анализом устойчивости,

что в значительной степени усложняет полный анализ динамики регулирования. По этой причине методы распределения корней и интегральных оценок в данной книге не рассматриваются. С ними можно подробно ознакомиться в специальной литературе по автоматическому регулированию [27].

Наиболее широкое практическое применение при решении проблемы качества получил частотный метод, который дает возможность судить о качестве работы системы, построить кривую переходного процесса, а также выбрать параметры регулятора, отвечающие заданным показателям качества, используя для этого те же частотные характеристики, что и при анализе устойчивости. В этом заключается практическая ценность данного метода.

Для частотного метода косвенной характеристикой качества может служить вещественная частотная характеристика  $U(\omega)$  исследуемой замкнутой системы регулирования. Когда известно аналитическое выражение частотной характеристики замкнутой системы

$$W(i\omega) = \frac{W_n(i\omega)}{1 + G(i\omega)}, \quad (2.181)$$

то ее вещественная частотная характеристика  $U(\omega)$  легко получается из соотношения

$$W(i\omega) = U(\omega) + iV(\omega). \quad (2.182)$$

Если же  $W(i\omega)$  в аналитическом виде неизвестна, но имеется частотная характеристика разомкнутой системы  $G(i\omega)$ , снятая экспериментально, которая использовалась при исследовании устойчивости, то  $W(i\omega)$  определяется по номограмме замыкания (см. рис. 37), после чего вычисляется  $U(\omega)$ .

Здесь следует иметь в виду следующее. Согласно рис. 1, динамика системы регулирования гидроагрегата описывается двумя передаточными функциями. Одна из них,  $W_y(p) = x/x_0(p)$ , характеризует работу системы по управляющему или задающему воздействию  $x_0$ , а другая,  $W_z(p) = \frac{x}{z}(p)$ , — по возмущающему воздействию. Естественно, что переходные процессы, определяемые функциями  $W_y(p)$  и  $W_z(p)$ , будут различны, хотя в разомкнутом состоянии система имеет одну передаточную функцию  $G(p)$ , поскольку ее вид не зависит от точки размыкания, в то время как передаточная функция замкнутой системы зависит от точки приложения входного воздействия. Это лишним раз показывает, что наличие устойчивости, определяемой видом частотной характеристики  $G(i\omega)$ , не дает исчерпывающего представления о качестве переходного процесса.

Учитывая сказанное выше, а также выражение (2.181) и рис. 1, можно записать

$$W_z(i\omega) = W_y(i\omega) W_1(i\omega), \quad (2.183)$$

где

$$W_y(i\omega) = \frac{G(i\omega)}{1 + G(i\omega)}, \quad \text{а} \quad W_1(i\omega) = \frac{W_n(i\omega)}{G(i\omega)}.$$

Получив частотную характеристику  $W_y(i\omega)$  или  $W_z(i\omega)$  и выделив в ней вещественную и мнимую части, определяем зависимость  $U_y = f(\omega)$  или  $U_z = f(\omega)$ .

Путь решения проблемы качества, основанный на рассмотрении вещественной частотной характеристики  $U(\omega)$ , связан с известным интегралом Фурье для непериодической функции

$$1[t] = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega, \quad (2.184)$$

который получается из разложения в ряд Фурье прямоугольной периодической функции  $z(t) = 1$ . Если на вход системы подать возмущающее или управляющее воздействие в виде единичной ступенчатой функции (2.184), то кривая переходного процесса на выходе системы определится по выражениям<sup>1</sup>:

$$\left. \begin{aligned} x_y(t) &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{U_y(\omega) \sin \omega t}{\omega} d\omega; \\ x_z(t) &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{U_z(\omega) \sin \omega t}{\omega} d\omega. \end{aligned} \right\} \quad (2.185)$$

Таким образом, зная  $U_y(\omega)$  или  $U_z(\omega)$ , с достаточной для практики точностью можно построить переходный процесс, вызванный единичным скачком возмущающего или управляющего воздействия.

На основании анализа свойств интеграла (2.185) В. В. Солодовников [31] установил определенную связь между показателями качества и видом вещественной частотной характеристики  $U(\omega)$ . Это позволяет сделать предварительную оценку качества, не вычисляя интеграла (2.185).

Пусть вещественная частотная характеристика  $U(\omega)$  задана (рис. 50, а). Интервал частот от  $\omega = 0$  до  $\omega = \omega_n$ , в котором  $U(\omega) \geq 0$ , называется интервалом положительности. Если при  $\omega > \omega_c$  величина  $|U(\omega)| \leq 0,5\epsilon$ , где  $\epsilon$  — заданная достаточно малая положительная величина, то интервал от  $\omega = \omega_n$  до  $\omega = \omega_c$  называется интервалом существенных частот.

Когда при  $\omega > \omega_n$  значение  $|U(\omega)| < (0,1 - 0,2) U(0)$ ; то для оценки качества переходного процесса с допустимой для

<sup>1</sup> Вывод этих формул дан в работе [27].



практики точно можно использовать только интервал положительности  $0 \leq \omega \leq \omega_n$ . Отбрасываемая часть характеристики  $U(\omega)$  влияет лишь на начальную часть переходного процесса.

В. В. Солодовников дает следующую оценку переходного процесса:

1) При  $t = \infty$  значение выходной величины  $x(t)$  равно ординате  $U$  при  $\omega = 0$ . Следует заметить, что вид характеристики

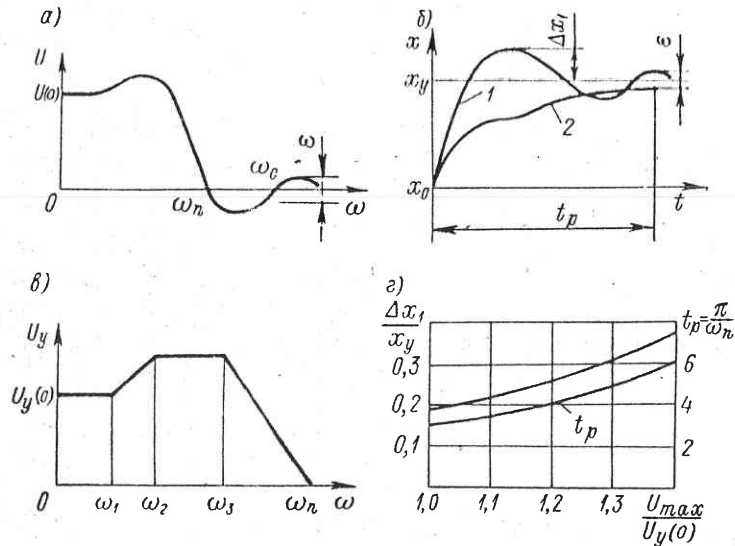


Рис. 50. Оценка качества переходного процесса по вещественной частотной характеристике

$U = f(\omega)$ , особенно начальная ее часть зависит от того, какая из вещественных характеристик рассматривается. Так, при  $\omega = 0$  значение  $U_y(0) \approx 1$  (следящая система), а  $U_z(0) = 0$  для астатической системы.

2) Значение характеристики  $U(\omega)$  при  $\omega = \infty$  соответствует величине  $x(t)$  при  $t = 0$ .

3) Величина максимального отклонения  $\Delta x_1 \leq 0,18x_y$  (рис. 50, б кривая 1), если в интервале частот  $0 \leq \omega \leq \omega_n$  производная  $dU_y/d\omega$  отрицательна.

4) Если производная  $dU_y/d\omega$  представляет собой отрицательную убывающую по модулю функцию от  $\omega$ , причем  $U_y(\infty) = 0$ , то переходный процесс будет монотонным (рис. 50, б, кривая 2).

5) Когда заданную вещественную частотную характеристику  $U_y(\omega)$  можно заменить ломаной, показанной на рис. 50, в, причем

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} \geq 0,4; \quad \frac{\omega_2}{\omega_n} \geq 0,5; \quad \frac{\omega_3}{\omega_n} \leq 0,8,$$

то значения максимального отклонения в относительных величинах  $\Delta x_1/x_y$  и время регулирования  $t_p$  допустимо определять по графикам на рис. 50, г.

б) Когда две вещественные частотные характеристики  $U_y = f(\omega)$  и  $U_y = f(a\omega)$  отличаются друг от друга лишь масштабом по оси  $\omega$ , то они отвечают переходным процессам, соответственно  $x(t)$  и  $x(t/a)$ .

По указанным выше признакам можно достаточно просто определить качественные показатели работы системы регулирования.

Метод приближенного построения кривой переходного процесса. В тех случаях, когда требуется знать более полные данные

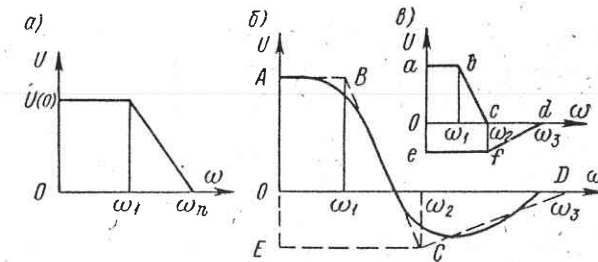


Рис. 51. Трапецидальные вещественные частотные характеристики

о динамических качествах системы регулирования, необходимо построить кривую переходного процесса, что является завершающим этапом проектирования и расчета системы.

На основании частотного метода Солодовниковым [31] разработан приближенный способ построения переходного процесса по заданной вещественной частотной характеристике замкнутой системы  $U(\omega)$ . Его приближенность состоит в замене кривой  $U(\omega)$  ломаной линией, которая разбивает график  $U = f(\omega)$  на несколько трапеций. По этой причине рассматриваемый метод называется также методом трапецидальных частотных характеристик.

Для облегчения вычислений введено понятие типовой трапеции (рис. 51, а), представляющей собой прямоугольную трапецию с высотой  $U(0)$ , интервалом пропускания частот  $\omega_n$  и коэффициентом наклона  $k = \omega_1/\omega_n$ . Для этой трапеции введем безразмерные величины

$$x_0 = \frac{x}{U(0)}; \quad \tau = t\omega_n, \quad (2.186)$$

которые определяют координаты кривой переходного процесса. В работе [31] на основании интеграла (2.185) получена функция

$$x_0(\tau) = \frac{2}{\pi} \left\{ \text{Si}(k, \tau) + \frac{1}{1-k} \left[ \text{Si}(\tau) - \text{Si}(k, \tau) + \frac{\cos \tau - \cos k\tau}{\tau} \right] \right\}, \quad (2.187)$$



являющаяся кривой переходного процесса при единичной ступенчатой функции входного воздействия. В формуле (2.187) так называемый интегральный синус  $Si(k, \tau)$  определяется равенством

$$Si(k, \tau) = \int_0^k \frac{\sin(\omega, t)}{\omega} d\omega. \quad (2.188)$$

По уравнению (2.188) Солодовников дал готовые таблицы для вычисления функции  $x_0(\tau)$  при значениях  $k$  начиная от 0 до 1. В этих таблицах приведены величины  $x_0$  в зависимости от относительной постоянной времени  $\tau$ , находящейся в интервале  $0 \leq \tau \leq 26,0$ .

Расчет производится следующим образом. Пусть вещественная частотная характеристика  $U(\omega)$  известна (рис. 51, б). Задаемся интервалом пропускания частот  $0 \leq \omega \leq \omega_3$  и разбиваем график  $U(\omega)$  на отдельные трапеции, в данном случае  $ABCE$  и  $ODCE$ . Сумма площадей этих трапеций должна быть примерно равна площади, ограниченной кривой  $U(\omega)$  и осям координат с учетом знаков отдельных площадок. На рис. 51, в приведены две трапеции:  $oabc$ , площадь которой равна площади  $ABCE$ , и  $odfe$ , равная площади  $ODCE$ . Для трапеции  $oabc$  величина  $k_1 = \omega_1/\omega_2$ ,  $U_{10} = oa$ , а для  $odfe$  соответственно  $k_2 = \omega_2/\omega_3$ ,  $U_{20} = -oe$ .

В работе [31] в таблице стр. 788 находим значение  $k_1$  и выписываем весь столбец величин  $\tau_1$  и  $x_{01}$ . В результате получаем зависимость  $x_{01} = f(\tau_1)$ . Далее, согласно (2.186), все значения  $x_{01}$ , взятые из таблицы, умножаем на  $U_{01}(oa)$ , а значения  $t$  будут определяться через  $\omega_2$ , т. е.  $t = \tau_1(\omega_2)$ . Получаем кривую  $x_1(t)$ , соответствующую трапецеидальной характеристике  $oabc$ . Точно таким же путем вычисляется кривая  $x_2(t)$  для характеристики  $odfe$ . Искомый переходный процесс  $x(t)$  представляет собой алгебраическую сумму

$$x(t) = x_1(t) + x_2(t). \quad (2.189)$$

Изложенный метод построения кривой переходного процесса достаточно прост и удобен, особенно для систем высокого порядка. Наибольшие ошибки при построении переходного процесса имеют место в начальной части кривой, так как отбрасываемая часть вещественной частотной характеристики, соответствующая частотам  $\omega > \omega_n$ , влияет именно на начальную часть переходного процесса.

### 15. Классификация регуляторов скорости

По конструктивному выполнению современные автоматические регуляторы скорости гидротурбин делятся на гидромеханические и электрогидравлические. В гидромеханических регуляторах все элементы, начиная измерителем скорости (чувствительным элементом) и кончая исполнительным органом (сервомотором направляющего аппарата турбины), являются механическими или гидравлическими.

С конца 40-х до начала 60-х г. Ленинградский металлический завод (ЛМЗ) выпустил большое количество гидромеханических регуляторов различных типов УК и Р для радиально-осевых турбин; УК с колонкой комбинатора; РК и РКО для поворотнлопастных турбин. Описанию этих регуляторов посвящены работы [4, 2, 34, 26]. По этой причине в данной работе конструктивные схемы регуляторов скорости типа УК, Р, РК, РКО не рассматриваются.

В настоящее время ЛМЗ, являющийся единственным предприятием в Советском Союзе, изготавливающим регуляторы для средних и крупных гидротурбин, выпускает в небольшом количестве, в основном по специальным заказам, гидромеханические регуляторы типа РМ для радиально-осевых и РКМ для поворотнлопастных гидротурбин. Эти регуляторы представляют собой модернизацию ранее выпускавшихся конструкций.

В последнее десятилетие самое широкое распространение получили электрогидравлические регуляторы скорости, которые выпускаются всеми ведущими гидротурбинными фирмами мира, в том числе и Ленинградским металлическим заводом. В электрогидравлических регуляторах (ЭГР) только усилители мощности и исполнительные органы выполнены гидромеханическими, а вся вывительная часть, включающая в себя устройства измерения скорости, стабилизации, задания скорости и мощности, суммирования, а также устройства группового управления гидроагрегатами выполнены электрическими. В результате ЭГР разделен на две части: гидромеханическую и электрическую, связь между которыми осуществляется через электромеханический преобразователь той или иной конструкции.

Первые ЭГР начала выпускать с 1950 г. шведская фирма ASEA совместно с гидротурбинными фирмами KMW и NOHAV [39].



Будем предполагать, что на рис. 52, а маятник изображен в положении, соответствующем его номинальной (расчетной) скорости вращения  $\omega_n$ . В этом положении центробежная сила, приведенная к оси маятника,

$$F_{z0} = m r_0 \lambda \omega_n^2 \quad (3.4)$$

уравновешивается силой пружины 2

$$F_0 = k f_0, \quad (3.5)$$

где  $k$  — жесткость;  $f_0$  — величина сжатия пружины при номинальной скорости вращения  $\omega_n$ .

Если изменить  $\omega$  на величину  $\Delta\omega$ , то букса сместится от первоначального положения на некоторую величину  $z$ . При этом поддерживающая сила пружины будет

$$E = k(f_0 + z), \quad (3.6)$$

а центробежная сила, соответствующая измененному значению угловой скорости,

$$F_z = m(r_0 + \lambda z)(\omega_n + \Delta\omega)^2 \lambda. \quad (3.7)$$

При движении буксы и грузов необходимо учесть также дополнительные силы, к которым относятся силы инерции и жидкостного трения. Силы сухого трения в современных маятниках ничтожно малы, поэтому в данном случае ими пренебрегаем. Силы инерции составляют

$$F_1 = m_z \frac{d^2 z}{dt^2}, \quad (3.8)$$

где  $m_z$  — масса движущихся частей, приведенная к буксе.

Силы вязкого трения пропорциональны скорости движения буксы

$$F_2 = -k_1 \frac{dz}{dt}, \quad (3.9)$$

где  $k_1$  — коэффициент динамической вязкости с учетом всей поверхности трения.

В результате уравнение движения запишется в следующем виде:

$$F_1 = F_z + F_2 - E,$$

или

$$m_z \frac{d^2 z}{dt^2} = m \lambda (r_0 + \lambda z) (\omega_n + \Delta\omega)^2 - k_1 \frac{dz}{dt} - k(f_0 + z). \quad (3.10)$$

Пренебрегая величинами второго и третьего порядков малости, а также учитывая, что  $E_0 = F_{z0} = m r_0 \omega_n^2 \lambda$ , получим

$$m_z \frac{d^2 z}{dt^2} + k_1 \frac{dz}{dt} + (k - \lambda^2 m \omega_n^2) z = 2E_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_n}.$$

Разделим это выражение на  $k - \lambda^2 m \omega_n^2$  и введем обозначение  $\Delta\omega/\omega_n = x$ . Тогда будем иметь

$$\frac{m_z}{k - \lambda^2 m \omega_n^2} \frac{d^2 z}{dt^2} + \frac{k_1}{k - \lambda^2 m \omega_n^2} \frac{dz}{dt} + z = \frac{2E_0}{k - \lambda^2 m \omega_n^2} x. \quad (3.11)$$

Для последующего анализа работы регулятора в выражение (3.11) целесообразно не вводить относительную величину для хода буксы  $z$ . В этом случае статический коэффициент усиления, по величине которого удобно производить сравнение различных маятников,

$$\frac{z}{x} = \frac{2E_0}{k - \lambda^2 m \omega_n^2} = k_0 \quad (3.12)$$

определяет наклон статической характеристики маятника при номинальной скорости вращения. Эта характеристика (рис. 52, б) представляет собой плавную кривую, которая в рабочем диапазоне с достаточной для практики точностью может быть заменена прямой линией. Тангенс угла наклона этой прямой к оси  $x$  и определяет величину  $k_0 = \operatorname{tg} \alpha$ . В дальнейшем коэффициент усиления маятника  $k_0$  будем выражать в мм/%.

В уравнении (3.11) член  $\frac{m_z}{k - \lambda^2 m \omega_n^2}$  имеет размерность  $[c^2]$ , а член  $\frac{k_1}{k - \lambda^2 m \omega_n^2}$  —  $[c]$ , поэтому

обозначим

$$\frac{m_z}{k - \lambda^2 m \omega_n^2} = T_1^2, \quad \text{и} \quad \frac{k_1}{k - \lambda^2 m \omega_n^2} = T_2. \quad (3.13)$$

Тогда уравнение движения буксы маятника запишется в следующем виде:

$$T_1^2 \frac{d^2 z}{dt^2} + T_2 \frac{dz}{dt} + z = k_0 x, \quad (3.14)$$

Передаточная функция центробежного маятника как звена системы регулирования

$$W = \frac{k_0}{T_1^2 p^2 + T_2 p + 1} \quad (3.15)$$

в зависимости от соотношения постоянных времени  $T_1$  и  $T_2$  соответствует колебательному или аperiodическому звену второго порядка. Динамические характеристики этих звеньев нам уже известны (табл. 2). В частности, маятник будет устойчив, когда

$$k > \lambda^2 m \omega_n^2. \quad (3.16)$$

Как это следует из (3.13) и (3.15), для улучшения динамических свойств маятника необходимо:



1) уменьшать постоянные времени  $T_1$  и  $T_2$  за счет уменьшения массы  $m_2$  и увеличения жесткости пружины  $k$ , т. е. при заданной величине  $E_0$  принимать более высокую угловую скорость вращения маятника;

2) достигнуть аperiodических процессов движения буксы. Для этого нужно выполнить условие  $T_2 \geq 2T_1$  или

$$k_1^2 \geq 4m_2(k - \lambda^2 m \omega_n^2). \quad (3.17)$$

Это может быть получено за счет увеличения коэффициента  $k_1$  или поверхности вязкого трения. Здесь достаточно, чтобы  $T_2 = 2T_1$ . Чрезмерное увеличение  $T_2$  приводит к замедленной реакции маятника на изменение частоты вращения, что в ряде случаев отрицательно сказывается на устойчивости замкнутой системы регулирования.

Отметим, что, как правило, значения постоянных времени  $T_1$  и  $T_2$  малы по сравнению с другими временами системы регулирования, поэтому при анализе динамики регулирования с достаточной для практики точностью передаточную функцию маятника допустимо брать в виде пропорционального звена.

$$W = k_0. \quad (3.18)$$

Не менее важным показателем качества работы центробежного маятника является его точность. Как бы ни были малы силы сухого трения, но они присущи любой механической системе. Наличие этих сил приводит к тому, что букса начинает перемещаться, после того, как частота вращения маятника, определяющая центробежные силы, изменится на некоторую величину  $\Delta x_1$  или  $\Delta x_2$  (рис. 52, б) относительно частоты, соответствующей характеристике идеального маятника. В результате получается некоторая зона, называемая мертвой зоной, или зоной нечувствительности,

$$i_m = (\Delta x_1 + \Delta x_2) 100\%, \quad (3.19)$$

внутри которой возможно равновесное положение маятника.

В современных конструкциях маятников достигнута достаточно высокая чувствительность. Обычно мертвая зона  $i_m < 0,02\%$ .

### 17. Гидравлическое изодромное устройство

В изодромных регуляторах скорости в качестве корректирующего звена применяется изодромное устройство, являющееся одним из основных звеньев, с помощью которого производится настройка системы регулирования. Оно необходимо для обеспечения устойчивости замкнутой системы и требуемых качественных показателей процессов регулирования.

В гидромеханических регуляторах широкое распространение получили изодромные устройства, выполненные в виде масляного катаракта и пружины. Его принципиальная схема показана на

рис. 53, а. Катаракт состоит из корпуса 1, в котором перемещается стакан 2, заполненный маслом. Внутри стакана помещен поршень 3, свободно подвешенный на пружине с атмосферой, и нижнюю, замкнутую, сообщающуюся с верхней через дроссель 5. Стакан 2 катаракта через рычажную передачу 6 жестко связан со штоком исполнительного сервомотора 7 и повторяет его смещение  $\psi$  с коэффициентом передачи, определяемым плечами рычага 6. Выходной величиной катаракта является ход  $z$  точки А поршня 3. Этот ход используется для создания дополнительного регулирующего воздействия, которое суммируется с другими сигналами регулятора.

Действие масляного катаракта происходит следующим образом. При смещении поршня сервомотора 7, например, вниз стакан 2 будет перемещаться вверх. Если дроссель 5 закрыт, то в полости под поршнем образуется давление, под действием которого поршень 3 будет также перемещаться вверх, сжимая пружину 4. Одновременно с этим масло, через дроссель 5 будет выталкиваться в полость над поршнем 3. После того как шток сервомотора 7 остановится, дальнейшее движение поршня 3 будет происходить под воздействием силы сжатой пружины, которая возвратит поршень катаракта в среднее относительно корпуса 1 положение. При этом для данного хода стакана 2 величина смещения точки А (ход  $z$ ), а также время возврата поршня 3 к среднему положению будут зависеть от силы упругости пружины 4 и величины открытия дросселя 5. Нетрудно видеть, что когда дроссель 5 полностью открыт, т. е. имеется свободное сообщение между полостями над и под поршнем катаракта, то поршень будет неподвижен независимо от смещения стакана катаракта и связь между ходом штока сервомотора 7 и поршня 3 отсутствует. Наоборот, когда дроссель 5 полностью закрыт, ход  $z$  точки А будет

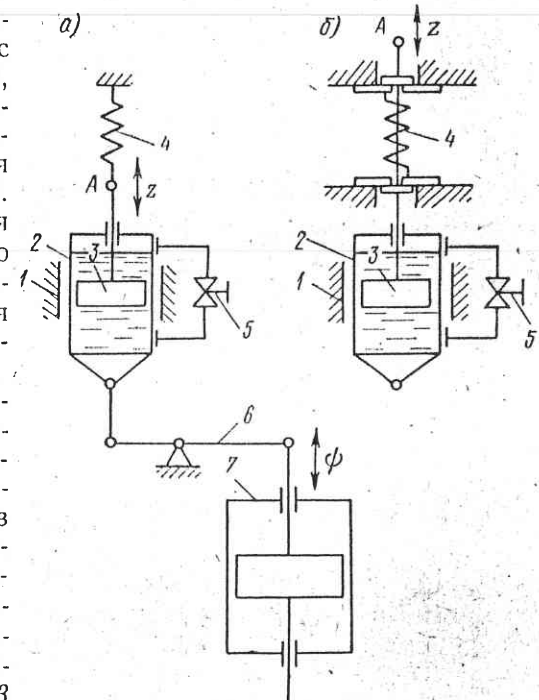


Рис. 53. Гидравлические изодромные устройства



равен ходу стакана катаракта, т. е. в этом случае будет иметь место жесткая связь между ходом поршня катаракта и смещением штока сервомотора 7.

Таким образом, характеристика масляного катаракта должна давать математическую зависимость движения поршня катаракта от смещения штока  $\psi$  исполнительного сервомотора.

Если пренебречь силами инерции поршня катаракта, то условие его равновесия может быть выражено уравнением

$$kz = k_2 v_n. \quad (3.20)$$

Здесь  $k$  — коэффициент жесткости пружины;  $k_2$  — коэффициент гидравлического сопротивления дросселя;  $v_n$  — относительная скорость поршня в стакане катаракта,

$$v_n = \frac{d\psi_c}{dt} - \frac{dz}{dt},$$

где  $\psi_c = \alpha\psi$  — величина смещения стакана катаракта; ( $\alpha$  — коэффициент пропорциональности, зависящий от плеч рычага 6).

В результате получим

$$kz = k_2 \left( \alpha \frac{d\psi}{dt} - \frac{dz}{dt} \right). \quad (3.21)$$

Здесь, как и в уравнении центробежного маятника, не будем вводить относительную величину для хода  $z$ , чтобы легче было дать физическое толкование параметрам масляного катаракта.

Обозначим через  $\psi/\psi_{\max} = y$  относительное перемещение штока поршня исполнительного сервомотора. Величина  $k_2/k$  имеет размерность времени, обозначается через  $T_d$  и называется постоянной времени масляного катаракта, или изодрома.

Используя обозначения, получаем дифференциальное уравнение, описывающее динамику масляного катаракта,

$$T_d \frac{dz}{dt} + z = \alpha \psi_{\max} T_d \frac{dy}{dt}. \quad (3.22)$$

Выясним физический смысл коэффициента  $\alpha\psi_{\max}$ . Закроем полностью дроссель 5. В этом случае в выражении (3.21) член  $kz$  равен нулю, а следовательно,  $z = \alpha\psi$  или

$$\frac{z}{y} = \alpha\psi_{\max}, \quad (3.23)$$

т. е. величина  $\alpha\psi_{\max}$  представляет собой коэффициент усиления (передачи) масляного катаракта при закрытом дросселе (при жестком катаракте).

Если в (3.23) значение  $y$  выразить в процентах и обозначить коэффициент усиления (в мм/%) через

$$\beta = \frac{\alpha\psi_{\max}}{100\%}, \quad (3.24)$$

то передаточная функция масляного катаракта будет иметь вид

$$W = \frac{z}{y}(p) = \frac{\beta T_d p}{T_d p + 1}, \quad (3.25)$$

что, согласно табл. 2, соответствует изодромному (гибкому) звену.

Как уже отмечалось, изодромное устройство используется в регуляторах скорости для стабилизации замкнутой системы регулирования. Поэтому его конструкция должна обеспечивать возможность изменения параметров  $T_d$  и  $\beta$  в довольно широком диапазоне. Согласно схеме рис. 53, а, значение постоянной времени  $T_d$  регулируется с помощью дросселя 5, а величина коэффициента усиления  $\beta$  — за счет изменения плеч рычага 6.

Однако работа изодромного устройства определяет не только характер процесса регулирования, но и оказывает существенное влияние на величину мертвой зоны регулятора. Качество работы масляного катаракта можно характеризовать двумя показателями — точностью и скоростью возвращения поршня к своему среднему положению. Точность прихода поршня к среднему положению зависит от величины сил сухого трения, возникающих при движении поршня в стакане. Если в масляном катаракте применяется пружина без предварительного поджатия (рис. 53, а), то мертвая зона по ходу поршня будет

$$\Delta z = \frac{2F_T}{k}, \quad (3.26)$$

где  $F_T$  — силы трения, преодолеваемые поршнем.

Наличие  $\Delta z$ , естественно, оказывает влияние на мертвую зону всего регулятора. В то же время у катаракта по схеме на рис. 53, а скорость подхода поршня к среднему положению близка к нулю. А это значит, что схема обеспечивает правильную форму характеристики изодрома (см. табл. 2) практически при сколь угодно малой скорости движения штока исполнительного сервомотора.

Часто с целью уменьшения зоны  $\Delta z$  в конструкции масляного катаракта предусматривается предварительное поджатие пружины, действующее в обоих направлениях, как это показано на рис. 53, б. В этом случае теоретически можно так выбрать силу предварительного поджатия, чтобы она компенсировала силы трения, и тогда  $\Delta z = 0$  и скорость  $dz/dt$  поршня при его подходе к среднему положению также близка к нулю. Однако наличие силы предварительного поджатия пружины приводит к тому, что поршень катаракта начинает перемещаться только тогда, когда скорость движения стакана достигнет определенной величины, при которой поршень создаст усилие, превышающее силу предварительного поджатия пружины. При меньших скоростях движения стакана масло в катаракте будет успевать перетекать из одной полости в другую, не вызывая смещения поршня. В результате в контуре,

содержащем масляный катаракт, исчезает изодромная обратная связь, что может вызвать колебания в системе регулирования с частотой и амплитудой, при которых катаракт вступает в действие.

Таким образом, применение в масляном катаракте пружины с предварительным поджатием увеличивает статическую точность работы изодрома и регулятора, но приводит к возникновению

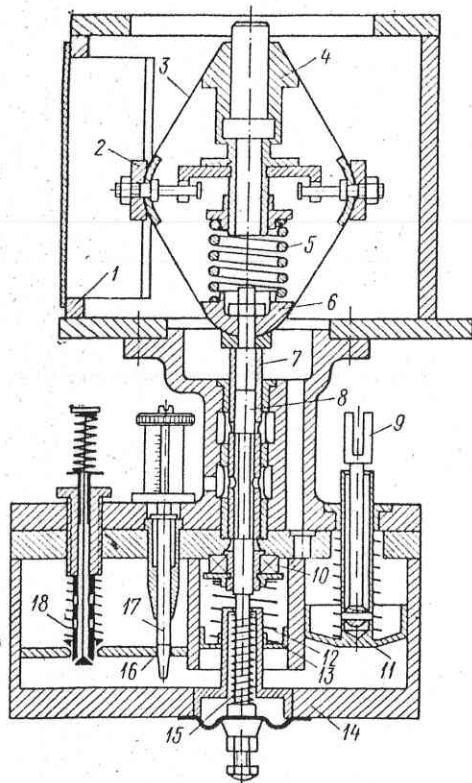


Рис. 54. Центробежный маятник с масляным катарактом

автоколебаний с тем большей амплитудой, чем больше сила предварительного поджатия пружины. Отсюда следует, что улучшение статических и динамических характеристик гидравлического изодромного устройства требует предельно возможного уменьшения сил сухого трения, преодолеваемых выходным элементом изодрома.

#### 18. Центробежный маятник с масляным катарактом

В гидромеханических регуляторах скорости типа РМ и РКМ, выпускаемых ЛМЗ, применяется совмещенная конструкция центробежного маятника с побудительным золотником и масляным катарактом. Его принципиальная схема показана на рис. 54.

Маятник приводится во вращение электродвигателем, частота вращения которого пропорциональна частоте вращения регуляторного генератора, находящегося на валу

гидроагрегата. Грузы 2, расположенные внутри кожуха 1, подвешены на стальной упругой ленте 3, прикрепленной к верхней 4 и нижней 6 втулкам маятника. В равновесном положении центробежные силы грузов уравниваются усилием, создаваемым пружиной 5. Втулка 6 подвижна и жестко связана с буксой 7 побудительного золотника, выполняющей роль оси вращения маятника. Внутри буксы в осевом направлении перемещается игла 8, жестко связанная с поршнем управляемого сервомотора и выполняющая роль жесткой обратной связи.

Выходным элементом маятника является буква 7. В буксе имеется три ряда окон. К верхним окнам постоянно подводится

масло под давлением от фильтра регулятора. Средние окна соединены с одной из полостей управляемого сервомотора, а нижние — со сливом. Игла 8 силой сжатой пружины 15 прижимается к рычагу (на рисунке не показан), жестко связанному с поршнем управляемого сервомотора.

На рис. 54 маятник показан в равновесном положении, когда игла 8 перекрывает верхние и нижние окна в буксе 7. На буксе маятника закреплен подшипник 10. С наружным кольцом этого подшипника связана пружина 12, на которой свободно подвешен поршень 13 катаракта, перемещающийся в корпусе 14, залитом маслом.

В корпусе 14 перемещается второй поршень 11, через тягу 9 связанный с валом выключателя. Поршни 11 и 13 разделяют корпус катаракта на две полости: верхнюю и нижнюю, соединенные между собой дроссельным отверстием 16, открытие которого регулируется с помощью иглы 17 катаракта. В катаракте предусмотрено дроссельное устройство 18, предназначенное для выключения масляного катаракта, а также для ограничения хода поршня 13 при больших смещениях поршня 11.

Выходной величиной масляного катаракта является ход буквы маятника, а входной — перемещение поршня 11 или штока управляемого сервомотора, причем знак перемещения буквы от действия катаракта должен быть противоположным знаку от действия маятника, так как катаракт является звеном обратной связи.

В рассматриваемой конструкции пружина катаракта не имеет предварительного поджатия, следовательно, если пренебречь силами сухого трения, форма характеристики катаракта будет близка к идеальной. Уменьшение сил сухого трения в этом катаракте достигается за счет вращения с небольшой угловой скоростью поршня 13, связанного с буксой маятника.

Из рис. 54 видна основная особенность данной конструкции, заключающаяся в том, что при неподвижном поршне 11 величина смещения буквы 7 зависит от степени открытия дроссельного отверстия 16, т. е. динамические характеристики маятника зависят от параметров масляного катаракта.

Посмотрим теперь, какой вид будут иметь уравнения маятника и катаракта конструкции ЛМЗ и сравним их с уравнениями, полученными выше для схем, представленных на рис. 52, а и 53, а.

На рис. 55, а показана упрощенная схема маятника с катарактом, соответствующая конструкции, представленной на рис. 54. Сначала определим передаточную функцию маятника, полагая, что поршень 6 неподвижен. В равновесном положении маятника центробежные силы грузов, приведенные к оси маятника, определяются формулой (3.4) и уравниваются силой поджатия пружины 1, равной

$$E_0 = k_1 f_0, \quad (3.27)$$

где  $k_1$  — коэффициент жесткости пружины 1.

Уменьшение угловой скорости вращения маятника на  $\Delta\omega$  вызовет смещение вниз буквы 2 на величину  $z$ . При этом условие равновесия буквы запишется в следующем виде:

$$F_z - E_1 + E_2 = 0. \quad (3.28)$$

Здесь  $F_z = m\lambda(r_0 - \lambda z)(\omega_n - \Delta\omega)^2$  — центробежная сила грузов, соответствующая новой установившейся угловой скорости вращения;  $E_1 = k_1(f_0 - z)$  и  $E_2 = k_2(z - z_1)$  — силы поджатия

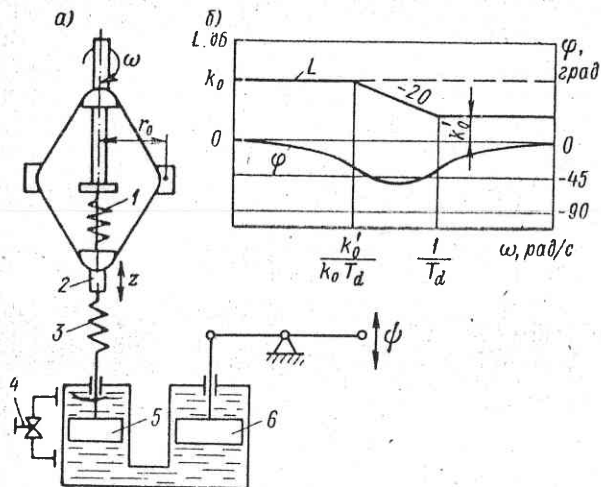


Рис. 55. Схема (а) и логарифмические частотные характеристики (б) центробежного маятника с масляным катарактом

пружины соответственно маятника и катаракта ( $k_2$  — коэффициент жесткости пружины 3;  $z_1$  — перемещение поршня катаракта).

Следовательно,

$$m\lambda(r_0 - \lambda z)(\omega_n - \Delta\omega)^2 - k_1(f_0 - z) + k_2(z - z_1) = 0. \quad (3.29)$$

Пренебрегая малыми величинами второго порядка и учитывая, что  $k_1 f_0 = m\lambda r_0 \omega_n^2 = E_0$ , получаем

$$(k_1 + k_2 - m\lambda^2 \omega_n^2)z - k_2 z_1 - 2m\lambda r_0 \omega_n \Delta\omega = 0, \quad (3.30)$$

откуда

$$z_1 = \frac{1}{k_2} [(k_1 + k_2 - m\lambda^2 \omega_n^2)z - 2E_0 x]. \quad (3.31)$$

Условие равновесия сил, действующих на поршень катаракта 5,

$$k_2(z - z_1) = \Delta p s_1, \quad (3.32)$$

где  $\Delta p$  — перепад давления между полостями под поршнем и над поршнем катаракта;  $s_1$  — площадь поршня.

Из выражения (3.32)

$$z = \frac{\Delta p s_1}{k_2} + z_1. \quad (3.33)$$

Перепад давления  $\Delta p$  можно выражать через скорость движения поршня, поскольку расход через дроссель 4 катаракта

$$q = s_1 \frac{dz_1}{dt}. \quad (3.34)$$

С другой стороны, этот расход определяется перепадом давления

$$q = s_{др} \mu \frac{\Delta p}{\gamma}, \quad (3.35)$$

где  $s_{др}$  — площадь сечения дроссельного отверстия;  $\mu$  — коэффициент расхода;  $\gamma$  — удельный вес масла.

Из (3.34) и (3.35) получаем выражение для перепада давления

$$\Delta p = \frac{s_1 \gamma}{s_{др} \mu} \frac{dz_1}{dt}. \quad (3.36)$$

Подставляя значение  $\Delta p$  из (3.36) в (3.33), находим

$$z = \frac{s_1^2 \gamma}{s_{др} \mu k_2} \frac{dz_1}{dt} + z_1. \quad (3.37)$$

Скорость  $dz_1/dt$  определим, продифференцировав выражение (3.31),

$$\frac{dz_1}{dt} = \frac{1}{k_2} \left[ (k_1 + k_2 - m\lambda^2 \omega_n^2) \frac{dz}{dt} - 2E_0 \frac{dx}{dt} \right]. \quad (3.38)$$

Подставив (3.31) и (3.38) в (3.37), получим дифференциальное уравнение маятника с катарактом

$$(k_1 + k_2 - m\lambda^2 \omega_n^2) \frac{s_1^2 \gamma}{s_{др} \mu k_2} \frac{dz}{dt} + (k_1 - m\lambda^2 \omega_n^2) z = 2E_0 \left( \frac{s_1^2 \gamma}{s_{др} \mu k_2} \frac{dx}{dt} + x \right). \quad (3.39)$$

Разделим это выражение на  $k_1 - m\lambda^2 \omega_n^2$  и введем обозначения:  $\frac{2E_0}{k_1 - m\lambda^2 \omega_n^2} = k_0$  — представляет собой по аналогии с (3.12) статический коэффициент усиления маятника, который численно равен коэффициенту усиления маятника при отсутствии катаракта;  $\frac{2E_0}{k_1 + k_2 - m\lambda^2 \omega_n^2} = k'_0$  — коэффициент усиления маятника при неподвижном поршне катаракта;  $\frac{s_1^2 \gamma}{s_{др} \mu k_2} = T_d$  — представляет собой постоянную времени масляного катаракта и имеет размерность времени.



В итоге уравнение маятника с катарактом будет иметь вид

$$\frac{k_0}{k_0} T_d \frac{dz}{dt} + 1 = k_0 \left( T_d \frac{dx}{dt} + x \right), \quad (3.40)$$

а его передаточная функция

$$W = k_0 \frac{T_d p + 1}{\frac{k_0}{k_0} T_d p + 1}. \quad (3.41)$$

На рис. 55, б показан вид логарифмических амплитудной  $L$  и фазовой  $\varphi$  частотных характеристик, определяемых передаточной функцией (3.41). На этом же рисунке штриховой линией проведена амплитудная характеристика маятника без катаракта, соответствующая передаточной функции (3.18). Из сравнения характеристик видно, что в данном случае масляный катаракт оказывает отрицательное влияние на динамические качества маятника, снижая в определенном диапазоне частот коэффициент усиления маятника и ухудшая фазовую характеристику последнего. При этом ухудшение динамических качеств маятника проявляется в тем большей степени, чем выше жесткость пружины катаракта по сравнению с жесткостью пружины маятника. Особо следует подчеркнуть то обстоятельство, что отставание по фазе имеет место именно в том диапазоне частот, в котором действует изодромное устройство как корректирующее звено.

Таким образом, маятник, конструктивно выполненный как одно целое с масляным катарактом, ухудшает устойчивость замкнутой системы регулирования по сравнению с маятником обычной конструкции (рис. 52, а).

Рассмотрим влияние параметров маятника на работу масляного катаракта (рис. 55, а). В данном случае частоту вращения маятника будем считать неизменной. Как уже отмечалось, входной величиной катаракта является ход  $\psi$  поршня исполнительного сервомотора, а выходной — перемещение  $z$  буксы. Сначала будем считать, что букса маятника неподвижна. Расход через дроссель 4 зависит от разности скоростей движения обоих поршней, т. е.

$$q = s_2 \frac{dz_2}{dt} - s_1 \frac{dz_1}{dt}, \quad (3.42)$$

где индексом 2 отмечены перемещение и площадь поршня б.

Учитывая, что  $z_2 = \alpha\psi$ , и принимая во внимание выражение (3.35), получаем

$$s_2 \alpha \frac{d\psi}{dt} - s_1 \frac{dz_1}{dt} = \frac{s_{дп} \mu}{\gamma} \Delta p. \quad (3.43)$$

Перепад давления  $\Delta p$  определяется из соотношения

$$\Delta p = \frac{k_2}{s_1} z_1. \quad (3.44)$$

Подставив (3.44) в (3.43), найдем

$$s_1 \frac{dz_1}{dt} + \frac{s_{дп} \mu k_2}{\gamma s_1} z_1 = s_2 \alpha \frac{d\psi}{dt}. \quad (3.45)$$

Разделив это выражение на член перед  $z_1$  и выразив перемещение  $\psi$  через относительную величину  $\psi = y/\psi_{\max}$ , получим дифференциальное уравнение движения поршня б при неподвижной буксе маятника

$$T_d \frac{dz_1}{dt} + z_1 = \frac{\alpha s_2 \psi_{\max}}{s_1} T_d \frac{dy}{dt}, \quad (3.46)$$

где

$$T_d = \frac{s_1^2 \gamma}{s_{дп} \mu k_2}.$$

Уравнение (3.46) определяет также и величину поджатия пружины 2 катаракта в зависимости от движения поршня б.

Теперь определим закон движения буксы маятника под действием переменного поджатия пружины катаракта. При этом следует учесть, что при смещении буксы центробежные силы за счет изменения радиуса вращения грузов тоже будут изменяться. Уравнение равновесия сил, действующих на буксу, будет иметь вид

$$k_2 (z_1 - z) + m\lambda (r_0 + \lambda z) \omega_n^2 = k_1 (f_0 + z), \quad (3.47)$$

откуда

$$z_1 = \frac{k_1 + k_2 - m\lambda^2 \omega_n^2}{k_2} z \quad (3.48)$$

и

$$\frac{dz_1}{dt} = \frac{k_1 + k_2 - m\lambda^2 \omega_n^2}{k_2} \frac{dz}{dt}. \quad (3.49)$$

Подставив  $z_1$  из (3.48) и  $dz_1/dt$  из (3.49) в выражение (3.46), получим дифференциальное уравнение масляного катаракта

$$T_d \frac{dz}{dt} + z = \frac{k_2 s_2 \alpha \psi_{\max}}{k_1 + k_2 - m\lambda^2 \omega_n^2} T_d \frac{dy}{dt} \quad (3.50)$$

и его передаточную функцию как звена системы регулирования

$$W = \frac{\beta T_d p}{T_d p + 1}, \quad (3.51)$$

где

$$\beta = \frac{k_2 s_2 \alpha \psi_{\max}}{(k_1 + k_2 - m\lambda^2 \omega_n^2) 100\%}. \quad (3.52)$$

Сравнивая (3.50) и (3.51) с (3.22) и (3.25), видим, что динамические характеристики обеих схем масляного катаракта



полностью идентичны. В рассматриваемой конструкции (рис. 54) параметры маятника влияют лишь на статический коэффициент усиления катаракта, не изменяя его структуры.

### 19. Электрические маятники

В электрогидравлических регуляторах в качестве чувствительного элемента используются электрические маятники. Имеется большое разнообразие их схем и конструкций. Наиболее распространенная схема чувствительного элемента, выполненного из электрических элементов, основана на использовании резонансного контура, состоящего из индуктивной катушки  $L$  и конденсатора  $C$ , соединенных параллельно.

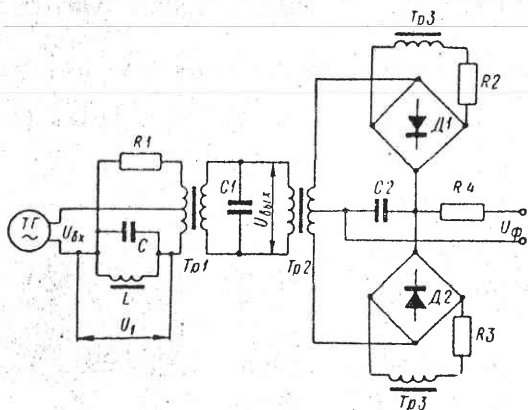


Рис. 56. Схема электрического маятника с фазочувствительным выпрямителем

ной частоте вращения частота тахогенератора составляет 50 Гц. Входное напряжение  $U_{вх}$  резонансного контура  $LC$  пропорционально частоте тахогенератора.

Известно, что при включении конденсатора в цепь синусоидального переменного тока его сопротивление уменьшается с увеличением частоты  $f$  тока

$$x_C = \frac{1}{\omega C}, \quad (3.53)$$

где  $\omega = 2\pi f$  — угловая частота тока;  $C$  — постоянная конденсатора (емкость).

В этом случае ток

$$i_C = \frac{U_1}{x_C} = U_1 \omega C, \quad (3.54)$$

проходящий через конденсатор, опережает напряжение на угол  $\pi/2$ .

При включении же индуктивной катушки в цепь переменного тока в ней вследствие электродвижущей силы самоиндукции воз-

никает индуктивное сопротивление, пропорциональное угловой частоте тока,

$$x_L = \omega L, \quad (3.55)$$

где  $L$  — коэффициент самоиндукции катушки.

В этом случае ток

$$i_L = \frac{U_1}{x_L} = \frac{U_1}{\omega L}, \quad (3.56)$$

отстает от напряжения на угол  $\pi/2$ .

Таким образом, токи  $i_C$  и  $i_L$  находятся в противофазе по отношению друг к другу, а значит, результирующий ток, проходящий через контур  $LC$ , будет равен разности этих токов

$$i = U_1 \left( \frac{1}{\omega L} - \omega C \right). \quad (3.57)$$

Из этого выражения видно, что для резонансной частоты  $\omega_p$  можно так подобрать значения  $L$  и  $C$ , что  $i$  будет равно нулю независимо от напряжения в контуре  $U_1$ . Для этого необходимо, чтобы

$$LC = \frac{1}{\omega_p^2}. \quad (3.58)$$

Значение резонансной частоты  $\omega_p$  принимают равной номинальной угловой частоте, соответствующей частоте вращения гидроагрегата  $f_n = 50$  Гц. При этом, если частота  $f > f_n$ , то по цепи контура протекает емкостной ток  $i_C$ , а если  $f < f_n$ , то через цепь контура течет индуктивный ток  $i_L$ . В обоих случаях на конденсаторе  $C1$  создается падение напряжения, находящееся в фазе или в противофазе по отношению к напряжению  $U_{вх}$  тахогенератора. Напряжение  $U_{вых}$  используется в качестве регулирующего воздействия маятника.

Поскольку реальный контур  $LC$  обладает конечной добротностью, то при резонансной частоте через его цепь протекает небольшой активный ток, приводящий к появлению постоянного сигнала на выходе. Для устранения этого явления в схему включен резистор  $R1$ , сопротивление которого подбирается в зависимости от добротности контура  $LC$ .

Характеристика электрического маятника представляет собой зависимость выходного напряжения  $U_{вых}$  от частоты вращения гидроагрегата.

Однако для создания регулирующего воздействия напряжение  $U_{вых}$  должно учитывать еще и знак отклонения частоты, поэтому оно далее подается на фазочувствительный выпрямитель (рис. 56), который преобразует переменный ток в постоянный и определяет его полярность. Фазочувствительный выпрямитель содержит два выпрямительных диодных моста  $D1$  и  $D2$ , фильтрую-

щий конденсатор  $C2$  и входной трансформатор  $Tr2$ . Опорное коммутирующее напряжение на мосты подается от обмоток трансформатора  $Tr3$  через резисторы  $R2$  и  $R3$ , ограничивающие коммутирующий ток через диоды выпрямителей. Включение в схему трансформатора  $Tr2$  обусловлено тем, что выпрямление связано с предварительным изменением величины напряжения переменного тока, а также необходимостью гальванического разделения цепей регулятора. Этот трансформатор часто называют разделительным.

Принцип работы фазочувствительного выпрямителя заключается в следующем. В любой момент времени один из мостов с по-

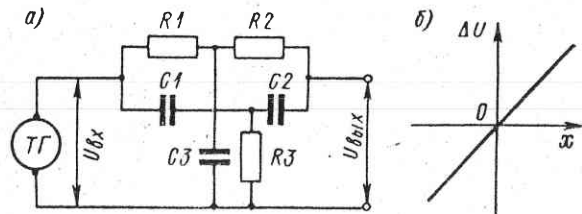


Рис. 57. Схема (а) и характеристика (б) электрического маятника

мощью опорного напряжения открыт, а другой — закрыт. Если замерять направление тока на выходе выпрямителя (между общей точкой мостов и средней точкой трансформатора  $Tr2$ ), то оно остается неизменным при сохранении полярности между  $U_{\text{вых}}$  и опорным напряжением. При изменении фазы входного сигнала изменяется его относительная полярность по отношению к опорному напряжению, в результате чего ток на выходе фазочувствительного выпрямителя меняет свое направление.

Как правило, в качестве выходного сигнала электрического маятника принимают не  $U_{\text{вых}}$ , а напряжение постоянного тока  $U_{\phi}$  на выходе фазочувствительного выпрямителя.

Часто в качестве измерителя скорости (электрического маятника) применяется контур  $RC$  (рис. 57, а), представляющий собой двойной  $T$ -образный мост, собранный из резисторов  $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$  и конденсаторов  $C1$ ,  $C2$ ,  $C3$ . В зоне небольших отклонений частоты выходное напряжение моста  $U_{\text{вых}}$  сдвинуто относительно питающего напряжения на угол, близкий к  $\pi/2$ . Сопротивления и конденсаторы подбираются таким образом, чтобы  $U_{\text{вых}} = 0$  при номинальной частоте  $f_n$ . В результате, при отклонениях частоты от номинального значения на выходе контура появляется напряжение  $U_{\text{вых}}$ , пропорциональное изменению частоты, а его фаза будет изменяться на угол  $\pi$  в зависимости от знака отклонения частоты.

Контур  $RC$  применяется в качестве измерителя скорости в регуляторах швейцарской фирмы «Charmilles», в опытном транзисторном регуляторе типа ЭГРП ЛМЗ, в ЭГРС конструкции ОРГРЭС и др.

Характеристика электрического маятника (рис. 57, б) линейна в довольно широком диапазоне изменения частоты. Лабораторные исследования показывают, что постоянная времени контуров  $LC$  и  $RC$  без учета постоянной времени фильтра фазочувствительного выпрямителя находится в пределах 0,001—0,005 с. Поэтому можно считать, что передаточная функция электрического маятника соответствует пропорциональному звену

$$W = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{x} = k, \quad (3.59)$$

где  $k$  — коэффициент усиления маятника.

Отметим, что отсутствие в контуре  $RC$  индуктивной катушки способствует повышению стабильности маятника по сравнению с контуром  $LC$ . В то же время контур  $RC$  чрезвычайно чувствителен к наличию высших гармоник питающего напряжения, которые влияют как на крутизну характеристики контура, так и на стабильность его параметров. В этом заключается основной недостаток электрических маятников, выполненных в виде контура  $RC$ .

## 20. Электрический изодром

Принципиальная схема электрического изодрома, используемого в электрогидравлических регуляторах скорости с электрической схемой типа ЭГР-М, показана на рис. 58, а. От тахогенератора  $TГ$  напряжение переменного тока подается на вход трансформатора  $Tr2$ . Это напряжение зависит от сопротивления потенциометра  $R1$ , величина которого изменяется в зависимости от положения поршня исполнительного сервомотора. Таким образом, напряжение  $U_1$  на выходе трансформатора  $Tr2$  пропорционально положению поршня сервомотора.

Напряжение  $U_1$  переменного тока подается далее на выпрямительный мост  $D$ , от которого через фильтр, состоящий из дросселя  $Dp$  и конденсаторов  $C1$ ,  $C2$ ,  $C3$ , напряжение  $U_{\text{вх}}$  постоянного тока поступает на вход изодрома. Последний представляет собой последовательное соединение переменных конденсатора  $C$  и резистора  $R$ . Выход изодрома подключен к обмоткам магнитных усилителей  $МУ1$  и  $МУ2$ , где напряжение  $U_{\text{вых}}$  суммируется с другими сигналами. Резистор  $R2$  служит нагрузкой для фильтра.

Определим передаточную функцию электрического изодрома, представленного на рис. 58, а. Входное напряжение равно

$$U_{\text{вх}} = \left( \frac{1}{Cp} + R + r \right) i, \quad (3.60)$$

где  $r$  — сопротивление обмоток магнитных усилителей  $МУ1$  и  $МУ2$ ;  $i$  — сила тока, протекающего по цепи, а выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = ri. \quad (3.61)$$

Отсюда получаем передаточную функцию контура RC

$$W_1 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} (p) = \frac{r}{\frac{1}{Cp} + R + r} = \frac{rCp}{(R+r)Cp + 1} \quad (3.62)$$

Согласно схеме,  $U_{\text{вх}} = k\psi_{\text{max}}y$ , где  $k$  — крутизна характеристики  $U_{\text{вх}} = f(\psi)$ , В/мм. Учтем также, что  $R \gg r$ . В результате

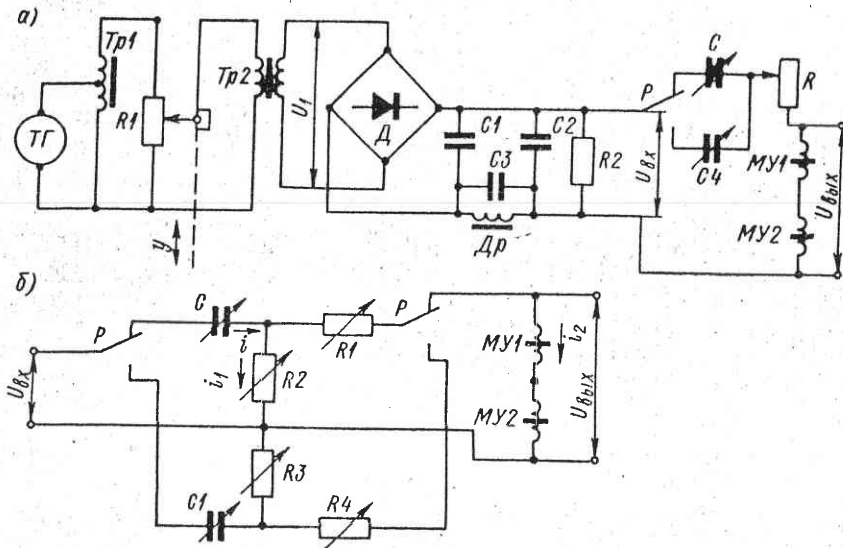


Рис. 58. Электрическое изоморфное устройство регуляторов со схемами типов ЭГР-М (а) и ЭГР-2М (б)

передаточная функция электрической изоморфной обратной связи будет иметь вид

$$W = \frac{U_{\text{вых}}}{y} (p) = k\psi_{\text{max}} \frac{r}{R} \frac{RCp}{RCp + 1} \quad (3.63)$$

или, если  $y$  брать в процентах и заменить  $RC = T_d$ ,

$$W = \frac{\beta T_{dp}}{T_{dp} + 1}, \quad (3.64)$$

где  $\beta = k\psi_{\text{max}}r/(100R)$  — коэффициент усиления изоморфной обратной связи, В/%.

Выражение (3.64) по форме совпадает с (3.52), что указывает на принципиальную идентичность электрического и гидравлического изоморфов. Динамические характеристики изоморфа как звена системы регулирования приведены в табл. 2.

Здесь следует отметить, что иногда в технической литературе по регулированию гидротурбин в выражении (3.64) вместо коэф-

фициента усиления  $\beta$  употребляется временная неравномерность  $b_t$  регулятора, которая связана с коэффициентом  $\beta$  соотношением

$$b_t = \frac{\beta}{k_0}, \quad (3.65)$$

где  $k_0$  — коэффициент усиления маятника (чувствительного элемента).

Такую замену нельзя признать правомерной, поскольку из (3.65) видно, что величина  $b_t$  может быть изменена не только за счет  $\beta$ , но и за счет  $k_0$ , причем изменение  $k_0$  не оказывает влияния на динамические характеристики изоморфа.

В этой схеме электрического изоморфа установка соответствующего значения коэффициента  $\beta$ , а следовательно, и  $b_t$  осуществляется, как это следует из (3.63) и (3.64), путем подбора сопротивления  $R$ . Но одновременно с этим величина  $R$  влияет и на значение постоянной времени  $T_d$ , причем уменьшение  $R$  приводит к увеличению  $\beta$  и уменьшению во столько же раз времени  $T_d$ . При этом произведение  $\beta T_d$  остается постоянным. В этом заключается основная особенность рассмотренной схемы электрического изоморфа.

Переменный резистор  $R$  представляет собой набор последовательно соединенных постоянных резисторов, позволяющий с помощью переключателя, имеющего 11 положений, изменять временную неравномерность  $b_t$  от 0 до 0,7. Каждый из переменных конденсаторов  $C$  и  $C4$  представляет собой набор из трех конденсаторов, которые с помощью переключателей могут быть соединены между собой параллельно. Величина суммарной емкости  $C$  или  $C4$  определяет постоянную времени изоморфа  $T_d$  для заданного значения  $b_t$ . Наличие в схеме двух емкостей  $C$  и  $C4$  дает возможность автоматической изменять настройку изоморфа при переводе гидротурбин из режима холостого хода в режим работы под нагрузкой и обратно. Переключение цепей осуществляется контактами реле  $P$ , которое срабатывает от генераторного выключателя.

Следует указать на существенный недостаток электрического изоморфа, приведенного на рис. 58, а, заключающийся в том, что схема практически не обеспечивает отдельную регулировку параметров  $T_d$  и  $b_t$ , необходимую не только с точки зрения обеспечения устойчивости системы регулирования, но и для получения требуемого качества переходных процессов.

Принципиально, в наборы конденсаторов  $C$  и  $C4$  можно включить такое количество конденсаторов (с соответствующими переключателями), чтобы для каждого значения временной неравномерности  $b_t$  выбрать желаемое значение времени  $T_d$ . Но в этом случае изоморф будет настолько громоздким, что его использование в практических целях станет проблематичным.

На рис. 58, б приведена другая схема электрического изоморфа, применяемого в регуляторах с электрической схемой типа ЭГР-2М. По существу эта схема содержит две цепи, одна из которых включает в себя переменный конденсатор  $C$  и переменные резисторы  $R1$



и  $R_2$ , выполняет роль издромной обратной связи, когда гидроагрегат работает в режиме холостого хода, а вторая ( $C1$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ) — вступает в действие, когда гидроагрегат включается в режим работы под нагрузку в энергосистему. Как и в схеме на рис. 58, а, переключение цепей осуществляется контактами реле  $P$ , срабатывающими от генераторного выключателя.

Рассмотрим передаточную функцию контура, содержащего емкость  $C$  и сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ . Связь выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  с входным  $U_{\text{вх}}$  этого контура может быть установлена с помощью следующих уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вх}} &= \left[ \frac{1}{Cp} + \frac{R_2(R_1+r)}{R_1+R_2+r} \right] i; \\ U_{\text{вых}} &= ri_2, \end{aligned} \right\} \quad (3.66)$$

откуда

$$W_1 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}(p) = \frac{i_2}{i} \frac{rCp}{\frac{R_2(R_1+r)}{R_1+R_2+r} Cp + 1} \quad (3.67)$$

Величины сил токов  $i$  и  $i_2$  связаны соотношением

$$i_2(R_1+r) = i \frac{R_2(R_1+r)}{R_1+R_2+r}, \quad \text{т. е.} \quad \frac{i_2}{i} = \frac{R_2}{R_1+R_2+r} \quad (3.68)$$

Подставив (3.68) в (3.67) и учтя, что  $R_1 \gg r$  и  $R_2 \gg r$ , получим:

$$W_1 = \frac{rR_1R_2}{(R_1+R_2)R_1} \frac{Cp}{\frac{R_1R_2}{R_1+R_2} Cp + 1} \quad (3.69)$$

Здесь постоянная времени издромы

$$T_d = \frac{R_1R_2}{R_1+R_2} C,$$

а коэффициент усиления определится, если принять во внимание, что  $U_{\text{вх}} = k\psi_{\text{max}}y$ . Тогда будем иметь

$$W = \frac{U_{\text{вых}}}{y} = k \frac{r}{R_1} \psi_{\text{max}} \frac{T_dp}{T_dp + 1}, \quad (3.70)$$

т. е.  $\beta = k \frac{r}{R_1} \psi_{\text{max}}$ , и его регулировка осуществляется за счет изменения сопротивления  $R_1$ .

Хотя в выражение для времени  $T_d$  входит также и величина  $R_1$ , но конструкция и схема издромы выполнены таким образом, что при изменении сопротивления резистора  $R_1$  изменяется и сопротивление резистора  $R_2$ . При этом значения  $R_1$  и  $R_2$  выбраны такими, что когда изменяется  $R_1$ , величина  $\frac{R_1R_2}{R_1+R_2}$  остается постоянной. Этим достигается независимость друг от друга регулировка параметров  $T_d$  и  $b_t$ .

Аналогичные результаты могут быть получены, если рассмотреть электрическую цепь издромы, содержащую конденсатор  $C1$  и резисторы  $R_3$ ,  $R_4$ .

Описанная схема электрического издромы позволяет с помощью переключателей ступенчато изменять параметры  $b_t$  и  $T_d$  в следующем диапазоне:

для режима холостого хода:  $b_t = 0 \div 0,7$ ;  $T_d = 2 \div 30$  с;

для режима нагрузки:  $b_t = 0 \div 2,0$ ;  $T_d = 2 \div 30$  с.

## 21. Гидравлические усилители и сервомоторы

В гидротурбинных установках для перестановки регулирующих органов требуются громадные усилия, исчисляемые сотнями тонн. Для создания таких усилий в цепь от чувствительного элемента до регулирующего органа вводятся несколько каскадов усилительных звеньев. В гидромеханической части регулятора в качестве таких звеньев применяются гидравлические усилители и сервомоторы, в которых для создания необходимых перестановочных усилий служит масло под давлением, подводимое от специальной маслонпорной установки (МНУ) или от насоса.

В дальнейшем под понятием сервомотор будем иметь в виду два взаимно связанных устройства: собственно сервомотор, вырабатывающий силовое воздействие, и золотник, являющийся элементом управления. Гидравлический же усилитель представляет собой сервомотор, охваченный жесткой обратной связью. Согласно этим понятиям, сервомотор и гидравлический усилитель как звенья системы регулирования состоят из одинаковых элементов, поэтому их конструктивное выполнение, характеристики и передаточные функции следует рассматривать совместно.

В регуляторах скорости гидротурбин применяются главным образом золотниковые гидравлические усилители и сервомоторы двустороннего и дифференциального типов. В электрогидравлических регуляторах скорости широкое распространение получили также беззолотниковые — проточные гидравлические усилители типа «сопло—заслонка».

На рис. 59 показаны различные схемы сервомоторов и гидроусилителей, которые в том или ином конструктивном исполнении применяются в регуляторах скорости, выпускаемых ЛМЗ.

Сервомотор двустороннего действия (рис. 59, а) управляется золотником 1, при смещении которого вверх или вниз масло под давлением  $p_0$  поступает в одну из полостей сервомотора 2. При этом его другая полость через каналы в золотнике соединяется со сливной частью системы. Под действием разности давлений в полостях сервомотора поршень 2 будет перемещаться до тех пор, пока золотник будет смещен относительно своего среднего положения. При установившемся движении уравнение равновесия сил, действующих на поршень сервомотора

$$(p_0 - \Delta p) F - R = 0, \quad (3.71)$$



где  $\Delta p$  — сумма потерь давления масла при его движении;  $F$  — площадь поршня сервомотора;  $R$  — силы сопротивления, преодолеваемые поршнем сервомотора.

Из (3.71) получим соотношение

$$\Delta p = p_0 - \frac{R}{F}, \quad (3.72)$$

показывающее, что сумма потерь давления в гидравлической системе численно равна запасу давления в сервомоторе, или

разности между номинальным давлением в системе и давлением, необходимым для преодоления сил сопротивления  $R$ .

При заданных размерах золотника, сервомотора и масляных трубопроводов величина  $\Delta p$  будет определять скорость движения поршня сервомотора.

В гидравлическом усилителе (рис. 59, б) в отличие от сервомотора имеется еще механическая передача в виде рычага  $ABC$ , связывающая между собой золотник и сервомотор. При смещении точки  $A$  рычага в положение  $A_1$  рычаг повернется вокруг точки  $C$  и сместит золотник вниз. Масло под да-

стоянным давлением  $p_0$ , а в другую полость, имеющую большую рабочую площадь, масло под давлением поступает в зависимости от положения золотника  $I$ . При смещении золотника  $I$  вверх поршень сервомотора перемещается вниз под действием усилия, создаваемого за счет разности рабочих площадей поршня. При смещении же золотника вниз управляемая полость сообщается со сливом, а поршень перемещается вверх под действием постоянного давления  $p_0$ , подводимого в нижнюю полость сервомотора.

Отличие рассмотренных схем гидроусилителей состоит в том, что при прочих равных условиях скорость движения поршня дифференциального сервомотора будет всегда в два раза меньше скорости поршня двустороннего сервомотора. Это можно пояснить следующим образом. Пусть оба сервомотора нагружены одинаковыми силами сопротивления  $R$ . В этом случае рабочая площадь поршня в неуправляемой полости дифференциального сервомотора должна быть равна площади  $F$  поршня двустороннего сервомотора, а в управляемой полости рабочая площадь поршня должна быть  $F_1 = 2F$ . При одних и тех же размерах золотников и их одинаковых смещениях расход масла через окна обоих золотников будет одинаковым. Следовательно, можно записать

$$vF = v_1F_1,$$

где  $v$  и  $v_1$  — скорости движения поршней соответственно двустороннего и дифференциального сервомоторов.

Так как площадь  $F_1 = 2F$ , то  $v = 2v_1$ .

В зависимости от структурной схемы регулятора скорости для управления регулирующим органом (направляющим аппаратом) гидротурбины применяется или сервомотор (рис. 59, а), или гидравлический усилитель (рис. 59, б). В обоих случаях характеристики сервомотора оказывают существенное влияние на динамику автоматического регулирования. Поэтому целесообразно более подробно рассмотреть динамические характеристики сервомотора как звена системы регулирования. Это тем более важно, что в последнее время на крупных ГЭС, где применяются длинные масляные трубопроводы, связывающие главный золотник с сервомоторами направляющего аппарата и рабочего колеса, наблюдаются вибрации золотников с относительно высокой частотой. В некоторых случаях эти вибрации приводят к разрыву масляных трубопроводов. Специальными исследованиями установлено, что возникновение вибраций не связано с работой других звеньев системы автоматического регулирования. Вибрации возникали и при работе регулятора на ручном управлении, когда все автоматические звенья, кроме цепи золотник—сервомотор, отключены.

**Уравнение и передаточная функция сервомотора.** Рассмотрим гидравлическую цепь золотник—сервомотор, приведенную на рис. 60, а. Предположим, что для малых смещений золотника от среднего положения характеристики этой системы линейны. Чтобы достаточно полно описать динамические свойства

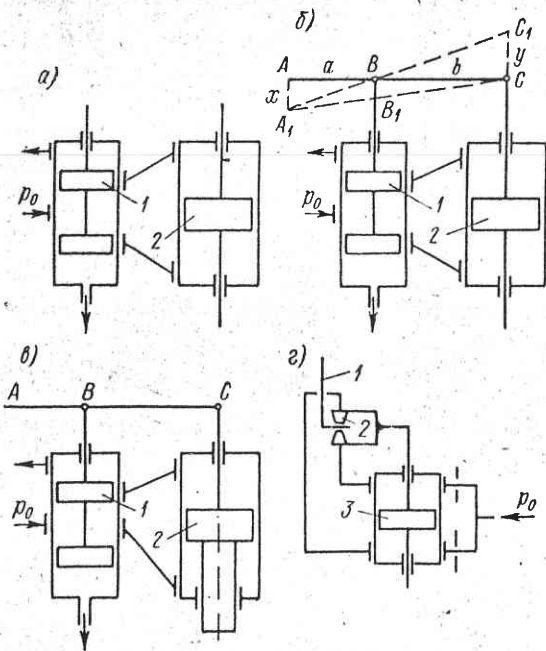


Рис. 59. Гидравлический сервомотор (а) и гидравлические усилители (б), (в), (г)

влением  $p_0$  поступит в полость под поршнем 2. сервомотора, а полость над поршнем соединится со сливом. В результате поршень будет перемещаться вверх до тех пор, пока рычаг не займет положение  $A_1BC_1$ , при котором золотник занимает свое исходное среднее положение. Таким образом, величина перемещения поршня сервомотора пропорциональна смещению точки  $A$ , т. е. гидравлический усилитель как звено системы регулирования представляет собой позиционную следящую систему с коэффициентом усиления, определяемым плечами рычага  $ABC$ .

Гидроусилитель с дифференциальным сервомотором (рис. 59, в) применяется главным образом в промежуточных ступенях усиления регулятора скорости. В этой схеме в полость сервомотора с меньшей рабочей площадью поршня подводится масло под по-

сервомотора, необходимо учесть все основные параметры, влияющие на его работу. С этой целью при выводе дифференциального уравнения сервомотора будем учитывать инерционность нагрузки, силы вязкого трения, действующие на поршень, сжимаемость масла, а также протечки масла в системе. Для этих условий полное перемещение золотника равно

$$S = S_1 + S_2 + S_3, \quad (3.73)$$

где  $S_1$  — перемещение золотника, необходимое для создания заданной скорости движения поршня;  $S_2$  — перемещение золотника, обеспечивающее требуемое ускорение нагрузки;  $S_3$  — дополнительная величина смещения, компенсирующая сжимаемость масла.

Величина  $S_1$  и скорость движения поршня сервомотора с учетом сил вязкого трения связаны между собой соотношением

$$S_1 = \left( \frac{1}{k_1} + \frac{\alpha}{k_2} \right) \frac{d\psi}{dt}. \quad (3.74)$$

Здесь  $k_1$  — коэффициент, определяющий вид скоростной характеристики сервомотора  $d\psi/dt = f(S)$  при малых колебаниях без учета сил вязкого трения (мм/с·мм);  $k_2$  — коэффициент, определяющий вид силовой характеристики сервомотора  $\Delta p = f(S)$  при малых колебаниях (Н/мм);  $\alpha$  — коэффициент вязкого трения.

Сила инерции подвижных частей, связанных с поршнем, равна  $M d^2\psi/dt^2$ , где  $M$  — приведенная к поршню масса всех подвижных частей, включая массу

Рис. 60. Сервомотор (а) и структурная схема (б) гидросилителя

масла, находящегося между золотником и сервомотором. Для преодоления этой силы необходимо сместить золотник на величину  $S_2$ . Отсюда

$$S_2 = \frac{M}{k_2} \frac{d^2\psi}{dt^2}. \quad (3.75)$$

Выразим теперь величину  $S_3$  через перемещение  $\psi$  поршня. Так как масло сжимаемо, то в полостях сервомотора будет иметь место изменение давления, которое должно быть компенсировано дополнительным подводом некоторого объема масла. Дополнительный расход будет зависеть от общего объема вовлеченного в работу масла  $V$  и от его объемного модуля упругости  $E$ . Поэтому

$$2\Delta q = \frac{V}{E} \frac{dh}{dt}, \quad (3.76)$$

где  $h$  — сумма изменений давлений в обеих полостях сервомотора; коэффициент 2 учитывает, что масло два раза проходит через окна золотника.

Разделим все члены выражения (3.76) на площадь поршня  $F$ . Тогда будем иметь

$$\frac{\Delta q}{F} = \frac{V}{2EF} \frac{dh}{dt},$$

или, если учесть, что  $\Delta q/F = k_1 S_3$ , то

$$S_3 = \frac{V}{2EFk_1} \frac{dh}{dt}. \quad (3.77)$$

Величину изменения давлений  $h$  можно выразить через перемещение поршня  $\psi$  следующим образом:

$$Fh = M \frac{d^2\psi}{dt^2} + \alpha \frac{d\psi}{dt}. \quad (3.78)$$

Решив совместно (3.77) и (3.78), получим

$$S_3 = \frac{VM}{2EF^2k_1} \frac{d^3\psi}{dt^3} + \frac{V\alpha}{2EF^2k_1} \frac{d^2\psi}{dt^2}. \quad (3.79)$$

Если подставить значения  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  из (3.74), (3.75) и (3.79) в выражение (3.73), то окончательно дифференциальное уравнение сервомотора примет следующий вид:

$$S = \frac{VM}{2EF^2k_1} \frac{d^3\psi}{dt^3} + \left( \frac{V\alpha}{2EF^2k_1} + \frac{M}{k_2} \right) \frac{d^2\psi}{dt^2} + \left( \frac{1}{k_1} + \frac{\alpha}{k_2} \right) \frac{d\psi}{dt}, \quad (3.80)$$

а передаточная функция при замене  $\psi = \psi_{\max} y$  будет

$$W = \frac{y}{S}(p) = \frac{1}{p \left[ \frac{k_1 \psi_{\max} (1 + \alpha k_1/k_2)}{VM} p^2 + \frac{1}{1 + \alpha k_1/k_2} \left( \frac{V\alpha}{2EF^2} + \frac{k_1 M}{k_2} \right) p + 1 \right]}. \quad (3.81)$$

Введем обозначения

$$\left. \begin{aligned} T &= \sqrt{\frac{VM}{2EF^2} \frac{k_2}{k_2 + \alpha k_1}}; \\ \xi &= \frac{k_2}{2T(k_2 + \alpha k_1)} \left( \frac{V\alpha}{2EF^2} + \frac{k_1 M}{k_2} \right). \end{aligned} \right\} \quad (3.82)$$

Тогда:

$$W = \frac{k_c}{p(T^2 p^2 + 2\xi T p + 1)}. \quad (3.83)$$

Здесь коэффициент передачи сервомотора

$$k_c = \frac{k_1 k_2}{\psi_{\max} (k_2 + \alpha k_1)},$$

величину которого часто выражают в  $\%/(с \cdot мм)$ . Если  $\alpha = 0$ , то  $k_c = k_1/\psi_{max}$ .

Согласно табл. 2, выражение в знаменателе передаточной функции (3.83) указывает на то, что при  $\xi < 1$  цепь золотник—сервомотор—как звено системы регулирования относится к колебательному типу. Частота собственных колебаний этого звена  $\omega_c = 1/T$  и коэффициент затухания  $\xi$  могут быть определены по соотношениям (3.82). Например, согласно расчетам, подтвержденным натурными испытаниями, для цепи золотник—сервомотор турбины Саратовской ГЭС величина  $\xi \approx 0,7$ , а  $T = 0,03 \pm 0,04$  с. Таким образом, в сервомоторе, управляемом золотником, возможен гидравлический резонанс, обусловленный сжимаемостью масла. А это значит, что при любых возмущениях в системе, по частоте близких к частоте собственных колебаний звена золотник—сервомотор, в нем могут возникнуть резонансные явления.

Посмотрим, как влияют параметры гидравлической системы золотник—сервомотор на частоту  $\omega_c = 1/T$ . Для этого обратимся к выражению (3.82). Под знаком корня член  $k_2/k_2 + \alpha k_1$  близок к единице, так как  $k_2 \gg \alpha k_1$ . Количественно масса  $M$  определяется в основном приведенной к поршню массой масла, т. е. можно считать, что величина  $M$  прямо пропорциональна длине масляных трубопроводов, так же как и объем  $V$  масла. Следовательно, резонансная частота  $\omega_c$  при прочих равных условиях тем меньше, чем больше длина масляных трубопроводов. Поэтому при проектировании системы регулирования золотник целесообразно устанавливать как можно ближе к сервомотору. Это в значительной степени уменьшит возможность возникновения резонансных явлений и, что также очень важно, уменьшит длину обратных связей.

Однако в дальнейшем для анализа динамики системы автоматического регулирования нет необходимости брать передаточную функцию сервомотора в форме (3.83), так как постоянная времени  $T$ , входящая в выражение (3.83), мала по сравнению с временами других звеньев. Пренебрегая в (3.83) постоянной времени  $T$ , получаем передаточную функцию сервомотора в упрощенном виде

$$W = \frac{k_c}{p}, \quad (3.84)$$

которая по табл. 2 соответствует идеальному интегрирующему звену.

Для определения передаточной функции гидравлического усилителя составим его структурную схему, исходя из рис. 59, б. Эта схема показана на рис. 60, б, из нее следует

$$W = \frac{k}{T_p + 1}, \quad (3.85)$$

где  $k = \frac{b}{a}$  и  $T = \frac{a+b}{ak_c}$ .

Таким образом, гидравлический усилитель как звено системы регулирования является аperiodическим звеном первого порядка (табл. 2, звено г).

Гидроусилитель типа «сопло—заслонка», показанный на рис. 59, г, применяется в электрогидравлических регуляторах в качестве усилителя мощности. Точность работы этого узла во многом определяет чувствительность всего регулятора. Это объясняется тем, что магнитоэлектрический преобразователь, с катушкой управления которого жестко связана заслонка 1 гидроусилителя, развивает сравнительно небольшое усилие, равное около 1,0 Н при сигнале рассогласования, соответствующем изменению частоты в 1 Гц. При таком малом усилии высокая чувствительность гидроусилителя может быть достигнута только в том случае, когда катушка управления не преодолевает сил сухого трения.

В рассматриваемой схеме гидроусилителя сухое трение практически отсутствует, так как заслонка перемещается в зазоре между двумя дросселями 2, которые гидравлически связаны с верхней и нижней полостями поршня сервомотора. Конструктивно оба дросселя расположены на штоке поршня. Этим осуществляется жесткая единичная обратная связь.

**Характеристики сервомотора.** С точки зрения статических и динамических качеств работы регулятора скорости существенное значение имеют силовая и скоростная характеристики сервомотора. Первая из них определяет зависимость усилия, развиваемого поршнем сервомотора, от величины смещения золотника, а вторая указывает на зависимость скорости движения поршня от перемещения золотника. При заданных размерах золотника и сервомотора вид этих характеристик определяется в основном формой кромок золотника и буксы. В этом отношении различают золотники (рис. 61, а) с положительными перекрытиями, когда высота тарелки  $h$  золотника больше высоты  $h_1$  окна в буксе; с нулевыми перекрытиями, когда  $h = h_1$ , и с отрицательными перекрытиями, когда высота тарелки меньше высоты окна в буксе, т. е.  $h < h_1$ .

В крупных золотниках, кроме того, часто применяются так называемые парциальные перекрытия, когда высота тарелки значительно больше высоты окна в буксе, но не по всему периметру отсекающих кромок. На части периметра делаются местные пропилы (чаще в буксе), где перекрытия меньше. В современных

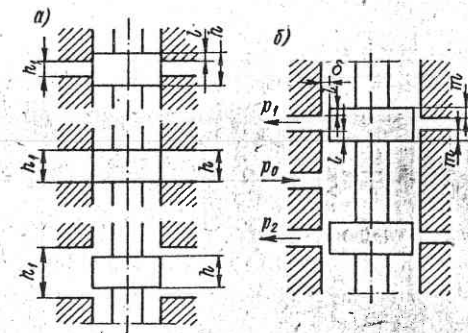


Рис. 61. Схемы перекрытий (а) и золотник (б) двустороннего действия



крупных золотниках, предназначенных для управления сервомоторами направляющего аппарата и рабочего колеса, величина положительных перекрытий, как правило, составляет  $l = (0,2 \div \div 0,25)$  мм на сторону, а парциальность выбирается в пределах до 2 мм на сторону. Золотники небольших размеров (диаметром до 20 мм) изготавливаются с положительными перекрытиями от  $l = 0,05$  мм до  $l = 0,15$  мм на сторону.

Основное назначение положительных перекрытий и парциальности состоит в уменьшении протечек масла в системе регулирования при установившихся режимах работы. Однако в последнее время наметилась определенная тенденция к уменьшению перекрытий золотников. Это связано главным образом с необходимостью увеличения чувствительности регулятора скорости, поскольку перекрытия, как будет показано ниже, определяют основную часть мертвой зоны регулятора.

Золотники с нулевыми перекрытиями из-за технологической сложности их изготовления применяются очень редко и в основном в гидросилителях малых размеров. Еще реже применяются в системах регулирования гидротурбин золотники с отрицательными перекрытиями (проточные золотники), так как в них имеют место непроизводительные потери энергии на непрерывный переток масла из напорной части системы в сливную.

Рассмотрим силовую характеристику сервомотора с реальным золотником. Упрощенная схема такого золотника с перекрытиями  $l$  и парциальностью  $m$  приведена на рис. 61, б. Предположим, что тарелки тела золотника расположены строго симметрично относительно окон в буксе. Это соответствует равенству перекрытий наружной и внутренней отсекающих кромок тарелки. В общем же случае величина этих перекрытий в зависимости от качества изготовления тела и буксы может быть различной, что приводит к изменению абсолютной величины давления в полостях сервомотора в установившихся режимах, соответствующих среднему положению золотника. Если, например,  $l_{\text{вн}} > l_{\text{н}}$ , то величины  $p_1$  и  $p_2$  будут меньше  $0,5p_0$ , а когда  $l_{\text{вн}} < l_{\text{н}}$ , то значения  $p_1$  и  $p_2$  будут больше  $0,5p_0$ .

Предположим также, что золотник имеет определенный радиальный зазор  $\delta$  между телом и буксой и что масло движется по кольцевым зазорам длиной  $l$  из полости с давлением  $p_0$  в полости сервомотора с давлениями  $p_1$  и  $p_2$  и оттуда на слив. Считая потери давления в этих зазорах пропорциональными длине  $l$ , для среднего положения золотника можно написать, что  $p_1 = p_2 = 0,5p_0$ , а разность давлений  $\Delta p = 0$ . Если теперь сместить золотник в пределах перекрытий на величину  $S$ , то при неподвижном поршне сервомотора в его полостях установятся давления  $p_1 = p_0 \frac{l+S}{2l}$  и

$$p_2 = p_0 \frac{l-S}{2l}, \text{ а их разность} \quad \Delta p = p_1 - p_2 = p_0 \frac{S}{l} \quad (3.86)$$

определяет перестановочное усилие на поршне сервомотора.

Протечками масла в зазоре между поршнем и цилиндром сервомотора в данном случае пренебрегаем, поскольку они малы вследствие относительно большой длины щели.

Зная величины  $p_0$  и  $l$  и задаваясь различными значениями  $S$ , можно построить силовую характеристику сервомотора в координатах  $\Delta p$  и  $S$  (рис. 62, а). При  $S \geq l$  разность давлений  $\Delta p$  достигает максимального значения, равного  $p_0$ . Для сравнения на этом же рисунке штриховой линией показана силовая характеристика для случая, когда перекрытия равны нулю. Здесь при малейшем смещении золотника в ту или другую сторону разность давлений  $\Delta p$  достигает предельного значения  $p_0$ .

Приведенная силовая характеристика принципиально пригодна для любого типа и размера сервомотора и золотника с положительными перекрытиями. Однако с целью определенности в оценке возможной величины мертвой зоны (зоны нечувствительности) по ходу золотника анализ этой характеристики целесообразно провести применительно к сервомотору направляющего аппарата. Сила сопротивления  $R$ , преодолеваемая поршнем сервомотора, складывается из двух составляющих

$$R = R_r + R_t, \quad (3.87)$$

где  $R_r$  — сумма сил, направление действия которых не зависит от направления движения поршня сервомотора (сила, создаваемая гидравлическим моментом; силы веса и т. д.);  $R_t$  — сила сухого трения (действие ее всегда направлено в сторону, противоположную направлению движения поршня).

В дальнейшем удобнее иметь дело не с силами, действующими на поршень, а с разностями давлений в полостях сервомотора, которые необходимы для преодоления составляющих силы сопротивления. С этой целью разделим все члены выражения (3.87) на площадь  $F_{\text{п}}$  поршня. Тогда получим

$$\Delta p_c = \Delta p_r + \Delta p_t, \quad (3.88)$$

где  $\Delta p_c = \frac{R}{F_{\text{п}}}$ ,  $\Delta p_r = \frac{R_r}{F_{\text{п}}}$  и  $\Delta p_t = \frac{R_t}{F_{\text{п}}}$ .

В общем виде величина потребной разности давлений в полостях сервомотора  $\Delta p_c$  зависит от многих факторов: типа турбины, конструкции направляющего аппарата, положения поршня сервомотора, действующего напора  $H$ , качества монтажа и т. д.

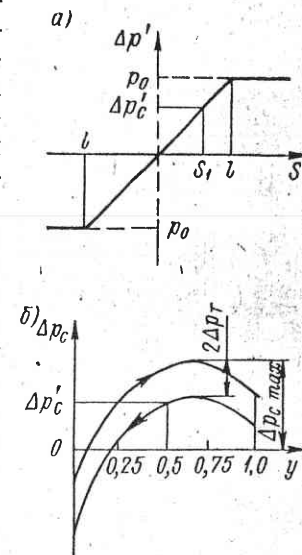


Рис. 62. Силовые характеристики сервомотора



Примерный вид зависимости  $\Delta p_c$  от положения  $y$  поршня сервомотора при  $H = \text{const}$  показан на рис. 62, б.

Стрелками показано направление движения поршня; за положительное направление отсчета принята разность давлений, соответствующая движению направляющего аппарата на открытие. В данном случае, если снять давление с поршня сервомотора при полностью открытом направляющем аппарате, он закроется само до открытия, соответствующего примерно  $y = 0,25$ . Такой направляющий аппарат называется самозакрывающимся. Это значит, что в диапазоне открытий от  $y = 0,25$  до  $y = 1,0$  гидравлический момент сил давления воды действует в сторону закрытия лопаток направляющего аппарата и величина  $R_r > R_r$ . Из графика видно, что при изменении направления движения поршня величина  $\Delta p_c$  скачком изменяется на  $2\Delta p_r$ , что обусловлено действием сил трения. Поскольку эти силы при прочих равных условиях пропорциональны  $\Delta p_c$ , то величина скачка также является функцией открытия направляющего аппарата. В результате получаются весьма сложные зависимости  $\Delta p_c = f(y)$  и  $\Delta p_r = f(y)$ .

При проектировании системы регулирования значение  $p_0$  должно выбираться таким, чтобы для всех напоров и во всем диапазоне открытия выполнялось условие  $p_0 > \Delta p_c$ . На практике обычно принимают  $p_0 = (1,3 \div 1,5) \Delta p_{c \text{ max}}$ . Разность  $p_0 - \Delta p_{c \text{ max}} \approx \Delta p$  определяет запас давления в котле маслонапорной установки.

Выясним влияние составляющих  $\Delta p_r$  и  $\Delta p_r$  на величину мертвой зоны золотника. Для этого используем зависимость  $\Delta p_c = f(y)$  на рис. 62, б. Прежде всего отметим, что понятие среднее положение золотника не означает, что последний находится в геометрически среднем положении, при котором перекрытия  $l_{\text{вн}}$  и  $l_{\text{н}}$  обеих тарелок равны. Это понятие определяет такое положение золотника, когда поршень сервомотора неподвижен. Легко можно показать, что геометрическое и действительное средние положения золотника, как правило, не совпадают. Например, чтобы удержать в неподвижном состоянии поршень сервомотора при  $y = 0,5$ , необходимо иметь разность давлений  $\Delta p_c$ . Если перенести эту величину на график  $\Delta p = f(S)$  (рис. 62, а), то окажется, что золотник должен быть смещен относительно геометрически среднего положения на величину  $S_1$ . Это можно выразить и аналитически.

Предположим, что  $\Delta p_r = 0$ . Тогда  $\Delta p_c = \Delta p_r$ , причем, согласно (3.86),

$$\Delta p_c = p_0 \frac{S_1}{l},$$

откуда

$$S_1 = l \frac{\Delta p_c}{p_0}. \quad (3.89)$$

Таким образом, когда на поршень сервомотора действует сила сопротивления, соответствующая  $\Delta p_c$ , золотник в пределах перекрытий смещен относительно своего геометрического среднего положения на величину  $S_1$ , определяемую для заданных перекрытий значением силы сопротивления. Если при этом сила трения  $R_r = 0$ , то при любом смещении золотника от его действительного среднего положения, которое определяется величиной  $S_1$ , поршень сервомотора приходит в движение и мертвая зона золотника равна нулю.

В реальных условиях поршень сервомотора всегда преодолевает силу сухого трения, соответствующую  $\Delta p_r$ . В этом случае для верхней кривой (рис. 62, б)  $\Delta p_{c1} = \Delta p_r + \Delta p_r$ , а для нижней  $\Delta p_{c2} = \Delta p_r - \Delta p_r$ , следовательно, возможны два крайних положения покоя золотника:

$$S'_1 = \frac{\Delta p_r + \Delta p_r}{p_0} l \quad \text{и} \quad S'_2 = \frac{\Delta p_r - \Delta p_r}{p_0} l,$$

откуда может быть получена его мертвая зона

$$S'_1 - S'_2 = \varepsilon = \frac{2 \Delta p_r}{p_0} l. \quad (3.90)$$

Из формулы (3.90) следует, что при выбранном номинальном давлении масла  $p_0$  мертвая зона золотника зависит от величины его перекрытий и силы сухого трения, преодолеваемой поршнем сервомотора.

Как видно из (3.90), мертвая зона золотника всегда меньше величины суммарных перекрытий, равных  $2l$ , так как  $\Delta p_r < p_0$ .

Перейдем к рассмотрению реальной скоростной характеристики сервомотора, которая определяет коэффициент усиления  $k_c$ : Скорость движения поршня сервомотора зависит от расхода масла, проходящего через золотник. В данном случае можно считать, что истечение происходит через щель, площадь прохода  $f$  которой зависит от смещения золотника. Известно, что расход  $Q$  через щель определяется формулой [32]

$$Q = \mu f \sqrt{\frac{2g}{\gamma} 0,5 \Delta p}, \quad (3.91)$$

где  $\mu$  — коэффициент расхода, примерно равный 0,65 [32];  $\Delta p$  — разность давлений в щели;  $\gamma$  — удельный вес масла; коэффициент 0,5 учитывает потери давления на двух кромках золотника.

В зависимости от смещения  $S$  золотника площадь прохода  $f$  изменяется следующим образом. При  $S \leq l$  величина  $f$  остается постоянной и равной  $\pi d \delta \lambda$ , где  $d$  — диаметр золотника, а  $\lambda$  — коэффициент, учитывающий, какая часть периметра кромок золотника имеет перекрытия  $l$ . Когда  $S > l$ , но меньше  $m$ , величина  $f = \pi d S \lambda$ ; при  $S > m$  значение  $f = \pi d S \lambda_1$ , где  $\lambda_1$  — коэффициент,

аналогичный  $\lambda$ , показывающий, какая часть периметра кромок занята окнами. Следовательно, площадь  $f$  имеет нелинейную зависимость от хода золотника.

Влияние разности давлений  $\Delta p$  на расход  $Q$  более сложно, так как величина  $\Delta p = \Delta p' - \Delta p_c$  зависит от переменной  $\Delta p'$ , определяемой по графику на рис. 62, а, и от величины сопротивления  $\Delta p_c$ , которая зависит не только от положения поршня сервомотора, но и от направления его движения (рис. 62, б). Как уже отмечалось, при изменении направления движения поршня меняется

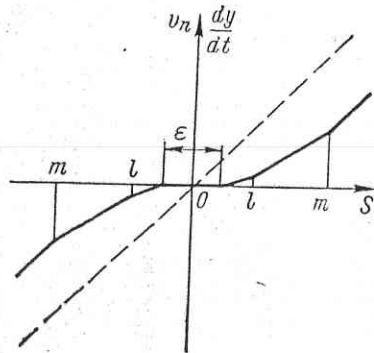


Рис. 63. Скоростные характеристики сервомотора

сервомотора (штриховая линия), управляемого золотником с нулевыми перекрытиями и без парциальности. Эти характеристики соответствуют определенному открытию направляющего аппарата.

Из рисунка видно, что положительные перекрытия золотника создают мертвую зону и зону медленного движения поршня сервомотора при смещениях золотника в пределах перекрытий.

Таким образом, действительная зависимость  $v_n = f(S)$  имеет довольно сложную форму и дает существенное отклонение от идеальной, определяемой передаточной функцией (3.84). Однако, если при расчете динамики автоматического регулирования правильно выбрать участок кривой  $v_n = f(S)$  и по нему определить коэффициент усиления сервомотора  $k_c$ , то выражение (3.84) с достаточной для практики точностью характеризует динамические свойства сервомотора как звена системы регулирования.

Чтобы правильно выбрать этот участок, необходимо выяснить влияние коэффициента  $k_c$  на устойчивость замкнутой системы регулирования и внутреннего контура регулятора. Этот вопрос подробно будет рассмотрен в гл. 5. Здесь лишь отметим, что в реальных условиях увеличение коэффициента  $k_c$  сопровождается улучшением устойчивости системы регулирования, но при этом устойчивость внутреннего контура регулятора, наоборот, ухудшается. Поэтому при расчете устойчивости всей системы регули-

знак  $\Delta p_c$ ; поршень начинает двигаться только после того, как величина  $\Delta p'$  будет больше  $\Delta p_c$ .

Если разделить выражение (3.91) на площадь  $F_n$  поршня сервомотора, то левая часть этого выражения будет представлять собой скорость поршня

$$v_n = \frac{\mu f}{F_n} \sqrt{\frac{2g}{\gamma} 0,5 \Delta p}. \quad (3.92)$$

Примерный вид скоростной характеристики, построенной по (3.92), показан на рис. 63. Для сравнения на этом же рисунке приведена идеальная скоростная характеристика

рования величина  $k_c$  должна приниматься минимальной. После выбора параметров регулятора, обеспечивающих требуемое качество процессов регулирования, необходимо проверить устойчивость внутреннего контура регулятора, принимая, согласно скоростной характеристике сервомотора, максимальное значение коэффициента  $k_c$ .

Проведем количественную оценку различных участков скоростной характеристики. В современных ЭГР с обратными связями от главного сервомотора коэффициент усиления от чувствительного элемента к главному золотнику составляет 8—15 мм/%. Значит, перекрытию  $l = 0,25$  мм соответствует изменение частоты вращения гидроагрегата 0,015—0,03%, а парциальности, равной  $m = 2$  мм, соответственно 0,13—0,25%. Из приведенных цифр видно, что золотник смещается в пределах перекрытий при достаточно малой величине колебания частоты.

Исходя из этого, при расчете динамики системы регулирования коэффициент усиления сервомотора  $k_c$  целесообразно определять по наклону кривой  $v_n = f(S)$  на участке от  $S = l$  до  $S = m$ . При таком выборе  $k_c$  некоторое ухудшение устойчивости системы будет наблюдаться лишь при очень малых отклонениях частоты изолированной нагрузки (порядка  $\pm 0,02\%$ ), что не может оказать заметного влияния на качество работы системы регулирования. Для указанного участка зависимости  $v_n = f(S)$  площадь  $f = \pi d S \lambda$ ,  $\mu = 0,65$ . Учитывая, что  $\psi = y \psi_{\max}$ , получим формулу, по которой определяется коэффициент усиления сервомотора,

$$k_c = \frac{\partial \left( \frac{dy}{dt} \right)}{\partial S} = \frac{2d\lambda}{F_n} \sqrt{\frac{g}{\gamma} \Delta p}. \quad (3.93)$$

Если в (3.93) величина  $y$  выражена в %, то  $k_c$  измеряется в %/с·мм.

Максимальное значение  $k_c$ , используемое для проверки устойчивости внутреннего контура регулятора, также может быть получено по выражению (3.93), но величина  $\lambda$  теперь будет определяться шириной окон в буксе, соответствующей смещению золотника  $S > m$ .

На рис. 63 тангенс угла наклона участка прямой к горизонтальной оси при  $S > m$  представляет собой  $k_{c \max}$ .

Точно таким же путем производится построение скоростной характеристики дифференциального сервомотора. Только в этом случае нужно учесть, что в формуле (3.92) под знаком корня не будет коэффициента 0,5, а величину  $k_c$  по выражению (3.93) следует умножить на  $\sqrt{2}$ . Кроме того, при произвольном выборе рабочих площадей поршня дифференциального сервомотора, когда  $F_1 \neq 2F_2$ , в (3.92) и (3.93) нужно брать то значение  $F_n$ , которое соответствует рассматриваемому направлению движения поршня.

## 22. Электрические усилители

В электрогидравлических регуляторах скорости электрические усилители предназначены для обеспечения в системе необходимого усиления по мощности и чувствительности.

При проектировании регулятора выбор надлежащей конструкции электрического усилителя играет исключительно важную роль. Сама схема усилителя во многом определяется теми требованиями, которые предъявляются к регулятору скорости в отношении чувствительности и качества процесса регулирования. Но когда усилитель выбран, то его тип и схема практически определяют конструкцию других цепей и звеньев, входящих в электрическую часть регулятора, а также конструкцию устройства, преобразующего электрические сигналы в механическое перемещение. Поэтому, прежде чем приступить к разработке принципиальной схемы регулятора, конструктор должен решить вопрос, выбрать ли усилитель полностью на постоянном токе, полностью на переменном токе или комбинированный. Каждый из этих усилителей может быть электронным, магнитным или транзисторным.

Выбор усилителя зависит от многих факторов. Установлено, например, что любой усилитель постоянного тока более чувствителен к влиянию таких факторов, как уровень входного сигнала, стабильность источников питания, условия окружающей среды и т. д., которые вызывают дрейф нуля усилителя. В таких усилителях необходимо предусматривать соответствующие средства для уменьшения дрейфа.

Усилители переменного тока по сравнению с усилителями постоянного тока обладают рядом существенных преимуществ, наиболее важными из которых являются простота и отсутствие дрейфа нуля. В них межкаскадные трансформаторы или переходные конденсаторы отделяют сигналы дрейфа, имеющие низкую частоту, от полезных сигналов переменного тока. В то же время усилители переменного тока обладают большой чувствительностью к ложным сигналам, это является их недостатком.

При выборе усилителя следует учитывать также его инерционность, так как она ограничивает величину коэффициента усиления регулятора в разомкнутом состоянии. Наибольшей инерционностью обладают магнитные усилители, что является их существенным недостатком. Инерционность определяется значительной индуктивностью управляющих обмоток. Однако магнитные усилители по сравнению с другими типами отличаются очень важным для практики свойством — высокой надежностью и долговечностью. По этой причине магнитные усилители нашли широкое применение в системах автоматического регулирования и управления.

В первых модификациях электрогидравлических регуляторов скорости, выпускавшихся ЛМЗ и рядом зарубежных фирм, для усиления электрических сигналов применялись электронные уси-

лители постоянного тока. Особенностью этих усилителей является их высокое входное сопротивление и практическая безынерционность. Однако большое выходное сопротивление таких усилителей, относительно низкий срок службы электронных ламп и наличие катода с подогревом привело к тому, что регуляторы с ламповыми усилителями не могли удовлетворить непрерывно усложнявшимся требованиям к системе автоматического регулирования гидротурбин. В современных ЭГР, выпускающихся ЛМЗ, применяются магнитные и транзисторные усилители.

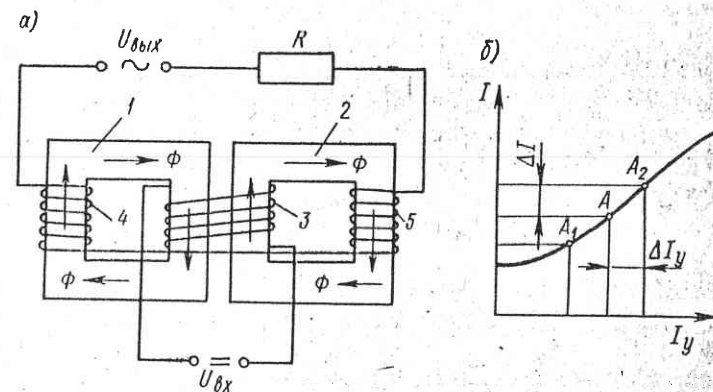


Рис. 64. Схема (а) и характеристика (б) простейшего магнитного усилителя

Упрощенная схема магнитного усилителя показана на рис. 64, а. Принцип его действия основан на зависимости магнитной проницаемости ферромагнитных материалов на переменном токе от величины подмагничивающего действия постоянного тока. Магнитный усилитель состоит из двух дросселей 1 и 2. В общую обмотку 3 этих дросселей, которая называется управляющей, или подмагничивающей, подается напряжение  $U_{вх}$  постоянного тока. Это напряжение является входной величиной усилителя. На сердечниках имеются обмотки 4 и 5 переменного тока. При работе усилителя в дросселях возникают переменные магнитные потоки  $\Phi$ , направления которых показаны на рисунке стрелками. Эти потоки наводят в обмотках электродвижущие силы, причем в управляющей обмотке они взаимно компенсируются. Переменный ток, протекающий в обмотках 4 и 5 и нагрузочном сопротивлении  $R$ , является выходной величиной магнитного усилителя. Величина этого тока

$$I = \frac{U}{\sqrt{R_1^2 + x_L^2}}, \quad (3.94)$$

где  $U$  — напряжение переменного тока;  $R_1$  — сумма активных сопротивлений нагрузки  $R$  и обмоток 4 и 5;  $x_L$  — суммарное реактивное сопротивление цепи этих обмоток.



Индуктивность  $L$  каждой из обмоток зависит от числа витков  $z$ , коэффициента магнитной проницаемости сердечника  $\mu$ , площади сечения  $s$  и длины средней линии  $l$  сердечника и определяется по выражению

$$L_1 = \frac{0,4\pi z^2 s}{l} \mu 10^{-6}. \quad (3.95)$$

Усиление сигналов осуществляется следующим образом. Постоянный ток, протекая по обмотке управления, меняет насыщение сердечника, которое определяется величиной силы тока управления  $I_y$ . С увеличением  $I_y$  магнитная проницаемость сердечника  $\mu$  уменьшается. В результате индуктивность обмоток 4 и 5 переменного тока также уменьшается, а сила тока  $I$  согласно уравнению (3.94) увеличивается. Характеристикой магнитного усилителя является зависимость силы тока  $I$  от величины тока управления  $I_y$ . Она показана на рис. 64, б. Коэффициент усиления по току

$$k = \frac{\Delta I}{\Delta I_y}. \quad (3.96)$$

Для того чтобы обеспечить работу магнитного усилителя на самом крутом участке характеристики  $A_1 A_2$ , т. е. с максимальным коэффициентом усиления, обычно вводится дополнительная обмотка подмагничивания, называемая обмоткой смещения, которая создает ампер-витки, соответствующие точке  $A$ . В этом случае ось  $I$  характеристики  $I = f(I_y)$  проходит через точку  $A$ , а ток управления изменяется в пределах от  $-\Delta I_y$  до  $+\Delta I_y$ .

Крутизна характеристики магнитного усилителя зависит от материала сердечников и частоты тока. В качестве материала обычно применяются трансформаторная (электротехническая) сталь или пермаллой. Усилители, сердечники которых выполнены из пермаллоя, имеют более высокий коэффициент усиления по сравнению с усилителями, имеющими сердечники, изготовленные из трансформаторной стали. С увеличением частоты тока крутизна характеристики также увеличивается. При этом снижается и инерционность усилителя. Оба эти фактора чрезвычайно важны для повышения качественных показателей работы регулятора скорости.

С целью получения большего усиления в схемах регулятора применяются магнитные усилители с положительной обратной связью, а также соединения усилителей в каскады.

В электрогидравлических регуляторах скорости с электрическими схемами типа ЭГР-М, ЭГР-2М и ЭГР-И, выпускаемых ЛМЗ, применяются магнитные усилители серии ТУМ-А и ТУМ-Б с частотой питания 50 Гц, изготавливаемые Калининским заводом электроаппаратуры.

Кроме усиления, эти усилители обеспечивают суммирование нескольких управляющих сигналов и позволяют использовать их в каскадных схемах.

На рис. 65 приведена принципиальная схема усилителей ТУМ-А и ТУМ-Б и показана маркировка выводов их обмоток. Витые ленточные сердечники 1 и 2 выполнены из холоднокатаной текстурованной электротехнической стали. По особому заказу они могут быть выполнены из пермаллой.

Обмотки управления усилителя охватывают оба сердечника. На каждом сердечнике расположено по одному комплекту нагрузочных обмоток:  $A1-X1$ ,  $A2-X2$  и  $B1-Y1$  и  $B2-Y2$ . Включение этих обмоток производится в соответствии с используемой схемой магнитного усилителя.

На рис. 66 показана схема двухкаскадного магнитного усилителя с выходом на постоянном токе регулятора типа ЭГР-2М. Сердечники этих усилителей изготовлены из пермаллоя. Питание усилителя переменным током частотой 50 Гц осуществляется через трансформатор  $Tr1$  от синхронного тахогенератора, жестко связанного с валом гидроагрегата. Первый каскад, называемый

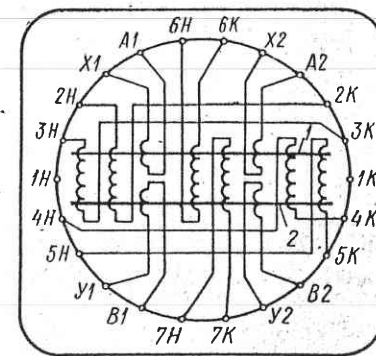


Рис. 65. Принципиальная схема и маркировка выводов обмоток усилителей ТУМ-А и ТУМ-Б

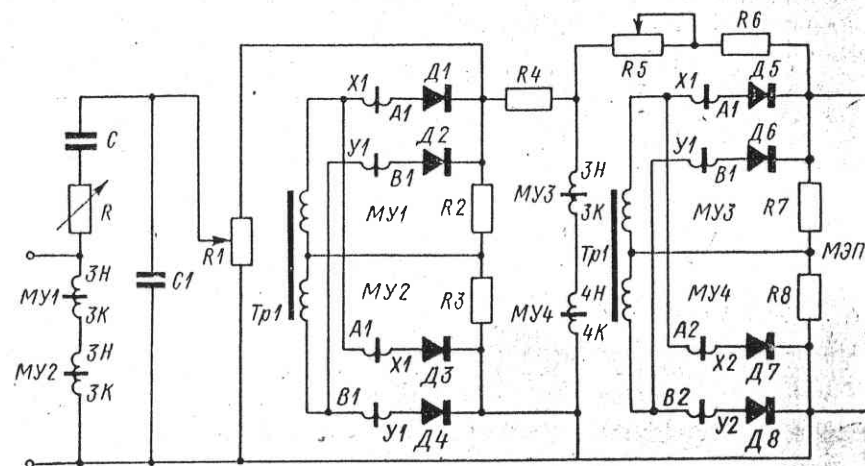


Рис. 66. Схема двухкаскадного магнитного усилителя электрической схемы типа ЭГР-2М электрогидравлического регулятора скорости

входным, содержит усилители  $МУ1$  и  $МУ2$ , а второй, выходной, состоит из  $МУ3$  и  $МУ4$ . Оба каскада, соединенные последовательно, выполнены по двухтактной схеме с внутренними обратными связями. Магнитные поля обратных связей создаются



постоянной составляющей тока в нагрузочных обмотках, включенных последовательно с однополупериодными выпрямителями Д1—Д4 и Д5—Д8.

Для смещения характеристик усилителей используются обмотки управления 2Н—2К первого каскада и 6Н—6К второго каскада, которые питаются стабилизированным напряжением (эти обмотки и цепи их питания на рисунке не показаны).

На входной каскад магнитного усилителя поступают сигналы от цепей индивидуального и группового регулирования. Сигналы постоянного тока индивидуального регулирования, представляющие собой сумму сигналов от чувствительного элемента, жесткой (статизма) и изодромной обратных связей регулятора и от механизма изменения скорости, вводятся на последовательно соединенные обмотки управления 3Н—3К первого каскада. Обмотки 6Н—6К и 7Н—7К этого каскада (на рисунке не показаны) используются для ввода сигналов группового регулирования. Выходное напряжение первого каскада, снимаемое с балластных резисторов R2 и R3, поступает через резистор R4 на последовательно соединенные обмотки управления 3Н—3К и 4Н—4К второго каскада.

Выходной величиной магнитного усилителя является ток в катушке электромагнитного преобразователя (МЭП). С целью уменьшения инерционности усилителя при сохранении достаточно высокого коэффициента усиления, обеспечивающего необходимую точность работы регулятора, второй каскад охвачен жесткой обратной связью. Для этого выходное напряжение усилителя, снимаемое с балластных резисторов R7 и R8, через резисторы R5 и R6 подается на обмотки управления второго каскада. Переменный резистор R5 служит для регулировки величины общего коэффициента усиления магнитного усилителя.

В электрогидравлических регуляторах скорости статические свойства электрического усилителя обычно оценивают не по его коэффициенту усиления, а по коэффициенту передачи от чувствительного элемента до катушки преобразователя, т. е. всей выявительной части регулятора. Этот коэффициент  $k_n$  измеряется мА/% или мА/Гц. В схемах типа ЭГР-2М величина  $k_n = (35 \div 40)$  мА/%.

Как уже отмечалось, магнитные усилители по сравнению с электронными и транзисторными имеют относительно высокую инерционность. Вследствие этого при указанном значении  $k_n$  общий коэффициент усиления регулятора в разомкнутом состоянии должен быть ограничен. В противном случае внутренний контур регулятора, охваченный изодромной обратной связью, будет неустойчивым.

На практике эта неустойчивость проявляется в возникновении автоколебаний внутреннего контура. Подробный анализ влияния различных параметров регулятора на устойчивость внутреннего контура будет сделан в гл. 5. Здесь лишь отметим, что для расши-

рения диапазона настройки временной неравномерности  $b_t$  регулятора при  $k_n = (35 \div 40)$  мА/% первый каскад магнитного усилителя охвачен гибкой обратной связью, состоящей из конденсаторов C и C1 и переменных резисторов R и R1. В результате действия обратной связи первый каскад усилителя приобретает характеристики, близкие к приведенным на рис. 44, б. Такая схема позволяет устанавливать значение временной неравномерности от  $b_t = 0$  до  $b_t = 2,0$  при коэффициенте передачи от преобразователя до золотника исполнительного сервомотора  $k_n = 0,05$  мм/мА и коэффициенте усиления сервомотора  $k_c = 14\%/с \cdot мм$ .

Конструктивно схема электрической части регулятора выполнена таким образом, что при изменении величины  $b_t$  автоматически изменяется и значение сопротивления R, которое определяет постоянную времени гибкой обратной связи. Этим обеспечивается оптимальная с точки зрения устойчивости внутреннего контура регулятора настройка обратной связи.

Указанные выше значения коэффициентов  $k_n$  и  $k_c$  соответствуют структурной схеме регулятора (ЭГРК-2М-250-3), у которой жесткая и изодромная обратные связи взяты от промежуточного сервомотора. Иногда эту схему называют шведской.

Электрические шкафы типа ЭГР-2М могут устанавливаться с гидромеханическими колонками, выполненными как по схеме с обратными связями от промежуточного сервомотора, так и по схеме, в которой эти связи взяты от главного сервомотора. В последнем случае величина произведения  $k_n k_c$ , естественно, может быть другой, что потребует некоторой корректировки в настройке гибкой обратной связи магнитного усилителя. Такая корректировка осуществляется с помощью регулируемого сопротивления R1, величина которого определяет глубину гибкой обратной связи.

Магнитные усилители для усиления электрических сигналов применяются также в электрогидравлических регуляторах типа ЭГР-М, которые установлены на ряде крупных гидростанций, в том числе на Красноярской, Асуанской, Саратовской и др. По своей схеме магнитный усилитель регулятора ЭГР-М несколько отличается от рассмотренного выше. Он выполнен двухкаскадным и собран из серийных усилителей типа ТУМ-А, но сердечники его изготовлены не из пермаллоя, а из электротехнической стали. В результате постоянная времени усилителя сравнительно велика (порядка 0,2 с). При этих условиях, чтобы получить необходимый коэффициент усиления и одновременно исключить автоколебания внутреннего контура регулятора, в схеме магнитного усилителя применены две гибкие обратные связи, одна из которых охватывает второй каскад, а другая — оба каскада.

К недостаткам данного усилителя можно отнести отсутствие в схеме элементов настройки усиления и параметров гибких обратных связей. Вследствие этого в эксплуатационных условиях выяснилось, что параметры гибкой обратной связи, охватываю-

щей оба каскада, оказывали заметное влияние на устойчивость замкнутой системы регулирования и требовали тщательной настройки, иногда связанной с изменениями в схеме. На некоторых ГЭС она была заменена на жесткую обратную связь. При этом коэффициент усиления устанавливался равным 15 мА/%. На других же ГЭС величина  $k_v$  достигает 25—30 мА/%. Это значит,

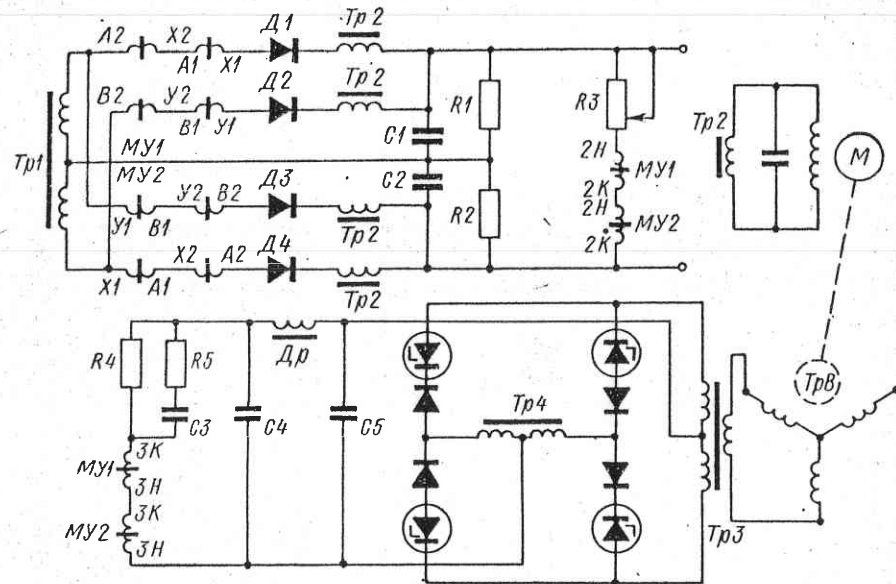


Рис. 67. Схема магнитного усилителя для управления асинхронным двигателем регулятора скорости типа ЭГР-И = 150-10

что настройка параметров усилителя производилась по существу за счет ухудшения чувствительности регулятора, так как коэффициент усиления от магнитоэлектрического преобразователя до главного золотника практически сохранялся неизменным на различных ГЭС.

Рассмотрим схему еще одного магнитного усилителя (рис. 67), который применен в опытном электрогидравлическом регуляторе скорости типа ЭГР-И для управления двухфазным асинхронным конденсаторным двигателем типа Д со встроенным редуктором. На рисунке этот двигатель обозначен буквой М. С вала редуктора выходной сигнал с помощью вращающегося трансформатора ТрВ подается на вход магнитного усилителя. В качестве ТрВ используется бесконтактный сельсин. В данном случае магнитный усилитель с двигателем и вращающимся трансформатором, осуществляющим обратную связь по положению, представляет собой следящую систему, преобразующую электрические сигналы в механические перемещения золотника, жестко связанного с валом редуктора.

Усилитель, состоящий из МУ1 и МУ2, выполнен по двухтактной схеме с внутренней обратной связью. Питание усилителя переменным током частотой 50 Гц осуществляется через трансформатор Тр1 от синхронного тахогенератора, жестко связанного с валом гидроагрегата. На вход усилителя через обмотки управления 4Н—4К, 5Н—5К, 6Н—6К и 7Н—7К усилителей МУ1 и МУ2 поступают различные сигналы постоянного тока: пускового открытия, холостого хода, группового регулирования и выходной сигнал интегратора (эти обмотки на рисунке не показаны). Усилитель имеет два раздельных выхода разного рода тока. Выходной сигнал переменного тока от трансформатора Тр2 используется для управления электродвигателем М, а сигнал постоянного тока, снимаемый с балластных резисторов R1 и R2, — для создания дополнительных обратных связей.

Для достижения необходимого коэффициента усиления магнитного усилителя он охвачен дополнительной положительной обратной связью, цепь которой содержит резистор R3 и обмотки управления 2Н—2К. Основная жесткая обратная связь по положению выходного вала электродвигателя М осуществляется вращающимся трансформатором ТрВ (сельсином). Выходное напряжение сельсина, пропорциональное углу поворота ротора, через мостовой фазочувствительный выпрямитель, содержащий трансформатор Тр3, трансформатор опорного напряжения Тр4 и диодный мост, подается в обмотки 3Н—3К обратной связи усилителей МУ1 и МУ2. На выходе фазочувствительного выпрямителя имеется сглаживающий фильтр, состоящий из конденсаторов C4 и C5 и дросселя Др.

Стабилизация следящей системы достигается введением в цепь обратной связи дифференцирующего звена. С этой целью параллельно резистору R4 подключены конденсатор C3 и резистор R5. Максимальный угол поворота выходного вала двигателя М составляет 60°, что соответствует изменению открытия направляющего аппарата от нулевого до максимального. При этом ход поршня гидроусилителя, который жестко связан с валом двигателя М, равен 20 мм. Максимальный ток управления, подаваемый на вход магнитного усилителя следящей системы, составляет 4,8 мА.

В заключение рассмотрим схему транзисторного усилителя опытному электрогидравлическому регулятору скорости типа ЭГР-П (рис. 68). Он состоит из двух каскадов: суммирующего, содержащего транзисторы Т1 и Т2, и фазочувствительного, выполненного на транзисторах Т3 и Т4. Суммирующий каскад представляет собой усилитель переменного тока с раздельными входами. Его питание осуществляется от трансформатора Тр3 через выпрямительный мост Д.

На первичную обмотку трансформатора Тр1 подается напряжение переменного тока от цепи изодромной обратной связи, а на первичную обмотку Тр2 — суммарный сигнал от чувствительного элемента, постоянной неравномерности и механизма изменения

скорости. Алгебраическое суммирование этих сигналов происходит на первичных обмотках трансформатора *Тр4*. Схема позволяет исключить подмагничивание сердечника *Тр4*, поскольку постоянные составляющие коллекторных токов транзисторов *Т1* и *Т2* равны и направлены встречно. Чтобы иметь возможность применять транзисторы без их подбора по характеристикам, в эмиттерные цепи включены резисторы *R2* и *R3*. Напряжение питания суммирующего каскада стабилизируется с помощью

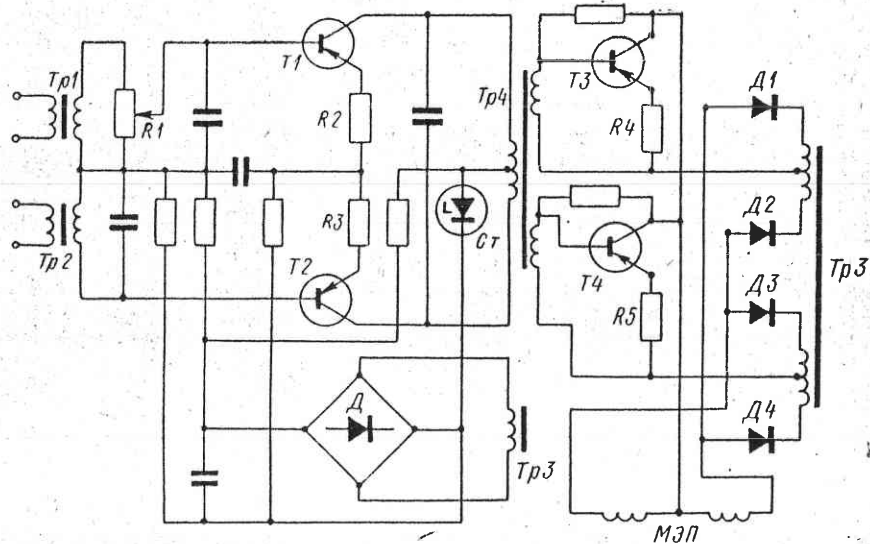


Рис. 68. Схема транзисторного усилителя регулятора скорости типа ЭГР-П

стабилитрона *Ст*. Изменение коэффициента передачи изодромной обратной связи осуществляется с помощью потенциометра *R1*.

От трансформатора *Тр4* суммарный сигнал поступает на фазочувствительный каскад, собранный по двухполупериодной схеме и представляющий собой усилитель мощности с выходом на дифференциальную нагрузку, которой является катушка магнитоэлектрического преобразователя (МЭП) регулятора. Фазочувствительный каскад служит для усиления и преобразования сигнала рассогласования переменного тока в сигнал постоянного тока. Для стабилизации характеристик каскада предусмотрены резисторы *R4* и *R5*, которые существенно снижают влияние изменений температуры окружающей среды.

Схема фазочувствительного каскада позволяет практически полностью исключить «дрейф» нуля усилителя, так как средний ток, протекающий в катушке, МЭП, на зависит от параметров транзисторов *Т3* и *Т4*, а влияние нестабильности обратных токов диодов *Д1—Д2* и *Д3—Д4* очень невелико, поскольку в схеме применены высококачественные кремниевые диоды. Максимальный

ток разбаланса фазочувствительного каскада равен 250 мА при сопротивлении каждой из катушек магнитоэлектрического преобразователя, равном 140 Ом. Максимальная выходная мощность усилителя равна 8,75 Вт.

### 23. Принципиальная схема гидромеханического регулятора скорости типа РМ

Автоматические регуляторы скорости типа РМ изготавливаются Ленинградским металлическим заводом по специальным заказам и предназначены для регулирования крупных радиально-осевых гидротурбин. На рис. 69 представлена принципиальная схема этого регулятора. Измерителем скорости служит ленточный ромбический маятник 2 (см. рис. 54), приводимый электродвигателем 1, который электрической синхронной передачей связан с ротором агрегата. Игла 4 побудительного золотника через рычажные передачи 36 и 41 связана со штоком вспомогательного сервомотора 14. Сервомотор 14 и побудительный золотник маятника образуют позиционную следящую систему, в которой ход поршня вспомогательного сервомотора 14 пропорционален величине смещения подвижной буксы 3. Поршень сервомотора 14 выполнен дифференциальным, и в его верхнюю полость подводится масло под постоянным давлением, а нижняя полость управляется побудительным золотником маятника. Коэффициент передачи от маятника к сервомотору 14 может регулироваться за счет изменения соотношения плеч рычага 41, выполняющего роль жесткой обратной связи. Это достигается путем смещения подвижной опоры рычага 41 с помощью винта 42.

Шток вспомогательного сервомотора 14 управляет второй следящей системой, состоящей из главного золотника 37, выполненного за одно целое с поршнем управляемого сервомотора, рычажной передачи 38 и побудительного золотника 40. Диаметр верхней тарелки золотника 37 больше, чем нижней. В полость между этими тарелками подается масло под давлением от маслонапорной установки, а полость над поршнем управляется побудительным золотником 40. Диаметр верхней тарелки золотника 40 больше, чем нижней, благодаря чему за счет постоянного давления масла, подаваемого в полость между тарелками, создается сила, направленная вверх. Она замыкает рычажные передачи, исключая тем самым люфты, имеющиеся в сочленениях рычагов. Рычажная передача 38 выполняет роль жесткой обратной связи. В результате величина смещения главного золотника 37 пропорциональна ходу поршня сервомотора 14.

Качественные показатели работы рассмотренных следящих систем характеризуются их постоянными времени и коэффициентом усиления цепи маятник — главный золотник. В регуляторе следящие системы выполнены достаточно быстродействующими. Их постоянные времени не больше 0,05 с, а коэффициент





(среднее) положение относительно окон буксы 3. Одновременно поршень сервомотора 14 смещает вниз побудительный золотник 40, который подает в управляемую полость сервомотора главного золотника 37 масло под давлением. В результате золотник 37 перемещается вниз до тех пор, пока побудительный золотник 40 с помощью рычажной передачи 38 не возвратится к среднему положению относительно окон буксы этого золотника.

При опускании главного золотника нижние рабочие окна соединяются с областью давления, а верхние — со сливом. Масло под давлением поступает в полость закрытия сервомотора направляющего аппарата, а из полости открытия масло через золотник 37 уходит на слив. Поршень сервомотора, перемещаясь на закрытие, прикрывает направляющий аппарат, уменьшая мощность турбины. Движение поршня сервомотора будет продолжаться до тех пор, пока главный золотник не займет свое исходное среднее положение. При этом процесс во времени подхода поршня к новому установившемуся положению будет определяться главным образом настройкой параметров изодромной обратной связи  $T_d$  и  $b_i$ .

Проследим движение рассмотренных звеньев системы под действием сигнала обратной связи. При движении поршня сервомотора направляющего аппарата на закрытие вал выключателя поворачивается против часовой стрелки и перемещает поршень 13 катракта вверх. Это происходит сравнительно быстро, и масло через дроссельное отверстие, прикрытое иглой 12, не успевает перетечь из верхней полости катракта в нижнюю. В результате в полости под поршнем 9 создается вакуум, и этот поршень вместе с буксой 3 смещается вниз. Последняя соединит управляемую полость сервомотора 14 с давлением, и все звенья, в том числе и главный золотник 37, возвратятся в среднее положение, при котором направляющий аппарат будет неподвижен.

Однако переходный процесс на этом не закончится. Дальнейшее движение системы в направлении уменьшения открытия направляющего аппарата будет происходить под действием растянутой пружины 9, которая постепенно возвращает поршень 11 в среднее положение и смещает буксу 3 на некоторую величину вверх. В каждый момент времени скорость возврата поршня 11, а следовательно, и процесс движения поршня сервомотора направляющего аппарата будет определяться положением иглы 12 относительно дроссельного отверстия и величиной дополнительного смещения поршня 13, т. е. значениями параметров  $T_d$  и  $b_i$ . Одновременно скорость вращения ротора гидроагрегата постепенно снижается, вследствие этого процесс прихода системы в новое установившееся состояние ускоряется.

Процесс регулирования закончится, когда поршень 11 катракта, сервомотор 14 и главный золотник 37 будут находиться в средних положениях. При этом, если постоянная неравномерности регулятора  $b_p$  установлена равной нулю, то скорость вращения ротора агрегата будет соответствовать первоначальной.

Если же  $b_p \neq 0$ , то при новом положении поршня сервомотора направляющего аппарата скорость вращения будет несколько больше первоначальной, так как в этом случае игла 4 под действием жесткой обратной связи будет смещена вверх на величину, определяемую значением установленного статизма  $b_p$ , т. е. соотношением плеч рычажной передачи 30.

Для изменения скорости гидроагрегата и осуществления синхронизации генератора с энергосистемой служит механизм изменения скорости (МИС) 29, имеющий привод от электродвигателя 27 для дистанционного управления и ручной привод от маховичка 26. Изменение скорости достигается смещением иглы 4 вверх или вниз через рычажную передачу 36. МИС снабжен тремя парами контактов 28. Две пары служат для отключения электродвигателя в крайних положениях, а третья пара, которая замыкается в момент отключения генератора от энергосистемы, предназначена для автоматической установки номинальной скорости вращения агрегата на холостом ходу после сброса нагрузки. Этот механизм служит также для изменения мощности гидроагрегата при его работе на энергосистему. В этом случае скорость вращения маятника остается постоянной независимо от мощности агрегата и выключение иглы 4 осуществляется жесткой обратной связью (статизмом) через рычажную передачу 30.

Регулятор скорости типа РМ снабжен еще двумя устройствами: механизмом 16 ограничения открытия (МОО) и механизмом ограничения по напору. МОО предназначен для пуска и остановки турбины, для ограничения открытия направляющего аппарата, а также для ручного управления скоростью и мощностью гидроагрегата. Он снабжен ручным приводом от маховичка 15 и электрическим — от электродвигателя 17 и имеет три пары контактов 18. Две пары контактов предназначены для отключения электродвигателя 17 в крайних положениях МОО, а третья — для установки МОО в положение пускового открытия.

Выходной шток МОО через рычаг 39, жестко связанный с валом выключателя 35, воздействует на рычажную передачу 38. Когда рычаг 39 касается передачи 38, поршень сервомотора 14 может смещать золотник 40 только вниз, т. е. в сторону закрытия, а при смещении сервомотора 14 вверх его шток отходит от передачи 38, не вызывая перемещения золотника. Таким образом происходит ограничение открытия направляющего аппарата.

Чтобы перевести регулятор на ручное управление от МОО, необходимо подвести рычаг 39 к рычагу 38 и перевести ручку крана переключения 45 в положение «ручное». В этом случае поршень сервомотора 14 переместится в крайнее верхнее положение и его шток не будет оказывать влияния на положение золотника 40 независимо от скорости вращения маятника, а управление открытием турбины можно производить только через МОО. Обратная связь к этому механизму осуществляется от вала выключателя 35.

Механизм ограничения по напору 22 воздействует на передачу 38 через шток МОО и рычаг 39. Ограничение открытия по напору происходит следующим образом. Электрический сигнал, пропорциональный величине напора, подается на электродвигатель 24, который управляет кулачком 21. При увеличении напора рычаг 20 поворачивается против часовой стрелки и через рычаг 19, шток МОО и рычаг 39 воздействует на рычажную передачу 38. Обратной связью для электродвигателя 24 служит сельсин 25. Механизм снабжен маховичком 23, с помощью которого можно вручную осуществлять ограничение открытия направляющего аппарата в зависимости от напора.

#### 24. Принципиальная схема гидромеханического регулятора скорости типа РКМ

Регуляторы скорости типа РКМ (регулятор комплексный, механический), так же как и РМ, изготавливаются заводом по специальному заказу. Они предназначены для управления поворотлопастными гидротурбинами. В колонке регулятора РМ объединены все механизмы для управления сервомотором направляющего аппарата и комбинатор, осуществляющий связь между открытием направляющего аппарата и углом разворота лопастей рабочего колеса турбины. Принципиальная схема этого регулятора представлена на рис. 70.

Для управления открытием направляющего аппарата здесь имеются узлы, аналогичные узлам регулятора РМ: маятник 4, масляный катаракт 5, вспомогательный сервомотор 6, механизм изменения скорости 10, механизм остающейся неравномерности 11, побудительный 13 и главный 12 золотники, механизм ограничения по напору 20.

Выключение изодромной обратной связи осуществляется с помощью электромагнита 1, который через рычажную передачу 2 воздействует на иглу 3, последняя при включении электромагнита 1 опускается вниз и соединяет между собой верхнюю и нижнюю полости катаракта.

В регуляторе РКМ вспомогательный сервомотор 6 кроме усиления мощности выполняет роль ограничителя закрытия направляющего аппарата при сбросах нагрузки с отключением генератора от энергосистемы<sup>1</sup>. С этой целью внутри дифференциального поршня 7 расположена игла 8, которая через рычажную передачу 9 жестко связана с валом выключателя 15. При нормальной работе турбины полость под поршнем 7 свободно сообщается с полостью средних окон побудительного золотника маятника 4. Когда происходит сброс нагрузки, эта полость соединяется со сливом, и поршень 7 смещается вниз под действием давления масла, постоянно подаваемого в полость под поршнем 7.

<sup>1</sup> Авторское свидетельство № 167782.

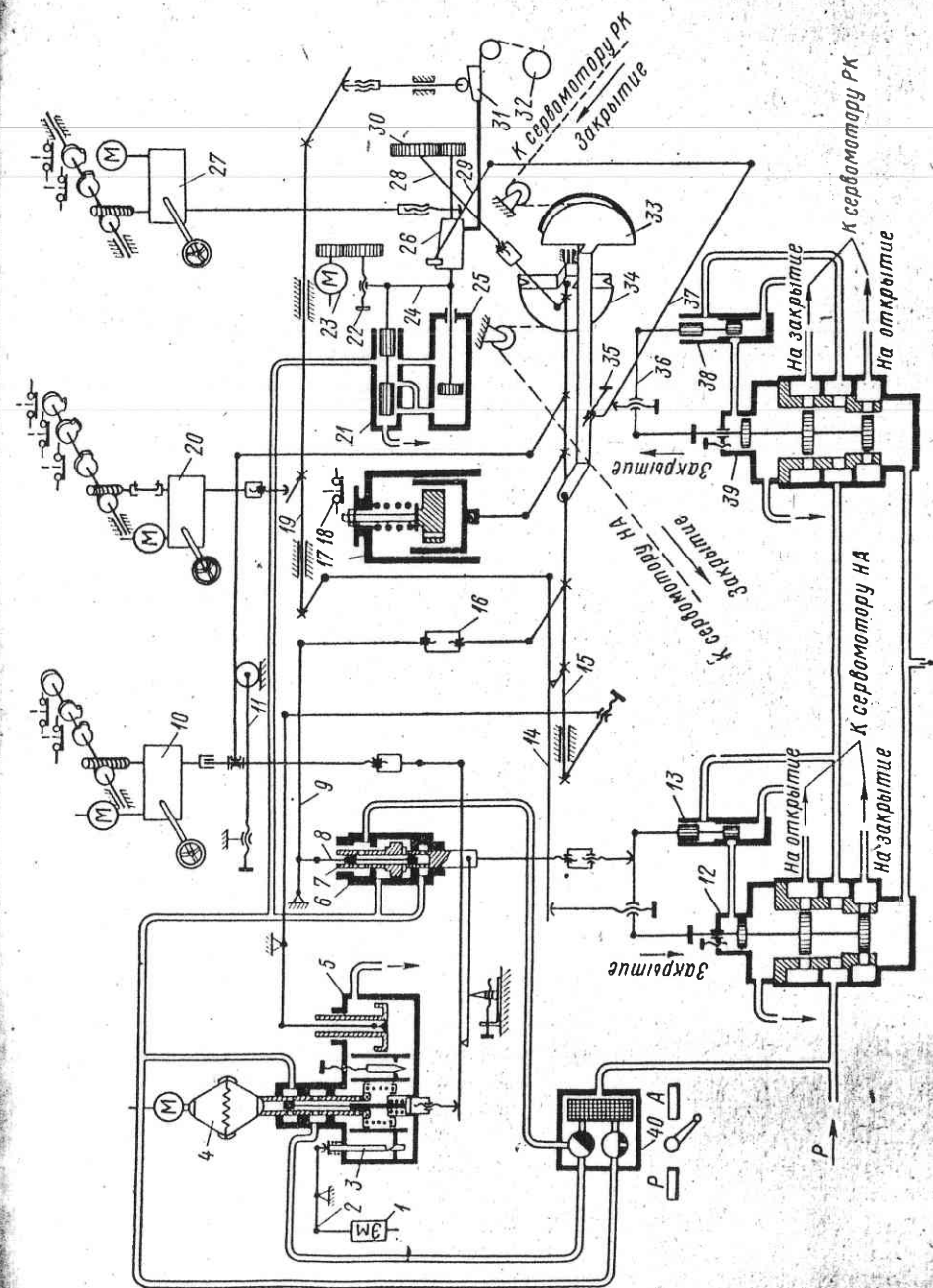


Рис. 70. Схема гидромеханического регулятора скорости типа РКМ



Поршень сервомотора направляющего аппарата перемещается в сторону закрытия и через тросовую передачу и груз 34 поворачивает вал выключателя 15 по часовой стрелке. В результате игла 8, связанная рычажной передачей 9 с валом выключателя, опускается вниз. При некотором открытии направляющего аппарата игла 8 своей нижней тарелкой перекрывает доступ масла от побудительного золотника маятника в нижнюю полость сервомотора 6 и одновременно соединит эту полость с полостью, где масло находится под давлением и постоянно подается в полость под иглой 8 от фильтра 40. Поршень 7, а вместе с ним и главный золотник 12 возвращаются в среднее положение, а сервомотор направляющего аппарата прекращает движение на закрытие, независимо от положения грузов маятника 4. Величина ограничения закрытия может устанавливаться ниже величины открытия холостого хода турбины и регулироваться с помощью муфты 16. Рассмотренное устройство предназначено для предотвращения подъема (подбрасывания) ротора вертикального гидроагрегата при переходе турбины в насосный режим работы в процессе закрытия направляющего аппарата.

В этом регуляторе применена специальная логическая схема противоразгонной защиты гидроагрегата<sup>1</sup>. Для этого в системе автоматики имеется реле числа оборотов, контакты которого срабатывают при увеличении скорости на 15% выше номинальной. Сигнал от реле подается на электромагнит аварийного закрытия (реле и электрическая схема на рисунке не показаны). В электрическую цепь последовательно включены контакты 18 масляного катаракта 17 одностороннего действия. Эти контакты замкнуты, если направляющий аппарат неподвижен или закрывается очень медленно, и разомкнуты, когда направляющий аппарат закрывается с достаточной скоростью. Размыкание контактов 18 осуществляется поршнем катаракта 17.

Схема действует следующим образом. Если после сброса нагрузки направляющий аппарат не закрывается или движется в сторону закрытия с недостаточной скоростью, что указывает на неисправность регулятора, то контакты 18 остаются замкнутыми. Когда скорость вращения агрегата достигнет величины 1,15 от номинальной, срабатывают контакты реле числа оборотов, замыкая электрическую цепь электромагнита. Последний через клапан управления смещает аварийный золотник в положение, при котором направляющий аппарат закрывается независимо от положения главного золотника. В тех же случаях, когда после сброса нагрузки направляющий аппарат закрывается с нормальной скоростью, электромагнит не срабатывает, так как его электрическая цепь размыкается контактами 18.

Приведенная схема противоразгонной защиты гидроагрегата позволяет установить реле числа оборотов на срабатывание при

<sup>1</sup> Авторское свидетельство № 160687.

скорости вращения ниже предела, обусловленного гарантиями регулирования, что дает возможность снизить величину расчетной разгонной скорости агрегата.

Рассмотрим схему управления лопастями рабочего колеса. Связь между углом разворота лопастей и открытием направляющего аппарата осуществляется с помощью кулачка 26 комбинатора, который посредством зубчатой передачи и тяги 28 связан с валом 15 выключателя. Кулачок через рычажные передачи 29, 36 и 37 управляет побудительным 38 и главным 39 золотниками сервомотора рабочего колеса. Обратная связь с сервомотором осуществляется посредством троса, жестко связанного с грузом 33. Кулачок 26 выполнен пространственным. Его профиль соответствует так называемой комбинаторной зависимости, определяющей оптимальный с точки зрения коэффициента полезного действия турбины угол разворота лопастей рабочего колеса в зависимости от величин открытия направляющего аппарата и напора.

Для автоматической настройки регулятора в зависимости от величины действующего напора предусмотрен гидравлический усилитель, состоящий из сервомотора 25 и золотника 21. Поршень этого сервомотора жестко связан с кулачком 26 и смещает его в продольном направлении. Управление гидросилителем осуществляется от электродвигателя 23 или вручную с помощью маховичка 22. Роль жесткой обратной связи от сервомотора 25 выполняет рычаг 24. Сигналы на электродвигатель 23 поступают от специальных поплавковых устройств, контролирующих уровни верхнего и нижнего бьефов ГЭС. Сигнал обратной связи механизма настройки по напору создается с помощью сельсина 32, угол поворота которого пропорционален величине смещения кулачка 26.

Во время пусконаладочных работ часто приходится производить настройку комбинаторной зависимости. Это достигается следующим образом. Если требуется изменить угол наклона комбинаторной кривой, то необходимо изменить плечо рычага 35, а параллельное смещение кривой осуществить за счет перезацепления зубчатой передачи 30.

Для дистанционного или ручного управления лопастями рабочего колеса, а также для их разворота на пусковой угол в регуляторе предусмотрен редуктор 27, имеющий привод от электродвигателя и маховичка. Выходной шток редуктора воздействует на рычажную передачу 29.

Регулятор снабжен также механизмом ограничения открытия (мощности) в зависимости от действующего напора. Для этой цели служит клин 31, который жестко связан с кулачком 26 и повторяет его движение в продольном направлении. При достижении предельной для данного напора мощности клин 31, поворачивая вал 19 ограничителей против часовой стрелки, устанавливает рычаг 14 в такое положение, когда смещение побудительного

золотника 13 в сторону открытия прекращается. При дальнейшем увеличении напора рычаг 14 будет перемещать золотник 13 на закрытие, прикрывая направляющий аппарат.

## 25. Электрическая схема типа ЭГР-2М электрогидравлического регулятора скорости

Электрогидравлический регулятор скорости включает в себя электрическую часть (шкаф электрооборудования) и гидромеханическую колонку управления. С 1970 г. ЛМЗ выпускает регуляторы скорости с универсальной электрической схемой ЭГР-2М, которая пригодна для гидромеханических колонок, устанавли-

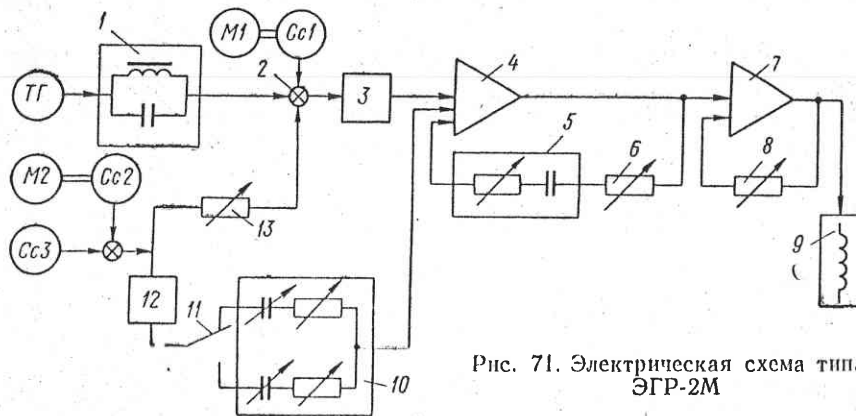


Рис. 71. Электрическая схема типа ЭГР-2М

ваемых на гидротурбинах всех типов. Буквы ЭГР означают, что регулятор электрогидравлический, цифра 2 — номер модификации электрической части, а буква М — магнитный усилитель.

Основные узлы электрической части регулятора были рассмотрены выше, поэтому на рис. 71 электрическая схема показана в упрощенном виде.

Питание электрической схемы осуществляется от тахогенератора ТГ переменного тока, находящегося на валу агрегата. При номинальной скорости вращения агрегата тахогенератор дает ток частотой 50 гц, его напряжение является входным сигналом чувствительного элемента 1, содержащего LC-контур. Последний формирует электрический сигнал, пропорциональный отклонению частоты тахогенератора от 50 Гц. Этот сигнал подается на сумматор 2, где он суммируется с сигналом от резистора 13 и с сигналами от механизма изменения частоты (МИЧ), состоящего из электродвигателя М1 с сельсином Сс1. Суммарный сигнал через фазочувствительный выпрямитель 3 поступает на вход двухкаскадного магнитного усилителя. Сюда же подается сигнал от изодромной обратной связи 10, которая с помощью контактов 11 реле позволяет автоматически изменять параметры  $T_d$  и  $b_i$  при

переводе гидроагрегата из режима работы под нагрузкой в режим холостого хода и обратно.

Для обеспечения достаточно высокого статического коэффициента усиления выявительной части каскад 4 магнитного усилителя охвачен гибкой обратной связью 5 с регулируемым параметрами, а каскад 7 — жесткой обратной связью 8. Регулировка коэффициента усиления осуществляется с помощью резистора 6. Выходной ток магнитного усилителя управляет катушкой 9 магнитоэлектрического преобразователя, который расположен в гидромеханической колонке. Цепи настройки постоянной неравномерности 13 и изодромной обратной связи 10 питаются от сельсина Сс3, работающего в трансформаторном режиме. В цепь изодрома сигнал поступает через фазочувствительный выпрямитель 12. Угол поворота ротора этого сельсина (максимальный угол поворота равен  $60^\circ$ ) пропорционален величине перемещения поршня исполнительного сервомотора. Для изменения мощности агрегата при его работе на энергосистему служит механизм изменения мощности (МИМ), состоящий из электродвигателя М2 и сельсина Сс2. Конструктивно МИЧ, МИМ и сельсин обратной связи Сс3 расположены в гидромеханической колонке регулятора.

Из рис. 71 видна основная особенность рассматриваемой схемы. Здесь для увеличения быстродействия системы регулирования при работе гидроагрегата на мощную энергосистему впервые применена схема подачи управляющих сигналов, предложенная Н. И. Полушкиным [26]. Суть этой схемы заключается в том, что сигнал от механизма изменения мощности (от сельсина Сс2) подается на вход усилителя 4 через электрическую цепь изодрома 10 и статизма 13, а выключение осуществляется от сельсина Сс3, т. е. по каналу управляющих воздействий регулятор работает как следящая система по положению исполнительного сервомотора. Такая схема в значительной степени уменьшает замедляющее действие изодромной обратной связи при реализации управляющих воздействий, особенно при больших значениях параметров настройки изодрома. Однако указанная схема обладает и недостатком, состоящим в том, что время отработки сигнала находится в прямой зависимости от величины установленного статизма  $b_p$  регулятора, причем, чем меньше  $b_p$ , тем больше время отработки.

## 26. Схема гидромеханической колонки управления типа ЭГРК-250-3 электрогидравлического регулятора скорости

Эта колонка предназначена для управления регулирующими органами поворотнлопастной гидротурбины (буква К означает комплексный, цифра 250 — диаметр главных золотников, цифра 3 — номер модификации колонки). Колонка управления вместе с электрической частью (рис. 71) образуют электрогидравлический регулятор скорости типа ЭГРК-2М-250-3.



Схема гидромеханической колонки ЭГРК-250-3 показана на рис. 72. Отметим, что принципиальная схема и конструкция отдельных узлов этой колонки не зависят от размера диаметра главных золотников, поэтому вместо цифры 250 могут быть и другие, например 60, 100, 150, 250, входящие в нормальный ряд диаметров золотников, изготавливаемых заводом.

Электрический сигнал постоянного тока с выхода магнитного усилителя поступает в катушку управления 3, которая находится в поле постоянного магнита 2 и подвешена на двух плоских пружинах 4. Для рассматриваемой схемы коэффициент передачи цепи частота — катушка управления составляет 1,5 мм/%. С катушкой 3 жестко связана заслонка 1, расположенная между двумя соплами 5 гидроусилителя 9 типа «сопло—заслонка». Последний состоит из поршня 6, выполненного вместе с иглой, на котором закреплены два сопла. Игла управляет поршнем 8. Таким образом, гидроусилитель содержит две следящие системы с единичными обратными связями, одна из которых управляется заслонкой 1 и соплами, а вторая — иглой 6.

Поршень 8 гидроусилителя имеет три полости. Средняя полость через фильтр 56 постоянно соединяется с полостью, где масло находится под давлением; верхняя полость в зависимости от положения крана 7 соединена либо с полостью давления, либо со сливом, а нижняя управляется иглой 6.

Поршень 8 выполнен дифференциальным: сумма рабочих площадей нижней и средней полостей больше, чем рабочая площадь над поршнем. Нижняя полость является управляющей. Когда ручка крана 7 находится в положении «автомат», то верхняя полость соединена с давлением масла, в этом случае положение поршня 8 будет точно соответствовать положению поршня 6, управляемого заслонкой 1.

Любое перемещение поршня 8 через рычаг 19 и распор 21 передается на побудительный золотник 28, который управляет вспомогательным (промежуточным) сервомотором 27. Диаметр верхней тарелки этого золотника больше, чем нижний, поэтому в результате давления масла, подаваемого в полость между тарелками, создается сила, направленная вверх, которая замыкает рычажные передачи и распор 21.

Конструктивно побудительный золотник выполнен таким образом, что за счет поворота его иглы осуществляется изменение рабочей ширины окон. Этим достигается плавная регулировка коэффициента усиления вспомогательного сервомотора в пределах  $k_c = 8 \div 45\% / (с \cdot мм)$ .

Шток вспомогательного сервомотора через рычаги 24, 25 поворачивает промежуточный вал 22, с которым через рычаг 20 связаны сельсины *Cc1* и *Cc2*. Электрический сигнал, вырабатываемый сельсином *Cc1*, используется для создания издромной и жесткой (статизма) обратных связей регулятора, а сигнал от *Cc2* — для создания жесткой обратной связи системы группового регу-

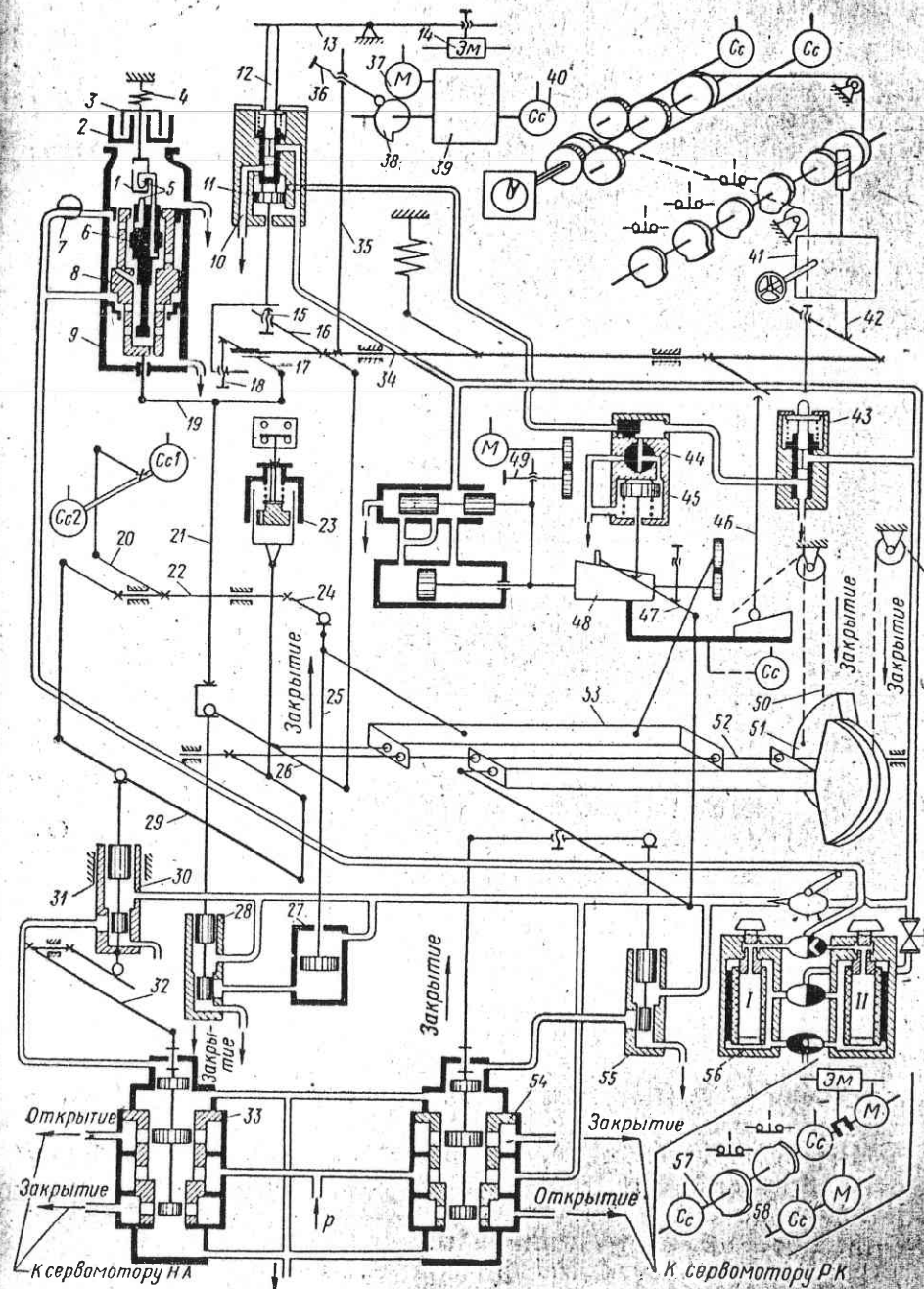


Рис. 72. Гидромеханическая схема колонки управления типа ЭГРК-250-3.



лирования. Промежуточный вал через рычажные передачи 29 связан с побудительным золотником 31 дифференциального типа, который управляет главным золотником 33 сервомотора направляющего аппарата. Подвижная букса 30 побудительного золотника 31 образует жесткую обратную связь с рычагом 32.

Перемещение штока сервомотора направляющего аппарата с помощью тросовой обратной связи 50 и груза 51 передается на вал выключателя 52, который поворачивается и через рычаг 29 возвращает иглу побудительного золотника 31 в исходное среднее положение. Таким образом, побудительный 31 и главный 33 золотники вместе с сервомотором направляющего аппарата образуют силовую следящую систему, и ее положение в точности соответствует положению поршня вспомогательного сервомотора.

Когда ручка переключения крана 7 находится в положении «ручное», полости над и под поршнем 8 соединяются со сливом, и этот поршень под действием давления масла, подаваемого в среднюю полость, смещается вверх, отрывая распор 21 от опоры. В этом случае управление побудительным золотником 28 осуществляется с помощью механизма ограничения открытия 41.

Из рис. 72 видна основная особенность рассматриваемой схемы. Здесь сигналы изодромной обратной связи и постоянной неравномерности создаются за счет смещения поршня вспомогательного сервомотора, а не главного, как у регуляторов на рис. 69 и 70. Такая схема обеспечивает более высокую чувствительность регулятора и дает некоторые удобства при компоновке регуляторного оборудования. В частности, главные золотники могут быть вынесены за пределы гидромеханической колонки и установлены поблизости от исполнительных сервомоторов, как это делают, например, шведские фирмы KMW и NOHAB.

Принципиальная схема автоматического управления лопастями рабочего колеса регулятора ЭГРК-2М-250-3 примерно такая же, как и регулятора РКМ. Отличие состоит в том, что в данном случае управление кулачком 48 комбинатора и золотниками 54, 55 осуществляется от поршня вспомогательного сервомотора, который связан с кулачком 48 посредством рамы 53. Механизмы ограничения открытия 41, настройки по напору 49, ограничения по напору 46, а также противоразгонной защиты 23 в этой схеме такие же, как и в регуляторе РКМ. Электрические механизмы изменения частоты 57 и мощности 58 расположены в гидромеханической колонке.

В рассматриваемом регуляторе впервые применены некоторые дополнительные узлы, относящиеся к элементам автоматики и предназначенные для повышения надежности работы гидроагрегата. Кратко рассмотрим эти узлы.

1) Устройство ограничения закрытия 10 направляющего аппарата после сброса нагрузки. Оно служит для предохранения от подъема ротора гидроагрегата при переходе турбины в насосный режим работы в процессе сброса нагрузки. Это устройство состоит

из поршня 11 с золотником 12, управляемым через рычажную передачу 13 электромагнитом 14. Последний срабатывает от контактов генераторного выключателя и смещает вниз золотник 12. В результате поршень 11 смещается вниз и через рычаги 16, 26 перемещает в сторону закрытия побудительный золотник 28. Одновременно поршень 11 с помощью рычагов 17, 19 и винта 18 поднимает вверх распор 21, тем самым исключая из работы гидросилу 9 с электрической частью регулятора. Величина хода поршня вспомогательного сервомотора в сторону закрытия будет определяться только положением регулировочного винта 15. Когда скорость вращения гидроагрегата достигает номинального значения, электромагнит 14 возвращается в исходное положение, поршень 11 поднимается вверх и автоматическая часть регулятора восстанавливается.

2) Устройство ограничения открытия в зависимости от действующего напора и высоты отсасывания, состоящее из редуктора 39, электродвигателя 37, сельсина 40, кулачка 38, регулировочного винта 36 и рычага 35. Согласно эксплуатационной характеристике, мощность турбины при данном напоре должна быть ограничена высотой отсасывания  $H_s$ . Это связано с тем, что с уменьшением  $H_s$  увеличиваются кавитационные разрушения рабочего колеса и проточного тракта турбины. Данное устройство предназначено для автоматического исключения работы турбины в режимах, сопровождающихся повышенной кавитацией. Это устройство работает следующим образом. От общестанционных устройств электрический сигнал, пропорциональный действующему напору и величине  $H_s$ , подается на электродвигатель 37, который через редуктор 39, кулачок 38 и рычаг 35 поворачивает вал ограничителей 34 и воздействует на побудительный золотник 28. Жесткая обратная связь по положению кулачка 38 осуществляется с помощью сельсина 40.

3) Гидравлическая система для автоматического разворота лопастей рабочего колеса на пусковой угол. Эта система состоит из механизма управления 44 и золотника 43. При остановке турбины шток механизма ограничения открытия 42 смещается в положение полного закрытия и перемещает вниз золотник 43. От золотника масло под давлением поступает в полость над поршнем 45, который смещается вниз и устанавливает рычаг 47 в положение, соответствующее пусковому углу разворота лопастей. Величина пускового угла регулируется с помощью винта на поршне 45.

## 27. Гидромеханическая схема колонки управления типа ЭГРК-100 (150)-4 электрогидравлического регулятора скорости

Гидромеханическая колонка типа ЭГРК-100 (150)-4 так же, как и колонка ЭГРК-250-3, рассмотренная выше, предназначена для управления регулирующими органами поворотлопастной гидротурбины и вместе с электрической частью (рис. 71) образует элек-

трогидравлический регулятор скорости типа ЭГРК-2М-100 (150)-4 (размеры диаметров главных золотников могут быть и другими).

Схема этой колонки показана на рис. 73. Большинство ее узлов выполнены такими же, как и в колонке ЭГРК-250-3. К ним относятся: магнитоэлектрический преобразователь 1, гидроусилитель типа «сопло—заслонка» 2, гидроусилитель 6 с магнитом 7, все механизмы для управления лопастями рабочего колеса 8, 9, 10, 11, 13, механизм ограничения открытия 12, механизм ограничения мощности по напору 14, механизм обратных связей 19, рычаг 17 и распор 18, побудительный золотник 21, фильтр 24 и механизмы изменения скорости 25 и мощности 26, а главные золотники 15 и 23 отличаются лишь диаметром.

Отметим основные особенности этой схемы.

1) В отличие от колонки, приведенной на рис. 72, в ЭГРК-100 (150)-4 обратные связи взяты от главного сервомотора. С этой целью роторы сельсинов механизма обратных связей 19 через рычаг 20 жестко связаны с валом выключателя 16.

2) В схеме противоразгонной защиты гидроагрегата контакты 22 контролируют движение главного золотника, а не сервомотора направляющего аппарата, как в колонке ЭГРК-250-3. Это дало возможность отказаться от масляного катаракта, используемого для переключения контактов, и несколько упростить конструкцию данного узла.

Однако установка контактов на главном золотнике снижает надежность работы противоразгонной защиты по сравнению со схемой на рис. 72. Например, на некоторых ГЭС для аварийного закрытия направляющего аппарата иногда применяются специальные аварийные маслonaпорные установки (АМНУ), которые служат в качестве аккумуляторов давления в тех случаях, когда по каким-либо причинам падает давление в основной МНУ до аварийно низкого значения. Если при этом происходит сброс нагрузки, то главный золотник смещается вниз и размыкает контакты 22, но из-за падения давления в МНУ может оказаться, что направляющий аппарат не закрывается. В то же время противоразгонная защита не срабатывает, так как контакты 22 разомкнуты.

Кроме того, нужно отметить, что срок службы контактов, установленных на золотнике, будет, по-видимому, значительно меньше по сравнению с их установкой на масляном катаракте, так как на рис. 72 момент срабатывания контактов находится в зависимости от скорости движения поршня сервомотора, а на рис. 73 момент их срабатывания определяется ходом главного золотника. Если учесть, что в этом регуляторе устанавливается сравнительно высокое значение коэффициента усиления цепи частота — главный золотник ( $\sim 15$  мм/%), то для хода золотника 3—4 мм контакты 22 будут срабатывать при отклонениях частоты на величину, примерно равную 0,2%. Такие отклонения с достаточно малым

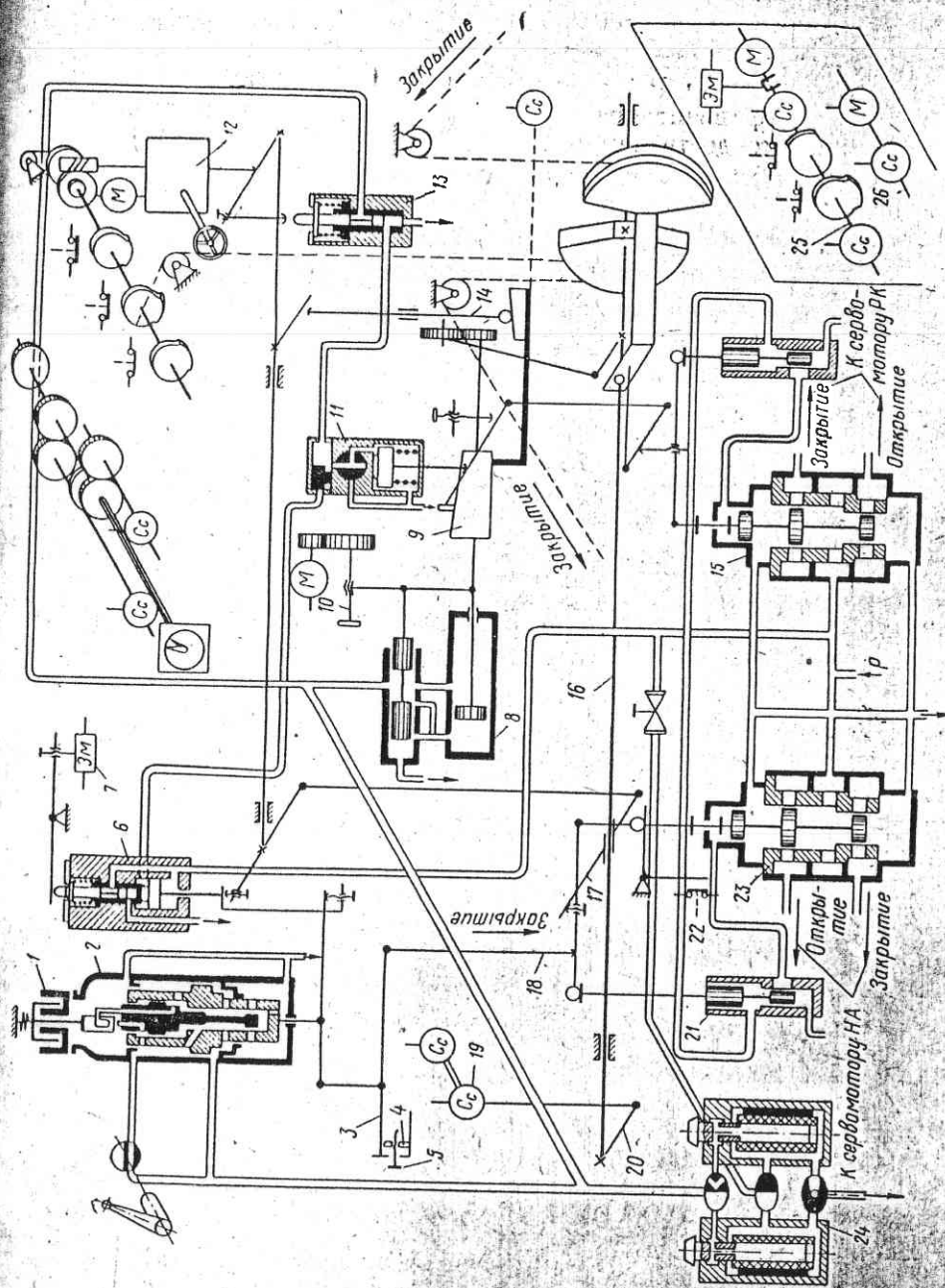


Рис. 73. Гидромеханическая схема колонки управления типа ЭГРК-100 (150)-4

периодом в эксплуатационных условиях являются нормальным явлением, особенно для режима холостого хода. Следовательно, частота срабатывания контактов (рис. 73) будет значительно больше, чем это имеет место в схеме на рис. 72.

3) В колонке ЭГРК-100 (150)-4 предусмотрена плавная регулировка коэффициента передачи от гидроусилителя до главного золотника. Это достигается за счет смещения опоры 4 рычага 3 с помощью винта 5. Диапазон изменения коэффициента передачи составляет 2—5,25.

#### 28. Гидромеханическая схема колонки управления типа ЭГР-100 (150)-4 электрогидравлического регулятора скорости

Для управления регулирующим органом радиально-осевой гидротурбины Ленинградский металлический завод выпускает колонку управления типа ЭГР-100(150)-4 с диаметром главного золотника 100 и 150 мм (в принципе размер диаметра может быть и другим). В комплекте с электрической частью колонка образует электрогидравлический регулятор скорости типа ЭГР-2М-100(150)-4. Принципиальная схема этой колонки управления приведена на рис. 74. Основные узлы, к которым относятся магнитоэлектрический преобразователь 12, гидроусилитель типа сопло—заслонка 11, механизм ограничения открытия 8, контактное устройство противоразгонной защиты 20, механизм обратных связей 10 и фильтр 22, конструктивно выполнены такими же, как и в колонках, рассмотренных в предыдущих параграфах.

Гидроусилитель 11 через рычаг 13 и распор 14 управляет побудительным золотником 16. При смещениях иглы этого золотника вверх или вниз полость над поршнем главного золотника 19 соединяется либо со сливом, либо с давлением масла, постоянно подаваемого в полость между тарелками золотника. Выключение последнего осуществляется с помощью рычага 17. Главный золотник 19 управляет сервомотором направляющего аппарата. Поршень этого сервомотора посредством троса 21 связан с валом 15 выключателя. Таким образом, угол поворота вала пропорционален величине смещения поршня сервомотора направляющего аппарата. С валом выключателя жестко связаны роторы сельсинов механизма обратных связей 10, вырабатывающих электрический сигнал для создания постоянной неравномерности и изодромной обратной связи.

По сравнению с ранее рассмотренными схемами в колонке ЭГР-100(150)-4 несколько иначе выполнен механизм ограничения мощности по напору. От общестанционных устройств электрический сигнал, пропорциональный действующему напору, поступает на электродвигатель 3, который соединен с редуктором 2. На выходном валу 4 редуктора жестко закреплен кулачок 5, поворачивающий рычаг 6, закрепленный на тяге 9. Электрический

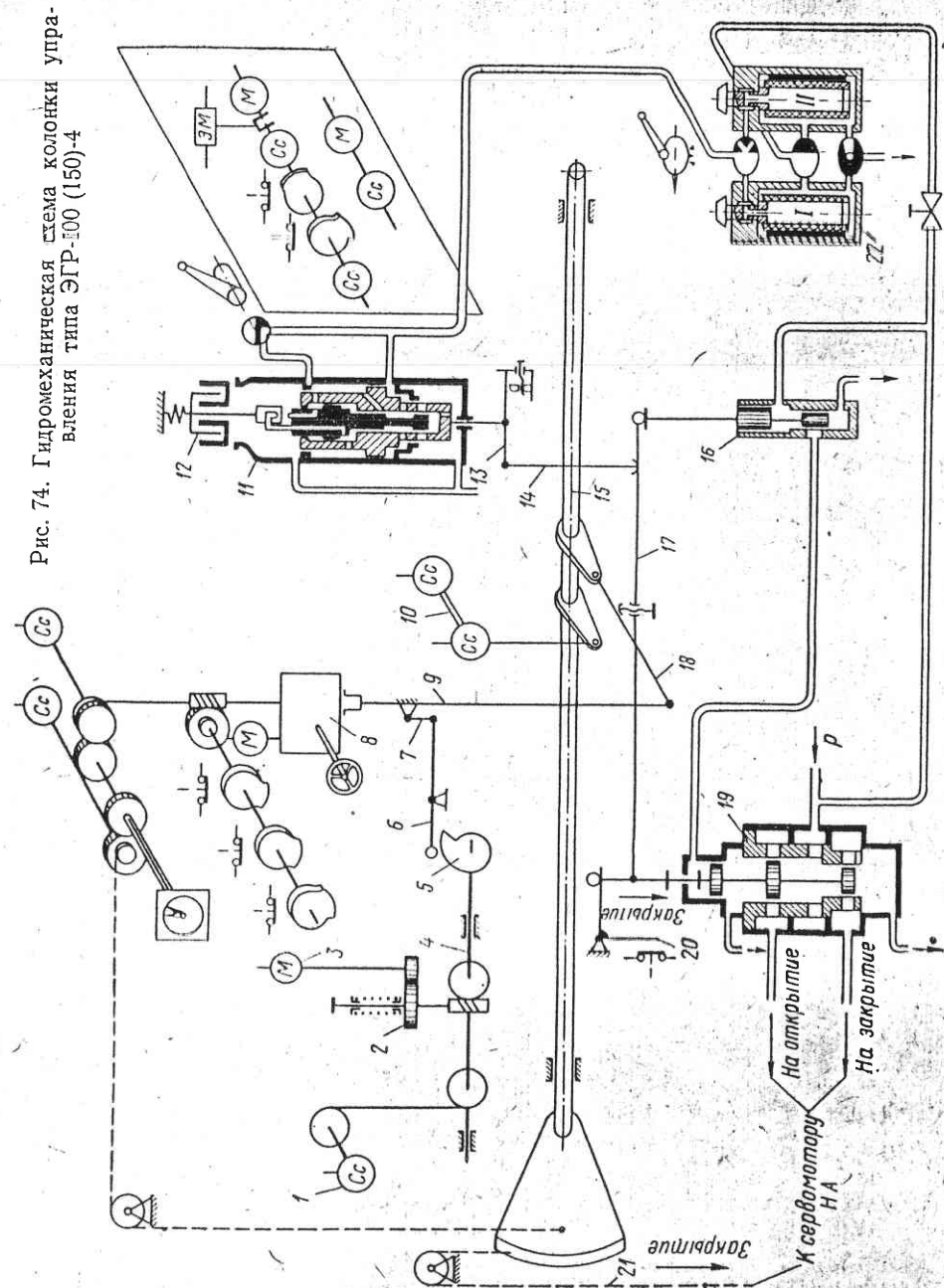
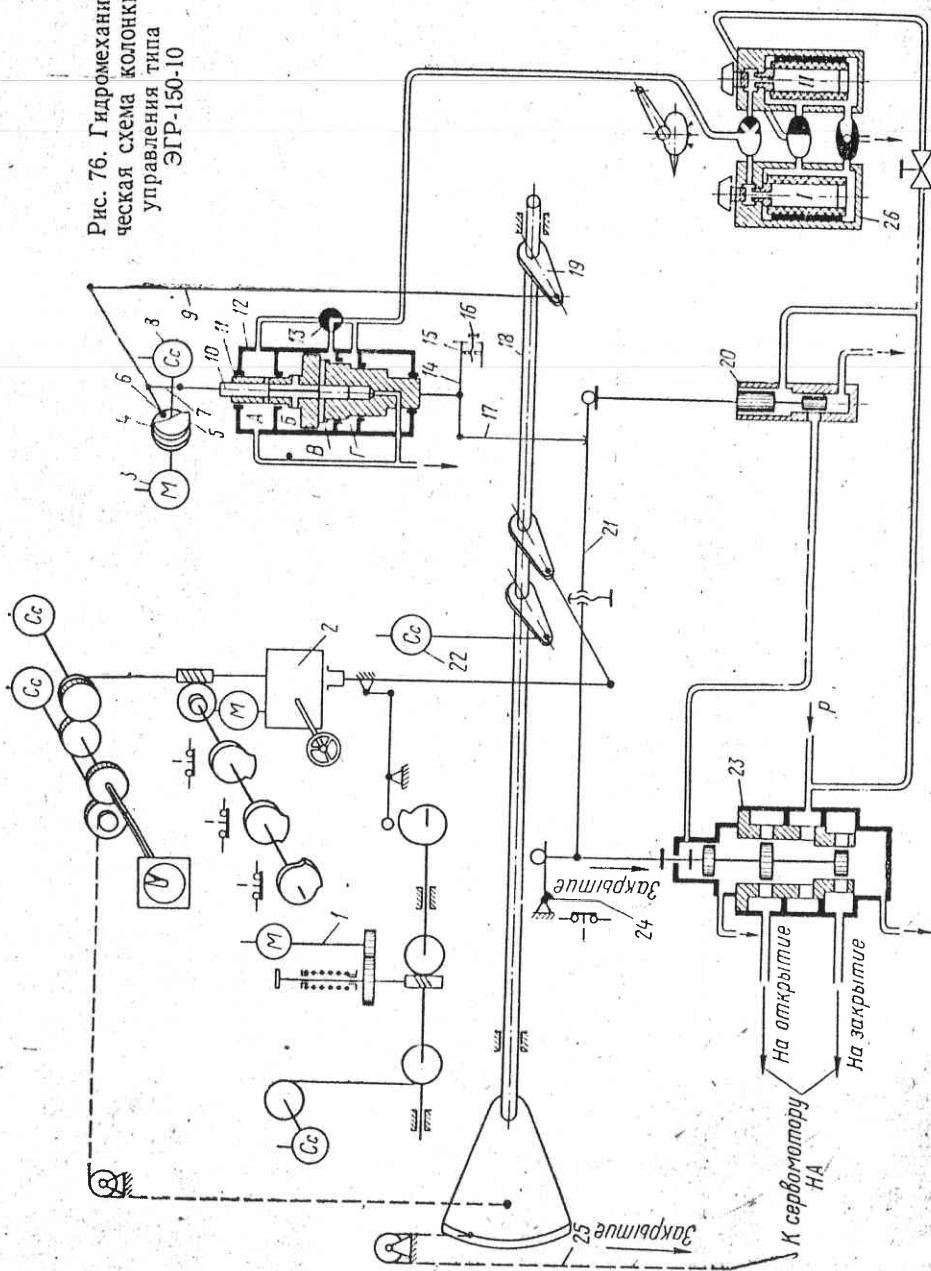


Рис. 74. Гидромеханическая схема колонки управления типа ЭГР-100 (150)-4





Рис. 76. Гидромеханическая схема колонки управления типа ЭГР-150-10



Из сравнения электрических схем рис. 71 и 75 видна основная особенность рассматриваемого регулятора. Здесь сигнал воздействия по скорости окончательно вырабатывается выявителем в виде выходного интегратора, а усилитель-преобразователь суммирует и усиливает все входные сигналы, направленные на изменение активной мощности агрегата, и преобразует их в пропорциональные механические перемещения. Как будет показано в гл. V, такая структура регулятора позволяет получить ряд преимуществ по сравнению с регуляторами изодромными и с воздействием по производной (ускорению).

Рассмотрим схему гидромеханической колонки управления (рис. 76) типа ЭГР-150-10, входящей в комплект регулятора ЭГР-И-150-10. В этой колонке механизм ограничения открытия 2, механизм ограничения мощности по напору 1, контактное устройство 24 и фильтр 26 являются типовыми узлами и конструктивно не отличаются от подобных узлов колонки управления типа ЭГР-100(150)-4.

В качестве электромеханического преобразователя используется электродвигатель 3 со встроенным редуктором, который вместе с сельсином 8 и магнитным усилителем (поз. 17 на рис. 75) образует электромеханическую следящую систему. Связь между электродвигателем и сельсином осуществляется с помощью фрикционной муфты 4. Ее полумуфта 5, закрепленная на валу сельсина, жестко связана с тягой 7 и через рычаг 6 управляет иглой 10 гидроусилителя 12. Дифференциальный поршень 11 гидроусилителя, повторяющий движение иглы, образует в корпусе четыре полости: А — сливная, В — управляемая, В — в зависимости от положения крана 13 соединена либо с давлением масла, либо со сливом, а в полость Г постоянно подается масло под давлением.

На схеме кран изображен в положении «автомат», при котором полость В соединена с давлением масла. В этом случае при смещении иглы 10, например вниз, что соответствует повороту муфты 4 в направлении по часовой стрелке, полость В через радиальные окна в поршне соединяется с полостью В и поршень 11 перемещается вниз, так как рабочая площадь поршня полости В больше, чем сумма рабочих площадей поршня полостей В и Г. Движение поршня прекратится, когда он займет первоначальное относительно иглы 10 положение, т. е. поршень повторяет движение иглы, а следовательно, и муфты 4. Полному углу поворота муфты 4, равному 60°, соответствует ход иглы 10, равный 20 мм. Максимальный же ход поршня ограничен величиной допуска  $\pm 2$  мм.

Перемещение поршня 11 через рычаг 14 и распор 17 передается на побудительный золотник 20, который управляет поршнем главного золотника 23. Выключение побудительного золотника 20 осуществляется с помощью рычага 21. При смещении главного золотника вниз поршень сервомотора направляющего аппарата перемещается в сторону закрытия и через трос 25 поворачивает вал выключателя 18 в направлении движения часовой стрелки.

В результате соединенная с рычагом 19 тяга 9 поднимается вверх и через рычаг 6 возвращает иглу 10, а вместе с ней и поршень 11 в исходное среднее положение. Вместе с поршнем возвращается в среднее положение и главный золотник 23, прекращая тем самым движение направляющего аппарата.

Таким образом, положение поршня сервомотора направляющего аппарата в точности соответствует положению муфты 4, т. е. гидромеханическая колонка управления представляет собой силовую следящую систему, обрабатывающую сигналы, подаваемые на вход электромеханической следящей системы.

В колонке предусмотрена возможность изменения коэффициента передачи от гидроусилителя 12 до главного золотника. Это осуществляется с помощью подвижной опоры 15, перемещаемой винтом 16. Коэффициент передачи изменяется в пределах от 8,6 до 28,5.

С валом выключателя 18 жестко связан ротор сельсина 22, который используется в схеме следящего привода механизма изменения скорости для предотвращения изменения открытия направляющего аппарата при переводе агрегата из режима группового регулирования в режим индивидуального регулирования.

Для ручного управления открытием направляющего аппарата необходимо кран 13 установить в положение «ручное». При этом полость В гидроусилителя соединяется со сливом и поршень 11 под действием давления масла, постоянно подаваемого в полость Г, смещается в крайнее верхнее положение независимо от положения иглы 10. В этом случае управление главным золотником осуществляется с помощью механизма ограничения открытия.

РАСЧЕТ УСТОЙЧИВОСТИ  
И ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ  
СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ГИДРОАГРЕГАТА

30. Требования к регуляторам скорости

Одним из основных требований, предъявляемых к регуляторам скорости, является обеспечение устойчивости замкнутой системы регулирования. По сравнению с регулированием других первичных двигателей (паровые и газовые турбины, двигатели внутреннего сгорания и др.) условия работы системы регулирования гидротурбины значительно сложнее. Это объясняется главным образом возникновением гидравлического удара в подводящих и отводящих напорных водоводах при изменении открытия регулирующего органа. Если, например, из-за повышения скорости вращения гидроагрегата автоматический регулятор закрывает направляющий аппарат, то это приводит к уменьшению расхода через турбину, а следовательно, к уменьшению скорости движения воды. Последнее всегда сопровождается повышением давления перед рабочим колесом и понижением давления за ним, т. е. в данном случае действующий напор турбины возрастает. В результате в начальный период времени после начала закрытия, несмотря на снижение расхода, момент на валу турбины возрастает, что еще больше увеличивает скорость вращения гидроагрегата.

Величина повышения давления (напора), как известно, будет тем больше, чем больше скорость закрытия регулирующего органа.

При движении направляющего аппарата в сторону открытия будет наблюдаться обратная картина. Таким образом, гидравлический удар, возникающий в процессе регулирования, как бы препятствует действию регулятора скорости. Эта особенность накладывает определенные ограничения на работу системы регулирования гидротурбины.

Вторая особенность данной системы заключается в многообразии возможных режимов эксплуатации гидроагрегата, которые существенно отличаются друг от друга с точки зрения динамики автоматического регулирования. Основными режимами являются: работа на энергосистему большой мощности, работа на изолированную (выделенную) нагрузку, работа на холостом ходу и работа при сбросах нагрузки с отключением генератора от энергосистемы. Такое разнообразие режимов эксплуатации гидроагрегатов выдвигает ряд противоречивых требований к регулятору



скорости, затрудняющих решение вопроса о выборе его параметров настройки.

С точки зрения обеспечения устойчивости системы регулирования наиболее тяжелыми режимами являются работа гидроагрегата на изолированную нагрузку и на холостом ходу, что объясняется малым суммарным коэффициентом саморегулирования управляемой системы. В тех же случаях, когда гидроагрегат работает в мощную энергосистему, когда систему регулирования можно считать разомкнутой по частоте (скорости), вопрос об устойчивости данного агрегата не возникает ввиду громадного синхронизирующего момента, развиваемого генератором. Этот момент создает мощное стабилизирующее воздействие, обеспечивающее устойчивость системы регулирования при весьма малых значениях параметров корректирующих устройств регулятора. При работе гидроагрегата на изолированную нагрузку, наоборот, синхронизирующий момент полностью отсутствует и устойчивость будет определяться только параметрами управляемой системы.

Необходимо отметить, что в последнее время вопрос об обеспечении устойчивости изолированно работающего гидроагрегата заметно усложнился в связи со значительным увеличением единичной мощности установки, расхода воды через турбину и длины напорных трубопроводов. Эти факторы приводят к уменьшению постоянной времени гидроагрегата и увеличению постоянной времени трубопровода, что оказывает отрицательное влияние на устойчивость системы регулирования.

Условия регулирования скорости в значительной степени зависят также от типа гидротурбины. В этом отношении наибольшую трудность представляют ковшовые турбины и горизонтальные капсульные гидроагрегаты. Те и другие обладают сравнительно малой инерционностью, а установки с ковшовыми турбинами, кроме того, имеют, как правило, длинные напорные трубопроводы.

На выбор параметров регулятора скорости существенное влияние оказывают и особенности системы возбуждения генератора. Ее действие определяет динамический коэффициент саморегулирования нагрузки, причем чем выше инерционность регулятора возбуждения, тем сильнее эффект саморегулирования. Применяемые в настоящее время быстродействующие регуляторы возбуждения в существенном диапазоне частот практически поддерживают напряжение генератора строго постоянным, и в большинстве случаев коэффициент саморегулирования нагрузки определяется по ее статической характеристике.

Несмотря на отмеченные выше трудности регулирования, теоретически и практически доказано, что устойчивость системы регулирования при работе гидроагрегата на холостом ходу и на изолированную нагрузку всегда может быть обеспечена регуляторами скорости с воздействием по ускорению или с изодромной

обратной связью. Важно лишь правильно выбрать характеристики и параметры регулятора скорости.

Однако требования к регуляторам не ограничиваются вопросами устойчивости замкнутой системы регулирования. Необходимо еще так выбрать его параметры, чтобы обеспечить желаемое качество переходных процессов, которое определяется отклонением частоты в энергосистеме при изменениях нагрузки и временем установления нового режима или быстрого действия системы.

На качество поддержания частоты в энергосистеме существенное влияние оказывает также чувствительность регулятора скорости. Очевидно, чем выше быстродействие регулятора и чем меньше его мертвая зона (зона нечувствительности), тем меньше будет отклонения частоты в энергосистеме от заданного значения. Согласно ГОСТ 5.180—69, мертвая зона регуляторов не должна превышать величину 0,04%. Следует отметить, что многие зарубежные фирмы («Neupric», «Nohab», «Hitachi» и др.) выпускают регуляторы скорости с мертвой зоной 0,01—0,02%.

Малая величина зоны нечувствительности, в свою очередь, повышает требования и к стабильности регулятора, так как его уставка по частоте должна поддерживаться постоянной, по крайней мере с точностью, определяемой величиной мертвой зоны. Такие жесткие требования в отношении чувствительности регуляторов обусловлены главным образом необходимостью регулирования перетоков мощности по линиям электропередачи.

В современных мощных энергообъединениях регуляторы скорости должны обладать не только высокими качественными показателями работы по каналу частоты, но и наилучшим образом реагировать на различные управляющие воздействия (оперативные диспетчерские команды, сигналы, ограничивающие перетоки мощности по линиям и т. д.). Качество работы регулятора по каналу управляющих воздействий при условии постоянства частоты в энергосистеме обычно характеризуется быстродействием по сигналу управления, под которым понимается время реализации 90—95% поданного на вход регулятора сигнала. Требования к быстродействию отработки управляющих воздействий, очевидно, зависят от типа входного сигнала. Следовательно, схема регулятора должна предусматривать возможность введения независимой по отношению к каналу частоты настройки быстрого действия для различных видов входных воздействий.

Кроме этого, при отключениях генератора от энергосистемы (сброс нагрузки) автоматический регулятор должен обеспечить такой процесс закрытия регулирующего органа, чтобы повышения скорости вращения гидроагрегата, давления воды в напорном трубопроводе и понижение давления в отсасывающей трубе не превосходили определенных величин, которые для каждой турбины включены в так называемые гарантии регулирования. Накладываемые при этом ограничения на величины повышения давления в напорной части турбины и понижения давления

в отсасывающей трубе определяют максимально допустимую скорость закрытия регулирующих органов. Последняя оказывает существенное влияние на динамику системы регулирования при ее нормальной работе.

Что касается скорости открытия регулирующего органа, то ограничений здесь значительно меньше, так как мгновенный наброс нагрузки в эксплуатационных условиях практически исключен. Поэтому принципиально скорость открытия может быть выбрана значительно больше скорости закрытия. Однако исследование [10] и практика эксплуатации гидротурбин показывают, что, начиная с некоторых значений скорости открытия, дальнейшее ее увеличение не приводит к увеличению скорости изменения нагрузки турбины. Из этих соображений на практике, как правило, скорости открытия и закрытия устанавливаются одинаковыми.

В последнее время в связи с повсеместным внедрением электрогидравлических регуляторов скорости на них возложены весьма важные и ответственные дополнительные функции. Кроме пуска, остановки, синхронизации, регулирования частоты в энергосистеме и изменения нагрузки регулятор скорости должен обеспечивать групповое управление гидроагрегатами как по статической, так и по астатической характеристикам, а также некоторые функции аварийных защит. К ним относятся защита гидроагрегата от разгона и предохранение от подъема ротора агрегата с поворотной лопастью турбины в процессе сброса нагрузки.

Подъем ротора может произойти вследствие перехода поворотной лопастью турбины в насосный режим работы, который характеризуется повышением давления в зоне под рабочим колесом и образованием глубокого вакуума над ним. Возникающее при этом направленное вверх усилие иногда превосходит вес вращающихся частей, поднимает ротор и разрушает некоторые узлы гидроагрегата. Экспериментальные исследования показывают, что при данной скорости вращения гидроагрегата максимальная величина подъемной силы имеет место при открытиях направляющего аппарата порядка 2—5% от максимального и мало зависит от угла разворота лопастей рабочего колеса. С увеличением скорости вращения подъемная сила возрастает.

На гидроагрегатах, оборудованных регуляторами скорости типа ЭГРК и ЭГРК-М, для предохранения ротора от подъема производится соответствующий выбор параметров настройки изодрома, при которых в процессе сброса нагрузки направляющий аппарат закрывается не полностью, а лишь до открытия, соответствующего 8—10% от максимального. Однако следует отметить, что выбранные таким образом параметры изодрома часто оказываются значительно больше тех значений, которые необходимы для получения хорошего качества регулирования и быстродействия в режиме холостого хода. Поэтому такую настройку регулятора следует производить только в тех случаях, когда это дей-

ствительно необходимо, т. е. когда в реальных условиях возможен подъем ротора.

В регуляторах ЛМЗ для предохранения ротора от подъема применяются специальные устройства, ограничивающие закрытие направляющего аппарата при сбросах нагрузки.

Таковы в основных чертах требования, предъявляемые к современным регуляторам скорости гидротурбин. Значительное их усложнение привело к созданию электрогидравлических регуляторов (ЭГР), которые показали высокие статические, динамические и эксплуатационные качества, а также надежность. В настоящее время ЭГР выпускаются всеми ведущими гидротурбинными фирмами мира.

Кроме общеизвестных преимуществ ЭГР по сравнению с гидромеханическими регуляторами они обладают еще одним замечательным качеством, которое постепенно используется в практике проектирования. Это качество заключается в том, что на базе электрических устройств возможно создать принципиально любую структурную схему системы регулирования, обладающую высокими качественными показателями во всех режимах ее работы и отвечающую указанным выше требованиям.

Уже сейчас для улучшения динамических качеств системы регулирования многие фирмы выпускают ЭГР с дополнительными воздействиями по ускорению, по интегралу от отклонения скорости, заменяют различные механические звенья электрическими (передачи прямых и обратных связей, ограничители открытия, комбинаторы поворотной лопастью турбин и т. д.). Это говорит об исключительно широких возможностях ЭГР в решении вопросов автоматического регулирования и управления гидроагрегатами. Однако для правильного использования этих возможностей необходимо иметь абсолютно надежные методы расчета динамики регулирования, позволяющие достаточно обоснованно выбрать структурную схему системы регулирования и параметры регулятора.

Ниже рассматривается уточненная методика расчета устойчивости и выбора параметров регулятора скорости, применяемая на Металлическом заводе при расчетах и проектировании систем регулирования гидроагрегатов. Эта методика позволяет не только выбрать параметры регулятора с известной структурой, но и решить вопрос о наиболее рациональной структурной схеме системы регулирования.

Расчет проводится для наиболее тяжелых режимов: работа гидроагрегата на изолированную нагрузку и холостой ход. Хотя работа на изолированную нагрузку встречается очень редко в отечественных энергосистемах, однако такой выбор режима работы является логичным, так как даже на крупных ГЭС имеют место случаи, когда в результате отключения линий электропередачи станция или группа агрегатов оказывается работающей на выделенный район. Так, например, на Братской ГЭС были случаи отключения линии, на которую работали три гидроагрегата

единичной мощности по 230 МВт. При этом нагрузка потребителей выделенного района составляла всего лишь 200 МВт. На Волжской ГЭС им. XII съезда КПСС имели место случаи работы группы из девяти агрегатов единичной мощности по 115 МВт на выделенный район с нагрузкой 900 МВт.

Необходимо также учитывать, что если в энергосистеме любой мощности все параллельно работающие агрегаты принимают участие в регулировании частоты, то с точки зрения устойчивости и качества регулирования это равносильно работе на изолированную нагрузку одного агрегата, мощность которого соответствует суммарной мощности всех агрегатов.

### 31. Вывод передаточной функции гидроагрегата

В основу исследований динамики автоматического регулирования обычно закладывается тот или иной способ математического описания гидроагрегата как объекта регулирования. Часто при составлении дифференциального уравнения турбины принимаются ряд допущений, многие из которых являются недостаточно обоснованными. Например, не учитывается изменение расхода воды через турбину в зависимости от скорости вращения; влияние лопастей рабочего колеса поворотнолопастной турбины учитывается или в предположении, что постоянная времени сервомотора рабочего колеса бесконечно велика (процеллерная турбина), или в предположении, что эта постоянная времени равна нулю (идеальная поворотнолопастная турбина).

В ряде случаев при учете саморегулирования управляемой системы принимают, что коэффициенты саморегулирования турбины и нагрузки равны между собой и противоположны по знаку. Иногда, хотя и очень редко, не учитывается и гидравлический удар.

Подобные допущения, безусловно, упрощают расчет динамики регулирования, но в то же время приводят к значительным погрешностям в определении параметров настройки регулятора скорости. Поэтому ниже при выводе передаточной функции гидроагрегата учитываются все основные факторы, влияющие на устойчивость системы и качество процессов регулирования.

Вначале рассмотрим передаточную функцию установки с поворотнолопастной турбиной и из нее получим передаточные функции установок с другими типами турбин.

Динамика движения ротора гидроагрегата описывается уравнением (1.2).

$$I \frac{d\omega}{dt} = M_t - M_g.$$

Выразим это уравнение через относительные величины. Для этого обозначим:

$$\frac{\omega - \omega_n}{\omega_n} = x; \quad \frac{M_t}{M_{tn}} = m_t; \quad \frac{M_g}{M_{gn}} = m_g, \quad (4.1)$$

где индексом  $n$  обозначены номинальные (расчетные) значения соответствующих величин. Разделим выражение (1.2) на  $M_{tn}$  и, учитывая, что  $\frac{d\omega}{dt} = \omega_n \frac{dx}{dt}$ , получим

$$\frac{I\omega_n}{M_{tn}} \frac{dx}{dt} = m_t - m_g. \quad (4.2)$$

Величина  $\frac{I\omega_n}{M_{tn}} = T_a$ , измеряется в с и называется постоянной времени гидроагрегата. Физически  $T_a$  — это время, в течение которого агрегат достигает номинальной скорости вращения при номинальном моменте. В практических расчетах величину  $T_a$  удобнее определять по формуле

$$T_a = \frac{GD^2 n_n^2}{365 P_n}, \quad (4.3)$$

где  $GD^2$  — маховой момент ротора агрегата в  $тс \cdot м^2$ ;  $P_n$  — номинальная мощность агрегата в кВт;  $n_n$  — в об/мин.

В результате в относительных величинах уравнение машины имеет вид

$$T_a x p = m_t - m_g. \quad (4.4)$$

Вернемся к уравнению (1.3) и запишем его также в относительных величинах. Дополнительно введем следующие обозначения:

$$q = \frac{Q}{Q_n}, \quad h = \frac{H - H_n}{H_n}, \quad \chi = \frac{\eta_t}{\eta_{tn}}. \quad (4.5)$$

Из (4.1) и (4.5) имеем:  $\omega = \omega_n (1 + x)$ ;  $Q = q Q_n$ ,  $H = H_n (1 + h)$ ;  $\eta_t = \chi \eta_{tn}$ . Подставив эти значения в выражение (1.3), получим

$$M_t = \left( \frac{\gamma Q_n H_n \eta_{tn}}{\omega_n} \right) \frac{q(1+h)}{1+x} \chi. \quad (4.6)$$

В (4.6) член в скобках представляет собой номинальное значение момента турбины  $M_{tn}$ . Значит,

$$m_t = q \frac{1+h}{1+x} \chi, \quad (4.7)$$

откуда следует, что момент  $m_t$  является функцией нескольких переменных: оба уравнения (4.4) и (4.7), записанные в полных переменных, получают нелинейными и справедливы лишь при достаточно малом отклонении величин от их установившихся значений. Для малых колебаний можно записать:

$$\left. \begin{aligned} m_t &= m_{t0} + \Delta m_t; \\ m_g &= m_{g0} + \Delta m_g; \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

где  $m_{t0}$  и  $m_{g0}$  — значения моментов в рассматриваемой точке (в точке линеаризации), причем  $m_{t0} = m_{g0}$ .



Изменение момента нагрузки можно представить в виде

$$\Delta m_g = \frac{\partial m_g}{\partial x} \Delta x + \Delta z(t), \quad (4.9)$$

где  $\Delta z(t)$  — изменение момента нагрузки из-за включения и отключения потребителей электроэнергии.

Величина  $dm_g/dx$ , согласно выражению (1.13), представляет собой коэффициент саморегулирования  $e_g$  нагрузки. Подставив (4.8) в (4.4), получим

$$T_a \Delta x p = \Delta m_t - \Delta m_g. \quad (4.10)$$

При составлении линейного дифференциального уравнения для  $\Delta m_t$  необходимо учесть, что в поворотнлопастных турбинах имеется два регулирующих органа (направляющий аппарат и лопасти рабочего колеса) и изменение момента на валу будет функцией четырех независимых переменных  $\Delta m_t = f(\Delta y, \Delta \varphi, \Delta h, \Delta x)$ . Здесь  $\Delta y$  и  $\Delta \varphi$  — относительные изменения соответственно положения сервомотора направляющего аппарата и разворота лопастей рабочего колеса, причем величина  $\varphi$  определяется соотношением

$$\varphi = \frac{\varphi^\circ - \varphi_{\min}^\circ}{\varphi_{\max}^\circ - \varphi_{\min}^\circ},$$

где  $\varphi_{\min}^\circ$ ,  $\varphi_{\max}^\circ$  — минимальный и максимальный углы разворота лопастей.

Разложим функцию  $\Delta m_t$  в ряд Тейлора, из которого возьмем лишь первые члены, что для малых отклонений величин от их установившихся значений позволяет получить достаточно хорошее приближение,

$$\Delta m_t = \frac{\partial m_t}{\partial y} \Delta y + \frac{\partial m_t}{\partial \varphi} \Delta \varphi + \frac{\partial m_t}{\partial h} \Delta h + \frac{\partial m_t}{\partial x} \Delta x. \quad (4.11)$$

Поскольку изменение расхода  $\Delta q$  зависит от тех же величин, что и  $\Delta m_t$ , т. е.  $\Delta q = f(\Delta y, \Delta \varphi, \Delta h, \Delta x)$ , то по аналогии с (4.11) можно записать уравнение расхода, без которого невозможно определить влияние гидравлического удара на динамику регулирования

$$\Delta q = \frac{\partial q}{\partial y} \Delta y + \frac{\partial q}{\partial \varphi} \Delta \varphi + \frac{\partial q}{\partial h} \Delta h + \frac{\partial q}{\partial x} \Delta x. \quad (4.12)$$

В выражениях для  $\Delta m_t$  и  $\Delta q$  частные производные представляют собой постоянные коэффициенты, которые определяются значениями этих производных в точке линеаризации.

Из гл. 1 (см. рис. 2) и из рассмотрения принципиальных схем регуляторов скорости поворотнлопастных турбин (см. рис. 70, 72) известно, что величины  $\Delta \varphi$  и  $\Delta y$  связаны между собой комбинаторной зависимостью, а сервомотор рабочего колеса, с помощью

которого осуществляется разворот лопастей, является следящей системой (гидроусилителем) со статическим коэффициентом усиления  $k_k = \frac{\Delta \varphi}{\Delta y}$  и постоянной времени  $T_k$ . Следовательно, влияние движения лопастей рабочего колеса на динамику регулирования будет определяться уравнением

$$(T_k p + 1) \Delta \varphi = k_k \Delta y. \quad (4.13)$$

При этом необходимо иметь в виду, что в зависимости от структурной схемы регулятора связь между регулирующими органами может быть различной. Так, уравнение (4.13) справедливо для

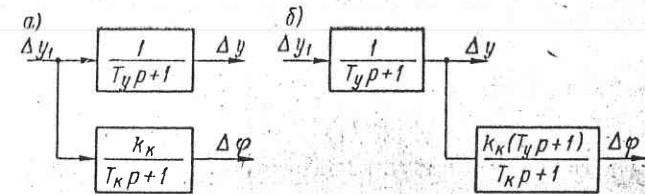


Рис. 77. Структурные схемы управления сервомотором рабочего колеса поворотнлопастной гидротурбины

схем (см. рис. 72), у которых управление кулачком комбинатора осуществляется сервомотором направляющего аппарата. Если же кулачок управляется от промежуточного сервомотора, что соответствует схеме регулятора, показанной на рис. 71, то в этом случае входной величиной для гидроусилителя рабочего колеса является смещение поршня  $\Delta y_1$  промежуточного сервомотора. Последний одновременно управляет также и гидроусилителем направляющего аппарата с коэффициентом усиления, равным единице, и постоянной времени  $T_y$ .

Структурная схема такой связи приведена на рис. 77, а. Используя правила преобразования, ее можно представить в виде, показанном на рис. 77, б. Отсюда имеем:

$$(T_k p + 1) \Delta \varphi = k_k (T_y p + 1) \Delta y. \quad (4.14)$$

Для полного описания динамических свойств гидроагрегата необходимо еще написать уравнение гидравлического удара, возникающего в процессе регулирования. В общем виде действие гидроудара будем характеризовать передаточной функцией  $W_y = \Delta h / \Delta q$ , откуда

$$\Delta h = W_y \Delta q. \quad (4.15)$$

Таким образом, динамические характеристики гидроагрегата как объекта регулирования определяются следующей системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} T_a \Delta x p &= \Delta m_t - \Delta m_g; \\ \Delta m_g &= \frac{\partial m_g}{\partial x} \Delta x + \Delta z(t); \\ \Delta m_t &= \frac{\partial m_t}{\partial y} \Delta y + \frac{\partial m_t}{\partial \varphi} \Delta \varphi + \frac{\partial m_t}{\partial h} \Delta h + \frac{\partial m_t}{\partial x} \Delta x; \\ \Delta q &= \frac{\partial q}{\partial y} \Delta y + \frac{\partial q}{\partial \varphi} \Delta \varphi + \frac{\partial q}{\partial h} \Delta h + \frac{\partial q}{\partial x} \Delta x; \\ \Delta h &= W_y \Delta q; \\ (T_{kp} + 1) \Delta \varphi &= k_k \Delta y \end{aligned} \right\} (4.16)$$

или

$$(T_{kp} + 1) \Delta \varphi = k_k (T_{yp} + 1) \Delta y.$$

Из этой системы, исключая соответствующие переменные, при условии отсутствия возмущений [ $\Delta z(t) = 0$ ] можно получить несколько передаточных функций, характеризующих динамические свойства агрегата в различных режимах его работы:

1) передаточную функцию гидротурбины при постоянной скорости  $W_{ty} = \Delta m_t / \Delta y$  при  $x = \text{const}$ ;

2) передаточную функцию гидроагрегата при постоянном открытии направляющего аппарата  $W_{ax} = \Delta x / \Delta m_g$  при  $y = \text{const}$ ;

3) передаточную функцию гидроагрегата  $W_a = \Delta x / \Delta y$ .

На практике наиболее важное значение имеют функции  $W_{ty}$  и  $W_a$ . Первая из них определяет динамические свойства гидроагрегата при его работе на мощную энергосистему и характеризует, в частности, влияние гидроудара на вращающий момент турбины. Функция  $W_a$  определяет динамические характеристики объекта регулирования при работе на изолированную или выделенную нагрузку. Функция же  $W_{ax}$  характеризует работу нерегулируемого гидроагрегата.

Для большей наглядности, используя уравнения (4.16), составим структурную схему гидроагрегата как звена системы регулирования. Эта схема для случая управления комбинатором от сервомотора направляющего аппарата показана на рис. 78. При этом учтено, что  $\partial m_t / \partial x = e_t$  и  $\partial m_g / \partial x = e_g$ .

Как видно из рисунка, гидроагрегат представляет собой довольно сложное звено системы регулирования и его целесообразно разбить на более простые звенья. Это можно сделать, если представить изменение момента турбины  $\Delta m_t$  в виде суммы  $\Delta m_t = \Delta m_{ty} + \Delta m_{tx}$ , где  $\Delta m_{ty}$  — изменение момента в условиях постоянной скорости вращения, которое зависит только от поло-

жения регулирующих органов, а  $\Delta m_{tx}$  — приращение момента, вызываемое отклонением скорости при  $y = \text{const}$  ( $\Delta y = 0$ ). Используя правила преобразования структурных схем, изложенные в гл. II, разделим на рис. 78 каналы воздействий по открытию и по скорости. В результате получим преобразованную структурную

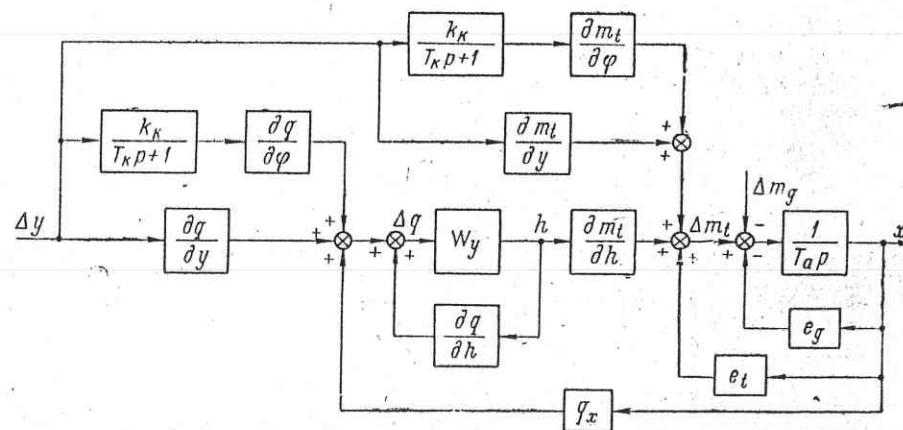


Рис. 78. Структурная схема гидроагрегата как звена системы регулирования

схему гидроагрегата, показанную на рис. 79, а. На этой схеме с целью сокращения записи введены обозначения:

$$\frac{\partial m_t}{\partial y} = m_{ty}; \quad \frac{\partial m_t}{\partial \varphi} = m_{t\varphi}; \quad \frac{\partial m_t}{\partial h} = m_{th};$$

$$\frac{\partial q}{\partial y} = q_y; \quad \frac{\partial q}{\partial \varphi} = q_\varphi; \quad \frac{\partial q}{\partial h} = q_h; \quad \frac{\partial q}{\partial x} = q_x.$$

Из схемы легко можно получить передаточные функции простейших звеньев. К ним относятся: передаточная функция  $W_g = \Delta x / \Delta m_{gx}$  генератора с энергосистемой

$$W_g = \frac{1}{T_{ap} + e_g}; \quad (4.17)$$

передаточная функция  $W_{tx} = \Delta m_{tx} / \Delta x$  турбины при постоянном открытии регулирующих органов

$$W_{tx} = e_t + q_x m_{th} \frac{W_y}{1 - q_h W_y}, \quad (4.18)$$

а также передаточная функция  $W_{ty}$ . Структурная связь между этими функциями показана на рис. 79, б. Из этой схемы следует, что

$$W_{ax} = \frac{W_g}{1 - W_{tx} W_g}, \quad (4.19)$$

а передаточная функция  $W_a = \Delta x / \Delta y$  гидроагрегата

$$W_a = W_{ty} W_{ax}. \quad (4.20)$$

Определим значение функции  $W_{ty}$ . Из рис. 79, а имеем

$$W_{ty} = \frac{(q_y + k_k q_\varphi) \left( \frac{q_y}{q_y + k_k q_\varphi} T_{kp} + 1 \right) m_{th} W_y}{(T_{kp} + 1) (1 - q_h W_y)} + \frac{(m_{ty} + k_k m_{t\varphi}) \left( \frac{m_{ty}}{m_{ty} + k_k m_{t\varphi}} T_{kp} + 1 \right)}{T_{kp} + 1}. \quad (4.21)$$

Это выражение достаточно точно определяет связь между изменениями момента турбины и открытия регулирующего органа при

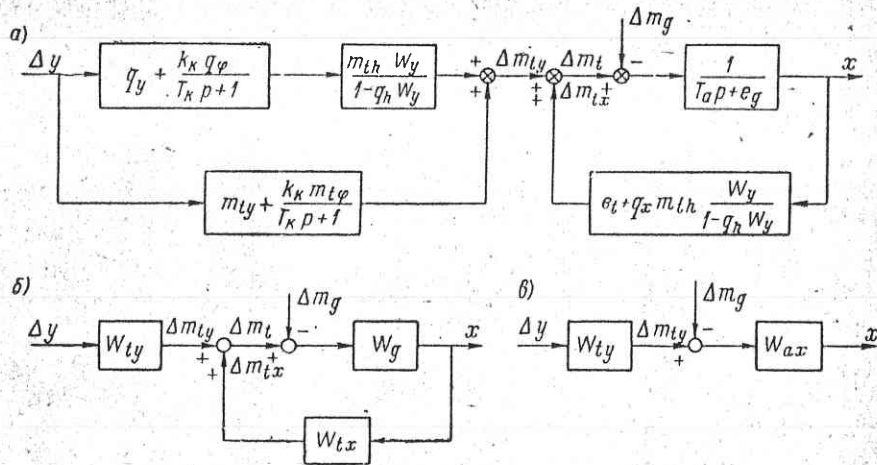


Рис. 79. Преобразование структурной схемы гидроагрегата

постоянной скорости вращения. Однако для практических расчетов оно сравнительно сложно. Чтобы упростить выражение для  $W_{ty}$ , положим  $\frac{m_{ty}}{m_{ty} + k_k m_{t\varphi}} \approx \frac{q_y}{q_y + k_k q_\varphi}$ , что весьма близко к реальным условиям и, как показывают практические исследования, существенно не искажает картины динамических процессов. Приняв во внимание указанное допущение и вынеся за скобку второй член уравнения (4.21), получим

$$W_{ty} = e_y \frac{T_{kp} + 1}{T_{kp} + 1} \left[ \frac{1 + (\lambda m_{th} - q_h) W_y}{1 - q_h W_y} \right], \quad (4.22)$$

где  $e_y = m_{ty} + k_k m_{t\varphi}$  — коэффициент усиления турбины по моменту при постоянной скорости,

$$\lambda = \frac{q_y + k_k q_\varphi}{e_y}, \quad \text{а} \quad T_{kp} = \frac{m_{ty}}{e_y} T_{kp}.$$

Если подставить выражения (4.17) и (4.18) в (4.19), то с учетом, что  $e_g = e_t = e_n$ , будем иметь

$$W_{ax} = \frac{1 - q_h W_y}{(T_{ap} + e_n) - (q_h T_{ap} + q_x m_{th} + e_n q_h) W_y}. \quad (4.23)$$

Зная  $W_{ty}$  и  $W_{ax}$  и подставляя их значения в (4.20), легко можно получить передаточную функцию гидроагрегата с поворотлопастной турбиной в общем виде, которая учитывает все основные параметры, оказывающие влияние на его динамические характеристики,

$$W_a = e_y \frac{T_{kp} + 1}{T_{kp} + 1} \frac{1 + (\lambda m_{th} - q_h) W_y}{T_{ap} + e_n - (q_h T_{ap} + q_x m_{th} + e_n q_h) W_y}. \quad (4.24)$$

Прежде чем перейти к рассмотрению передаточной функции гидроудара  $W_y$ , выразим  $m_{th}$  и  $q_h$  через величины, легко определяемые по данным универсальной характеристики модели рабочего колеса, которая обычно имеется в распоряжении конструктора. Вид такой характеристики для модели радиально-осевой турбины уже рассматривался в гл. 1 (см. рис. 3). Для модели рабочего колеса поворотлопастной турбины подобные характеристики построены для различных углов разворота лопастей (обычно углы задаются через  $5^\circ$ ). Они называются пропеллерными, т. е. в этом случае имеется серия характеристик, связывающих между собой  $Q'_i$ ,  $n'_i$ ,  $\alpha_m$ ,  $\eta_m$  при  $H = \text{const}$  и  $\varphi = \text{const}$ .

Чтобы определить  $m_{th}$  и  $q_h$ , а также другие коэффициенты ( $\lambda$ ,  $e_y$ ,  $e_t$ ), входящие в выражение (4.24), необходимо по пропеллерным характеристикам построить моментные и расходные характеристики модели и турбины. Их вид для двух углов ( $\varphi = 0$  и  $\varphi = 10^\circ$ ) показан на рис. 80 и на рис. 81. Они получены следующим образом. На обоих графиках по горизонтальной оси отложены относительные приведенные скорости  $x'_i = n'_i/n'_{in}$ . По оси ординат на моментной характеристике отложены относительные величины приведенных моментов  $m'_i = M'_i/M'_{in}$ , а на расходной — относительные приведенные расходы  $q'_i = Q'_i/Q'_{in}$ .

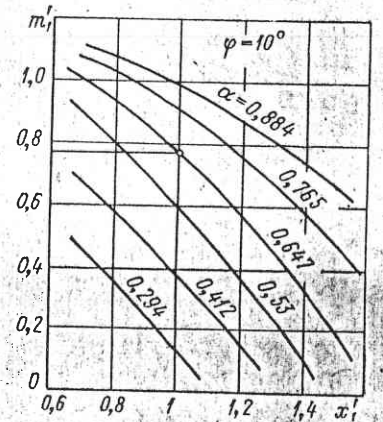
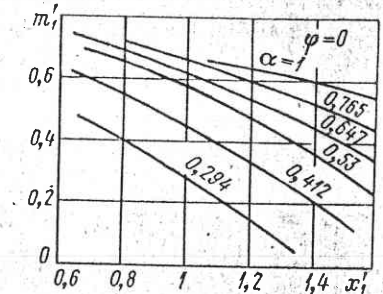


Рис. 80. Моментные характеристики модели поворотлопастной гидротурбины



Каждая кривая на графиках соответствует определенному относительному открытию  $\alpha = a_m/a_{mn} = a/a_n$ , взятому с пропеллерной характеристики. За номинальное значение  $a_{mn}$  ( $a_n$ ) принято открытие направляющего аппарата, соответствующее максимальному ходу поршня сервомотора. Такой выбор  $a_n$  обусловлен тем,

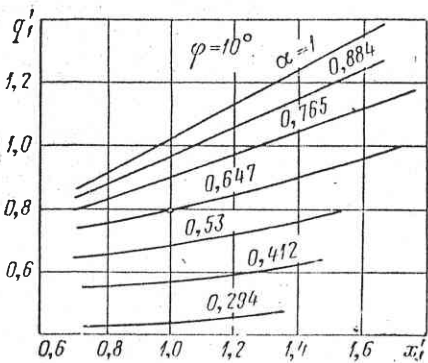
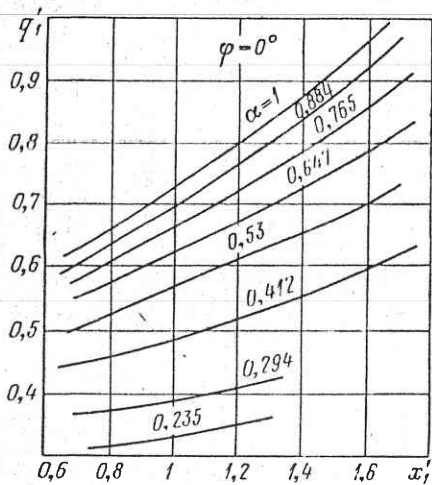


Рис. 81. Расходные характеристики модели поворотнолопастной гидротурбины

что основные параметры регулятора скорости ( $b_p, b_i$ ) отнесены к полному ходу сервомотора. Величины  $n'_{in}, M'_{in}, Q'_{in}$  соответствуют номинальным (расчетным) приведенным значениям скорости, момента и расхода, причем значения  $M'_i$  и  $M'_{in}$  определяются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} M'_i &= \frac{30\gamma}{\pi} \frac{Q'_i}{n'_i} \eta_m; \\ M'_{in} &= \frac{30\gamma}{\pi} \frac{Q'_{in}}{n'_{in}} \eta_{mn}, \end{aligned} \right\} (4.25)$$

откуда

$$m'_i = \frac{q'_i}{x'_i} \chi_m. \quad (4.26)$$

Построение зависимостей  $m'_i = f(x'_i), q'_i = f(x'_i)$  ведется таким же образом, как это делалось в гл. 1 при построении статических характеристик турбины.

Однако в выражение (4.24) входят не приведенные величины модели, а значения параметров натурной турбины, поэтому необходимо выразить  $m'_i, x'_i, q'_i$  через соответствующие им значения  $m_i, x, q$ . Это можно сделать, если использо-

$$q = q'_i \sqrt{\frac{H}{H_n}}; \quad \frac{n}{n_n} = x'_i \sqrt{\frac{H}{H_n}}; \quad m_i = \frac{Hq'_i}{H_n x'_i} \chi_t. \quad (4.27)$$

Но учитывая, что  $H/H_n = 1 + h, n/n_n = 1 + x$ , а  $q'_i/x'_i = m'_i/\chi_m$  и полагая  $\chi_t = \chi_m$ , получим:

$$m'_i = \frac{m_i}{1+h}; \quad x'_i = \frac{1+x}{\sqrt{1+h}}; \quad q'_i = \frac{q}{\sqrt{1+h}}. \quad (4.28)$$

Таким образом, зависимости  $m'_i = f(x'_i), q'_i = f(x'_i)$ , представленные на рис. 80 и 81, одновременно являются статическими характеристиками натурной турбины:

$$\frac{m_i}{1+h} = f\left(\frac{1+x}{\sqrt{1+h}}\right) \text{ и } \frac{q}{\sqrt{1+h}} = f\left(\frac{1+x}{\sqrt{1+h}}\right) \text{ при } \alpha = \text{const},$$

по которым и определяем  $m_{ih}$  и  $q_h$ . Пусть, например, турбина работает в режиме, соответствующем  $\alpha = 0,647$  и  $\varphi = 10^\circ$ . Для номинального напора в установившемся положении  $x = 0, h = 0$   $m_i = m_{i0}$  и  $q = q_0$ . В точках с указанными координатами проведем касательные к кривой  $\alpha = 0,647$ , тем самым заменяя нелинейные зависимости линейными. Уравнения этих касательных будут:

$$\left. \begin{aligned} \frac{m_i}{1+h} - m_{i0} &= \frac{\partial m_i}{\partial x} \left( \frac{1+x}{\sqrt{1+h}} - 1 \right); \\ \frac{q}{\sqrt{1+h}} - q_0 &= \frac{\partial q}{\partial x} \left( \frac{1+x}{\sqrt{1+h}} - 1 \right), \end{aligned} \right\} (4.29)$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial m_i}{\partial h} &= m_{ih} = m_{i0} - 0,5e_i; \\ \frac{\partial q}{\partial h} &= q_h = 0,5(q_0 - q_x). \end{aligned} \right\} (4.30)$$

Теперь рассмотрим передаточную функцию гидроудара  $W_y$ . Вначале решим задачу без учета упругости стенок трубопровода и воды, т. е. будем считать удар жестким. Воспользуемся основным законом механики  $F = mdv/dt$ , которому подчиняется движение воды в водоводах. Здесь в данном случае  $m$  — масса, а  $dv/dt$  — ускорение воды. Предположим, что по всей длине  $L$  трубопровода площадь поперечного сечения одинакова и равна  $A$ . Тогда:

$$m = \frac{AL}{g}; \quad \frac{dv}{dt} = \frac{1}{A} \frac{dQ}{dt}; \quad F = -\Delta H A.$$

Учитывая, что  $Q = qQ_n$  и  $\Delta H = hH_n$ , получим

$$h = -\frac{Q_n L}{gH_n A} \frac{dq}{dt}. \quad (4.31)$$

В этом выражении коэффициент перед  $\frac{dq}{dt}$  имеет размерность времени и называется постоянной времени трубопровода или постоянной инерции воды и обозначается через  $T_w$ . В реальных условиях площадь  $A$  на отдельных участках водовода может быть различной, поэтому в практических расчетах величина  $T_w$  должна определяться по формуле

$$T_w = \frac{Q_n}{gH_n} \sum \frac{L_i}{A_i}, \quad (4.32)$$

где  $L_i$  и  $A_i$  — длина и площадь поперечного сечения отдельных участков трубопровода.

Физически  $T_w$  — время, в течение которого расход воды через трубопровод под действием номинального напора изменяется от нуля до номинального значения. При подсчете  $T_w$  следует учитывать весь проточный тракт: напорный трубопровод, спиральную камеру, полости направляющего аппарата и рабочего колеса и отсасывающую трубу.

Итак, в форме жесткого удара передаточная функция имеет вид

$$W_y = -T_w p. \quad (4.33)$$

Если же учитывать упругие деформации стенок трубопровода и воды, то любое изменение давления или расхода распространяется по длине трубопровода не мгновенно, а с некоторой конечной скоростью  $a$ , величина которой зависит от диаметра трубопровода, а также от толщины и модуля упругости его стенок. В трубопроводах гидроэлектростанций обычно  $a = 700 \div 1100$  м/с. Для этих условий напорный трубопровод турбины описывается известной системой дифференциальных уравнений в частных производных:

$$\frac{\partial v}{\partial t} = g \frac{\partial H}{\partial l}, \quad \frac{\partial H}{\partial t} = \frac{a^2}{g} \frac{\partial v}{\partial l}, \quad (4.34)$$

где  $v$  и  $H$  — скорость течения воды и напор в произвольной точке, являющиеся функциями времени  $t$  и координаты  $l$  вдоль трубопровода.

Решение системы (4.34) приводит к следующему выражению [6, 10]:

$$h = -\Delta q 2h_w \frac{1 - e^{-T_r p}}{1 + e^{-T_r p}}, \quad (4.35)$$

где  $h_w = T_w/T_r$  — ударная характеристика трубопровода;  $T_r = 2L/a$  — фаза гидравлического удара, или время пробега ударной волной двойной длины трубопровода.

В (4.35) показательную функцию можно выразить через гиперболическую  $\frac{1 - e^{-T_r p}}{1 + e^{-T_r p}} = \text{th } 0,5T_r p$ . В результате в форме упругого удара передаточная функция  $W_y$  будет

$$W_y = -2h_w \text{th } 0,5T_r p. \quad (4.36)$$

Таким образом, согласно выражениям (4.33) и (4.36), вид передаточной функции гидроагрегата (4.24) зависит от того, в какой форме будет принята передаточная функция гидроудара. Поэтому прежде всего необходимо выяснить, можно ли вообще и, если можно, то при каких условиях считать гидроудар жестким.

Для анализа этого вопроса примем передаточную функцию гидроагрегата в несколько упрощенном виде. С этой целью в выражении (4.24) положим  $T_k = 0$  и  $q_x = 0$ , что соответствует ковшовой турбине, и рассмотрим частный случай, когда  $e_n = 0$ . Кроме того, предположим, что  $\lambda = 1/\chi_0$  и  $e_i = -q_0 \chi_0$  (где  $\chi_0$  — относительный к. п. д. турбины в рассматриваемом режиме), т. е. будем считать, что изменение к. п. д. турбины в процессе регулирования не оказывает влияния на динамические характеристики гидроагрегата. Такое упрощение вполне допустимо, так как в данном случае будет рассматриваться не динамические характеристики гидроагрегата вообще, а влияние на эти характеристики гидравлических процессов, происходящих в напорном трубопроводе. С учетом указанных допущений, принимая во внимание зависимости (4.30), получаем

$$W_a = \frac{e_y}{T_a p} \frac{1 + q_0 W_y}{1 - 0,5q_0 W_y}. \quad (4.37)$$

Отметим, что именно в таком виде в большинстве случаев принимается передаточная функция гидроагрегата, независимо от типа гидротурбины [19, 37, 40].

Частотную характеристику с учетом жесткого удара получим, если в (4.37) подставим значение  $W_y$  по (4.33) и заменим  $p$  на  $i\omega$ ,

$$W_a(i\omega) = \frac{e_y}{T_a(i\omega)} \frac{1 - T_w q_0(i\omega)}{1 + 0,5T_w q_0(i\omega)}. \quad (4.38)$$

На рис. 82, а показан примерный вид логарифмических амплитудной и фазовой частотных характеристик, построенных по (4.38) с учетом реальных соотношений между  $e_y$ ,  $T_a$  и  $T_w q_0$ . Здесь при построении фазовой характеристики нужно учитывать, что числитель, благодаря знаку минус перед вторым слагаемым, создает не опережение, а отставание фазы на  $90^\circ$  при  $\omega \rightarrow \infty$ . Поэтому фазовая характеристика при  $\omega = \infty$  стремится к  $-270^\circ$ .

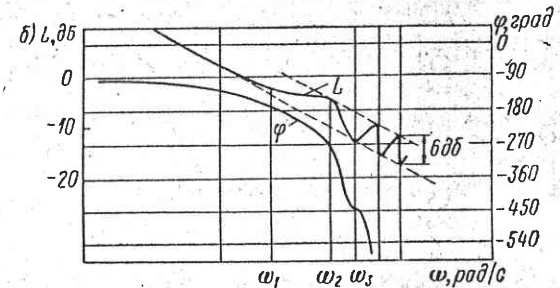
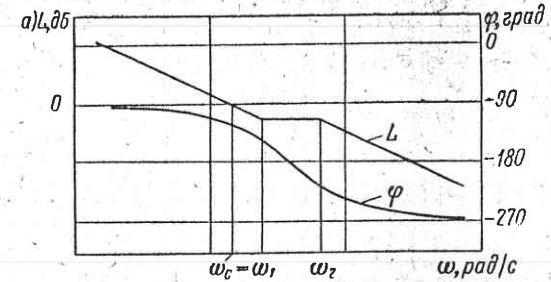


Рис. 82. Вид частотных характеристик гидроагрегата: а — с учетом жесткого удара  $\omega_c = e_y/T_a$ ;  $\omega_1 = 1/T_w q_0$ ;  $\omega_2 = 2/T_w q_0$ ; б — с учетом упругого удара  $\omega_1 = 1/T_w q_0$ ;  $\omega_2 = \pi/2 (0,5T_r)$ ;  $\omega_3 = \pi/0,5T_r$

Практика расчетов систем регулирования гидротурбин показывает, что быстроедействие этих систем ограничивается частотой  $\omega_1 = 1/T_w q_0$ . Частота среза разомкнутой системы регулирования должна быть по крайней мере ниже  $\omega_1$ .

Точно таким же путем, подставив (4.36) и (4.37) и приняв во внимание, что  $\text{th } 0,5T_r(i\omega) = i \text{tg } 0,5T_r\omega$ , получим частотную характеристику гидроагрегата с учетом волновых процессов в напорном трубопроводе, или упругого удара

$$W_a'(i\omega) = \frac{e_y}{T_a(i\omega)} \frac{1 - i \frac{2T_w q_0}{T_r} \text{tg } 0,5T_r\omega}{1 + i \frac{T_w q_0}{T_r} \text{tg } 0,5T_r\omega} \quad (4.39)$$

При построении частотных характеристик по (4.39) следует иметь в виду, что  $\text{tg } z$  является периодической функцией с периодом  $\pi$ , поэтому в логарифмической фазовой характеристике будут наблюдаться последовательные скачки каждый раз на  $360^\circ$  в сторону отставания. Этим скачкам соответствуют частоты  $\omega = \pi n / 0,5T_r$  (где  $n = 1, 2, 3, \dots$ ). Вид частотных характеристик, построенных по (4.39), показан на рис. 82, б. При частотах  $\omega = \pi n / 0,5T_r$  амплитудная характеристика изменяется в два раза или на  $\sim 6$  дБ.

Рассмотрим подробнее фазовую характеристику. Предположим, что  $T_r \ll T_w q_0$ . В этом случае, когда  $\omega < 1/T_w q_0$ , значение  $\text{tg } 0,5T_r\omega$  можно заменить на  $0,5T_r\omega$ . Тогда выражение (4.39) будет точно соответствовать (4.38). Это значит, что, когда  $T_r \ll T_w$ , в области существенных частот волновые процессы в напорном трубопроводе не оказывают влияния на частотные характеристики гидроагрегата.

Если же при том же значении  $T_w q_0$  увеличивать  $T_r$ , то частота  $\omega_3 = \pi / 0,5T_r$ , при которой происходит первый срыв фазы на  $-360^\circ$ , будет приближаться к частоте  $\omega_1 = 1/T_w q_0$ . Когда  $T_r = T_w q_0$ , частота  $\omega_3 = 2\pi / T_w q_0$ , т. е. срыв фазы происходит на частоте  $2\pi\omega_1$ .

Определим, какое влияние оказывает срыв фазы на фазовую характеристику в районе частоты  $\omega_1 = 1/T_w q_0$ . Из выражения (4.38) фазовая характеристика с учетом жесткого удара будет

$$\varphi_1(\omega) = -90^\circ - \text{arctg } T_w q_0 \omega - \text{arctg } 0,5T_r q_0 \omega.$$

Если подставить сюда  $\omega = \omega_1$ , то отставание по фазе будет  $\varphi_1 = -162^\circ$ . С учетом же волновых процессов, согласно выражению (4.39), фазовая характеристика

$$\varphi_2(\omega) = -90^\circ - \text{arctg } \frac{2T_w q_0}{T_r} \text{tg } 0,5T_r\omega - \text{arctg } \frac{T_w q_0}{T_r} \text{tg } 0,5T_r\omega$$

и, если заменить  $T_r = T_w q_0$ ;  $\omega = \omega_1 = 1/T_w q_0$ , то отставание фазы  $\varphi_2 = 167,5^\circ$ . Как видно, разница между  $\varphi_2$  и  $\varphi_1$  вполне допустима для практических расчетов.

Таким образом, когда  $T_r \ll T_w q_0$ , при расчете динамики регулирования передаточную функцию гидроагрегата можно брать с учетом только жесткого удара (4.38), а при  $T_r > T_w q_0$  необходимо принимать во внимание волновые процессы в напорном трубопроводе.

Однако из этого не следует, что существует некоторая определенная граница, когда обязательно нужно учитывать упругий удар. Если величина  $T_r$  близка к  $T_w q_0$ , то выбор вида передаточной функции гидроудара, очевидно, во многом будет зависеть от той точности, с какой требуется определить фазовую характеристику гидроагрегата. Но здесь следует иметь в виду, что действительные значения  $T_r$  и  $T_w$  могут несколько отличаться от расчетных. Поэтому, чтобы не допустить большой ошибки в определении параметров системы регулирования, во всех случаях, когда  $T_r > T_w q_0$ , все же нужно учитывать упругий удар.

Укажем еще на одно обстоятельство, связанное с соотношением  $T_r$  и  $T_w q_0$ . Как уже отмечалось, в гл. 3, в регуляторах скорости, как правило, предусмотрена отдельная регулировка параметров настройки корректирующих цепей для режимов нагрузки и холостого хода. Естественно, и выбор параметров для указанных режимов должен производиться независимо друг от друга. Но поскольку величина  $T_w q_0$  зависит от открытия регулирующего органа, то в ряде конкретных случаев может оказаться, что в режиме нагрузки для данной установки допустимо учитывать лишь жесткий удар, а для режима холостого хода необходимо будет принять во внимание волновые процессы в водоводах.

В качестве примера в табл. 4 приведены значения  $T_w$  и  $T_r$  для некоторых гидростанций. Согласно таблице, в режиме номинальной нагрузки ( $q_0 = 1$ ) передаточные функции гидроагрегатов Волжской, Череповецкой и Саратовской ГЭС можно брать в форме жесткого удара, для Алма-Атинской ГЭС необходимо учитывать волновые процессы, а для остальных ГЭС, приведенных в таблице, учет упругого удара следует производить только в режиме холостого хода.

Исходя из изложенных соображений составим передаточные функции гидроагрегатов с различными типами турбин.

**Гидроагрегат с поворотнлопастной турбиной.** Для этих агрегатов соотношение  $T_r < T_w q_0$ , как правило, выполняется, так как поворотнлопастные турбины устанавливаются на относительно низкие напоры и имеют короткие трубопроводы, а иногда трубопроводы вообще отсутствуют. Поэтому в данном случае передаточную функцию гидроудара берем в форме (4.33). Подставив (4.30) и (4.33) в выражение (4.24), получим передаточную функцию гидроагрегата с поворотнлопастной турбиной при работе на изолированную нагрузку

$$W_a = e_y \frac{T_r p + 1}{T_r p + 1} \frac{1 - [(m_{10} - 0,5e_1) \lambda - 0,5(q_0 - q_x)] T_w p}{0,5T_a T_w (q_0 - q_x) p^3 + [T_a + 0,5T_w e_n (q_0 - q_x)] p + T_w q_x (m_{10} - 0,5e_1) p + e_n} \quad (4.40)$$



Значения  $T_w$  и  $T_r$

ГЭС	Турбин	$T_w$	$T_r$
Красноярская	РО	2,2	0,585
Братская	РО	1,43	0,287
Волжская им. Ленина	ПЛ	2,2	0,114
Храм-II	РО	1,3	1,28
Чарвакская	РО	2,4	1,04
Череповецкая	Горизонтальная капсульная	1,85	0,062
Саратовская	ПЛ	4,4	0,15
Алма-Атинская	Ковшовая	2,5	7,0

РО — радиально-осевая турбина; ПЛ — поворотлопастная турбина.

Статический коэффициент усиления агрегата равен отношению  $e_y/e_n$ . Знаменатель этой функции имеет второй порядок и его легко разложить на сомножители, если представить в виде

$$Ap^2 + Bp + 1 = (T_1p + 1)(T_2p + 1),$$

где коэффициенты:

$$A = \frac{0,5T_a T_w (q_0 - q_x)}{e_n};$$

$$B = \frac{T_a + 0,5T_w e_n (q_0 - q_x) + T_w q_x (m_{i0} - 0,5e_l)}{e_n}.$$

Для быстрого определения постоянных времени  $T_1$  и  $T_2$  можно рекомендовать специальную номограмму, приведенную на рис. 83. На этом же рисунке показана и схема пользования номограммой.

Из формулы (4.40) можно получить передаточную функцию агрегата в режиме холостого хода. В этом случае лопасти рабочего колеса находятся на упоре, и угол их разворота не изменяется в процессе регулирования, т. е.  $T_k = T'_k = \infty$ , а величина  $e_y$  будет определяться только изменением открытия направляющего аппарата при  $\varphi = \text{const}$ .

Аналогичным путем, подставляя в выражение (4.22) значения  $m_{ih}$  и  $q_h$  из (4.30), а также  $W_y$  из (4.33), определим передаточную функцию поворотлопастной турбины при постоянной скорости

$$W_{iy} = e_y \frac{T'_k p + 1}{T_k p + 1} \frac{1 - [(m_{i0} - 0,5e_l)\lambda - 0,5q_0] T_w p}{1 + 0,5T_w q_0 p}. \quad (4.41)$$

Полученные передаточные функции (4.40) и (4.41), как уже отмечалось, соответствуют схеме, в которой кулачок комбинатора управляется от сервомотора направляющего аппарата. Если же кулачок управляется от вспомогательного (промежуточного) сервомотора (см. рис. 71), то в этом случае в знаменатель функций (4.40) и (4.41) нужно добавить звено  $T_y p + 1$ , а время  $T'_k$  заменить на  $T_{ky}$ , которое определяется как

$$T_{ky} = T'_k + \frac{k_k T_y}{e_y} \frac{\partial m_i}{\partial \varphi}.$$

Гидроагрегат с радиально-осевой турбиной. В последнее время диапазон напоров, на которые устанавливаются радиально-осевые турбины, значительно расширился. Например, на Днепровской ГЭС  $H_n = 36,3$  м, а на Храм ГЭС-II  $H_n = 307$  м. Поскольку с увеличением напора увеличивается и длина трубопровода, то величина  $T_w = \sum L v / (g H_n)$  изменяется незначительно, а фаза гидравлического удара  $T_r = 2L/a$  линейно зависит от длины трубопровода.

Следовательно, на установках с радиально-осевыми турбинами величина  $T_r$  может быть больше или меньше  $T_w q_0$ . Для этого типа турбин вид передаточной функции будет зависеть от соотношения между  $T_r$  и  $T_w q_0$ . Если  $T_r \leq T_w q_0$ , то, исключая  $T_k$  и  $T'_k$  из (4.40) и (4.41), получим

$$\left. \begin{aligned} W_a &= e_y \frac{1 - [(m_{i0} - 0,5e_l)\lambda - 0,5(q_0 - q_x)] T_w p}{0,5T_a T_w (q_0 - q_x) p^2 + [T_a + 0,5T_w e_n (q_0 - q_x) + T_w q_x (m_{i0} - 0,5e_l)] p + e_n} \\ W_{iy} &= e_y \frac{1 - [(m_{i0} - 0,5e_l)\lambda - 0,5q_0] T_w p}{1 + 0,5q_0 T_w p} \text{ при } T_r \leq T_w q_0. \end{aligned} \right\} \quad (4.42)$$

Следует отметить, что у большинства радиально-осевых турбин расход мало зависит от скорости. В номинальном режиме для различных типов рабочих колес радиально-осевых турбин  $q_x$  имеет следующие значения:

Тип колеса	PO-125	PO-662	PO-230/791	PO-668
$q_x$	0	-0,08	-0,11	-0,1

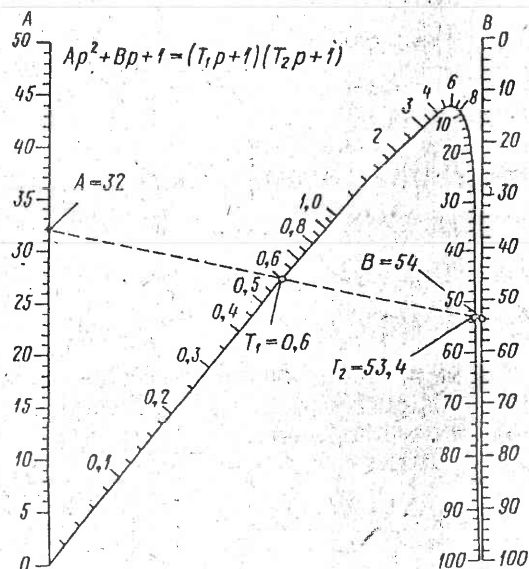


Рис. 83. Номограмма для определения постоянных времени апериодического звена второго порядка

В ряде случаев без большой погрешности можно положить  $q_x = 0$ . Тогда, разложив знаменатель  $W_a$  по (4.42) на сомножители, получим

$$W_a = e_y \frac{1 - [(m_{l0} - 0,5e_l) \lambda - 0,5q_0] T_{\omega} p}{(T_{ap} + e_n) (0,5T_{\omega} q_0 p + 1)} \quad (4.43)$$

Если  $T_r > T_{\omega} q_0$ , то передаточную функцию гидроудара нужно брать с учетом волновых процессов в напорном трубопроводе, т. е. в форме (4.36). Исключив из (4.24)  $T_k$  и  $T'_k$  и заменив  $m_{lh}$ ,  $q_h$  и  $W_y$  их значениями по (4.30) и (4.36), а также приняв  $q_x = 0$ , получим передаточную функцию гидроагрегата с радиально-осевой турбиной с учетом упругого удара в следующем виде

$$W_a = e_y \frac{1 - [(m_{l0} - 0,5e_l) \lambda - 0,5q_0] 2h_{\omega} \text{th } 0,5T_r p}{(T_{ap} + e_n) (1 + q_0 h_{\omega} \text{th } 0,5T_r p)} \quad (4.44)$$

Аналогичным путем из (4.22) получим и передаточную функцию радиально-осевой турбины при постоянной скорости с учетом волновых процессов

$$W_{ty} = e_y \frac{1 - [(m_{l0} - 0,5e_l) \lambda - 0,5q_0] 2h_{\omega} \text{th } 0,5T_r p}{1 + q_0 h_{\omega} \text{th } 0,5T_r p} \quad (4.45)$$

**Гидроагрегат с ковшовой гидротурбиной.** На высоконапорных ГЭС, оборудованных ковшовыми турбинами, величина  $T_r$ , как правило, больше  $T_{\omega} q_0$ , поэтому здесь нужно учитывать волновые процессы. У ковшовых турбин, кроме того,  $q_x = 0$ . Следовательно, для  $T_r > T_{\omega} q_0$  передаточная функция гидроагрегата с ковшовой турбиной соответствует выражению (4.44), а  $W_{ty}$  — выражению (4.45). Если же  $T_r \leq T_{\omega} q_0$ , то  $W_a$  совпадает с (4.43), а  $W_{ty}$  — с (4.42).

Полученные выше передаточные функции гидроагрегатов с различными типами турбин достаточно полно и правильно отражают динамические свойства гидроагрегата как объекта регулирования.

В тех случаях, когда в расчете учитывается жесткий удар, построение логарифмических частотных характеристик агрегата не представляет сложности, так как передаточные функции (4.40)–(4.43) состоят из типовых звеньев, рассмотренных в гл. 2. На практике определенные трудности встречаются при построении частотных характеристик агрегата, если учитывается упругий удар, поскольку для этих условий передаточные функции (4.44) и (4.45) имеют трансцендентные выражения. Чтобы упростить построение представим выражение (4.44) в виде произведения  $W = W_1 W_2$ , в котором  $W_1 = \frac{e_y}{T_{ap} + e_n}$  является аperiodическим звеном первого порядка, а в  $W_2$  входят остальные звенья из (4.44).

Введем следующие упрощения:  $\lambda = 1/\chi_0$ ;  $e_l = -q_0 \chi_0$  и  $m_{l0} = q_0 \chi_0$ . Заменив  $h_{\omega}$  на  $T_{\omega}/T_r$  и  $p$  на  $i\omega$ , получим частотную характеристику

$$W_2(i\omega) = \frac{1 - i \frac{2T_{\omega} q_0}{T_r} \text{tg } 0,5T_r \omega}{1 + i \frac{T_{\omega} q_0}{T_r} \text{tg } 0,5T_r \omega} \quad (4.46)$$

для построения которой Ленинградский институт электромеханики и лаборатория регулирования ЛМЗ разработали специаль-

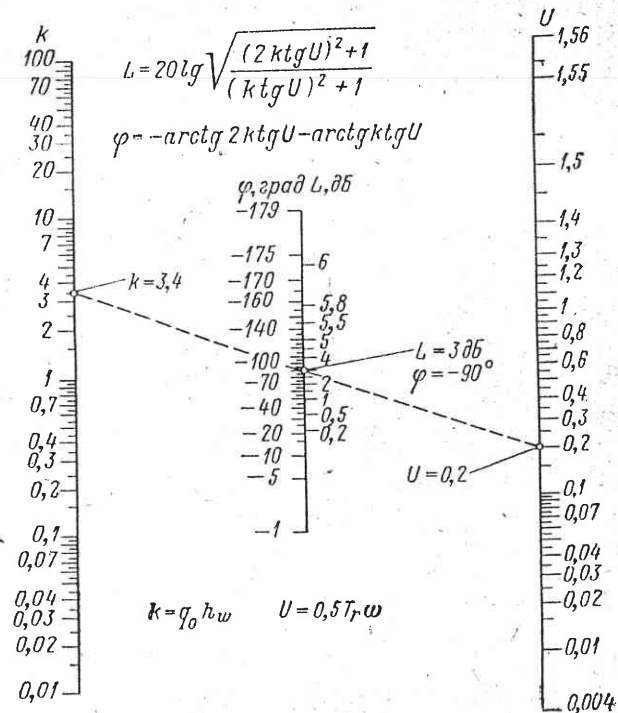


Рис. 84. Номограмма для определения частотных характеристик гидротурбины с учетом упругого удара

ную номограмму, позволяющую легко и быстро определить усиление в децибелах и фазовый угол в градусах для любой частоты  $\omega$ . Эта номограмма показана на рис. 84. Она содержит три шкалы. На левой шкале отложены значения  $k = T_{\omega} q_0 / T_r$ , на правой  $u = 0,5 T_r \omega$ , а на средней шкале приведены значения усиления  $L$  дБ и фазового угла  $\varphi$ . Схема пользования номограммой показана на самом рисунке.

### 32. Определение коэффициентов передаточной функции

Часть коэффициентов, входящих в выражение передаточной функции гидроагрегата ( $T_a, T_w, T_r$ ), определяется расчетным путем по формулам, приведенным в предыдущем параграфе, а другая часть, характеризующая свойства турбины, легко может быть получена по моментным и расходным характеристикам. Следует отметить, что для всестороннего исследования процессов регулирования необходимо, чтобы указанные характеристики были сняты во всем диапазоне режимов работы турбины, включая насосные.

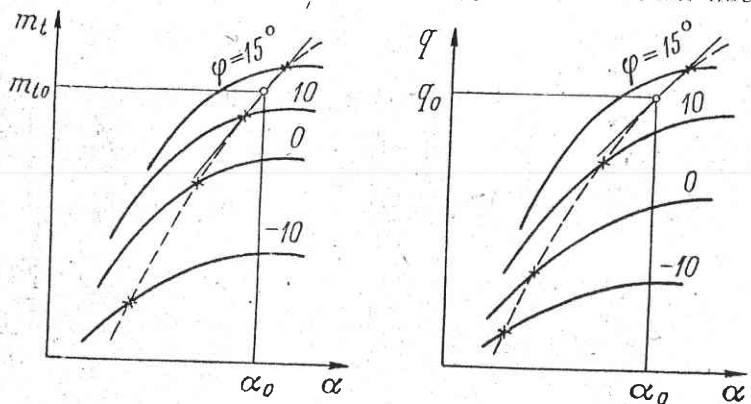


Рис. 85. Вид зависимостей  $m_t = f(\alpha)$  и  $q = f(\alpha)$  поворотнo-лопастной гидротурбины

Только в этом случае могут быть получены достоверные величины коэффициентов по единой методике как для режима нагрузки, так и для холостого хода.

Рассмотрим порядок определения коэффициентов передаточной функции поворотнo-лопастной турбины. Режим турбины, для которого производится линеаризация, определяется величинами приведенной скорости  $x'_{10}$ , открытия направляющего аппарата  $\alpha_0$  и отклонения напора  $h_0$ . Известно, что у поворотнo-лопастных турбин величинам  $\alpha_0$  и  $h_0$  соответствует определенный угол разворота  $\varphi_0$  лопастей рабочего колеса, определяемый по комбинаторной зависимости. Для этого угла моментных и расходных характеристик модели может и не быть, так как они снимаются только через каждые  $5^\circ$ , поэтому по имеющимся характеристикам (рис. 80 и 81) построены дополнительно зависимости  $m_t = f(\alpha)$  и  $q = f(\alpha)$  при  $\varphi = \text{const}$  для заданных значений  $x'_{10}$  и  $h_0$  (рис. 85). Эти зависимости строятся следующим образом.

Для каждого угла  $\varphi = \text{const}$  на моментной и расходной характеристиках делаются сечения по линии, соответствующей  $x'_{10}$ . Точки пересечения этой линии с кривыми  $\alpha = \text{const}$  дают приведенные значения  $m'_i$  и  $q'_i$ , а величины  $m_t$  и  $q$  определяются по соотношениям (4.28)  $m_t = m'_i (1 + h_0)$  и  $q = q'_i \sqrt{1 + h_0}$ . В резуль-

тате получаются серии кривых  $m_t = f(\alpha)$  и  $q = f(\alpha)$  при различных  $\varphi$ .

На каждую кривую  $\varphi = \text{const}$  наносим точки, соответствующие комбинаторной зависимости для заданного значения  $h_0$ , и соединяем их плавными кривыми. Полученные на обоих графиках штриховые линии определяют комбинаторные режимы работы турбины, а точки пересечения этих кривых с линией  $\alpha = \alpha_0$  характеризуют заданный режим работы, для которого  $m_t = m_{t0}$ , и  $q = q_0$ .

Обратимся к коэффициентам  $e_y = \frac{\partial m_t}{\partial y} + k_k \frac{\partial m_t}{\partial \varphi}$  и  $\lambda = \left( \frac{\partial q}{\partial y} + k_k \frac{\partial q}{\partial \varphi} \right) \frac{1}{e_y}$ . Прежде всего следует иметь в виду, что при выводе

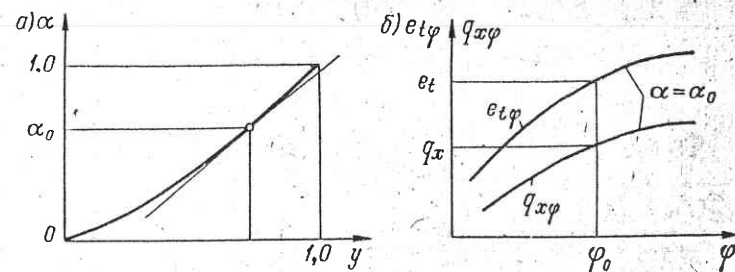


Рис. 86. Вид зависимостей: а —  $\alpha = f(y)$ ; б —  $e_t q_x \varphi = f(\varphi)$

передаточной функции гидроагрегата в качестве выходного сигнала взята величина открытия по ходу поршня сервомотора  $y$  направляющего аппарата, а моментные и расходные характеристики построены в зависимости от открытия направляющего аппарата  $\alpha$ , поэтому при определении  $e_y$  и  $\lambda$  необходимо учесть зависимость  $\alpha = t(y)$ , вид которой показан на рис. 86, а.

Нетрудно видеть, что  $e_y$  и числитель величины  $\lambda$  представляют собой изменения соответственно момента и расхода турбины в зависимости от смещения поршня сервомотора в комбинаторном режиме, определяемом значениями  $m_{t0}$  и  $q_0$ . Исходя из этого, на графиках  $m_t = f(\alpha)$ ,  $q = f(\alpha)$  проведем касательные к линиям в точках, определяемых открытием  $\alpha_0$ . Наклон этих касательных к оси  $\alpha$  определит значения  $e_\alpha = \frac{\partial m_t}{\partial \alpha} + k_k \frac{\partial m_t}{\partial \varphi}$  и  $q_\alpha = \frac{\partial q}{\partial \alpha} + k_k \frac{\partial q}{\partial \varphi}$ : Откуда, принимая во внимание кривую  $\alpha = f(y)$ , получим  $e_y = e_\alpha \frac{\partial \alpha}{\partial y}$  и  $q_y = q_\alpha \frac{\partial \alpha}{\partial y}$ , где  $\frac{\partial \alpha}{\partial y}$  определяется наклоном касательной к кривой  $\alpha = f(y)$  в точке, соответствующей открытию  $\alpha_0$ .

Для определения коэффициента саморегулирования турбины  $e_t = \frac{\partial m_t}{\partial x}$  и коэффициента расхода  $q_x = \frac{\partial q}{\partial x}$  используются те же



моментные и расходные характеристики. На этих характеристиках при каждом угле установки лопастей  $\varphi = \text{const}$  проводятся касательные к кривым  $\alpha = \alpha_0$  в точках, соответствующих заданному значению  $x'_{i0}$ . Наклон касательных к оси  $x'_1$  определяет величины  $e'_{i\varphi} = \frac{\partial m_1}{\partial x_1}$  и  $q'_{x\varphi} = \frac{\partial q_1}{\partial x_1}$  для каждого угла. Принимая во внимание соотношения (4.28), получим  $e_{i\varphi} = e'_{i\varphi} \sqrt{1 + h_0}$

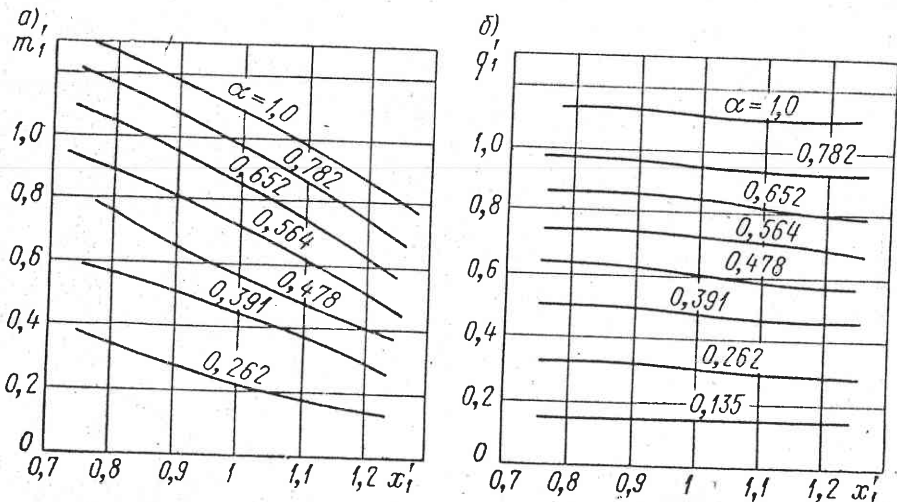


Рис. 87. Моментные (а) и расходные (б) характеристики модели радиально-осевой гидротурбины РО-230/791

и  $q_{x\varphi} = q'_{x\varphi}$ . Затем строим зависимости  $e_{i\varphi} = t(\varphi)$  и  $q_{x\varphi} = f(\varphi)$  (рис. 86, б), по которым для комбинаторного угла  $\varphi = \varphi_0$  определяем величины  $e_i$  и  $q_x$ . Величина коэффициента саморегулирования нагрузки  $e_R$  обычно задается заказчиком гидротурбинного оборудования. Суммарный же коэффициент саморегулирования  $e_n = e_R - e_i$ .

Значение постоянной времени  $T_k$  сервомотора рабочего колеса как следящей системы может быть получено следующим образом. Согласно конструкции, определяются коэффициент усиления сервомотора  $k_c$  по формуле (3.93) в % (с·мм) и коэффициент обратной связи  $k_{o.c}$  в мм/% от сервомотора к золотнику. Тогда величина  $T_k = 1/k_c k_{o.c}$ . Аналогичным путем определяется и постоянная времени  $T_v$  сервомотора направляющего аппарата как следящей системы, если регулятор скорости выполнен с обратными связями от вспомогательного сервомотора.

Коэффициенты передаточных функций радиально-осевой и ковшовой турбин определяются значительно проще, так как у этих турбин имеется лишь один регулирующий орган, изменяющий момент и расход. На рис. 87, а и б показаны моментная и расход-

ная характеристики модели рабочего колеса радиально-осевой турбины РО-230/791. Примерно такой же вид имеют характеристики модели ковшовой турбины с той лишь разницей, что зависимости  $q'_1 = f(x'_1)$  идут параллельно оси  $x'_1$ , так как у ковшовой турбин  $q_x = 0$ .

Значения  $m_{i0} = m'_{i0} (1 + h_0)$ ,  $q_0 = q'_{i0} \sqrt{1 + h_0}$ ,

$e_i = \frac{\partial m_1}{\partial x_1} \times \sqrt{1 + h_0}$  и  $q_x = \frac{\partial q_1}{\partial x_1}$  (для радиально-осевых турбин)

определяются непосредственно из моментных и расходных характеристик при заданных  $\alpha_0$ ,  $x'_{i0}$ ,  $h_0$ , как это делалось для поворотнлопастных турбин при  $\varphi = \text{const}$ . Чтобы определить величины  $e_y = \frac{\partial m_t}{\partial y}$  и  $\lambda = \frac{\partial q}{\partial y} \frac{1}{e_y}$  нужно построить зависимости  $m_t = f(\alpha)$  и  $q = f(\alpha)$  при  $x'_{i0} = \text{const}$  с учетом, что  $m_t = m_1 (1 + h_0)$  и  $q = q'_1 \sqrt{1 + h_0}$ . Эти зависимости показаны на рис. 88. Если к полученным кривым в точках, соответствующих  $\alpha = \alpha_0$ , провести касательные, то их наклоны к оси  $\alpha$  дадут значения  $\frac{\partial m_t}{\partial \alpha}$  и  $\frac{\partial q}{\partial \alpha}$ , а с учетом зависимости  $\alpha = f(y)$  получим  $e_y = \frac{\partial m_t}{\partial \alpha} \frac{\partial \alpha}{\partial y}$  и  $q_y = \frac{\partial q}{\partial \alpha} \frac{\partial \alpha}{\partial y}$ .

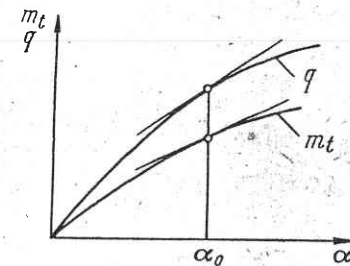


Рис. 88. Вид зависимостей  $m_t = f(\alpha)$  и  $q = f(\alpha)$  радиально-осевой гидротурбины

В данном параграфе рассмотрен универсальный метод определения коэффициентов передаточной функции гидроагрегата, применимый к любому типу турбины и для любого режима ее работы, что очень важно для практических расчетов. Конечно, в каждом конкретном случае, исходя из полученных значений коэффициентов, могут быть приняты те или иные допущения, но их следует принимать не до расчета, а в процессе расчета, когда уже становится ясно, какими величинами можно пренебречь. Это исключит методические ошибки и даст возможность построить частотные характеристики гидроагрегата с достаточной для практики точностью.

### 33. Критерии для выбора структурной схемы и параметров регулятора скорости

Структурную схему замкнутой системы автоматического регулирования скорости гидроагрегата можно представить в виде, показанном на рис. 89, а, где  $W_p$  — передаточная функция регулятора. Согласно определению, данному в гл. 1, в  $W_p$  входят

все звенья от чувствительного элемента до сервомотора направляющего аппарата включительно. Известно, что регулятор скорости может работать как по статической, так и по астатической характеристикам. Однако поскольку статизм регулятора  $b_p$  представляет собой жесткую отрицательную обратную связь, то ее введение ухудшает устойчивость системы, поэтому худшим случаем будет  $b_p = 0$ . Исходя из этого, разобьем  $W_p$  на два последовательно соединенных звена  $W_p = W_k 1/p$ . В полученном выражении значение  $1/p$  характеризует передаточную функцию сервомотора как интегрирующего звена с коэффициентом усиления, равным единице, а  $W_k$  определяет структуру регулятора или те корректирующие звенья, которые необходимо ввести в систему,

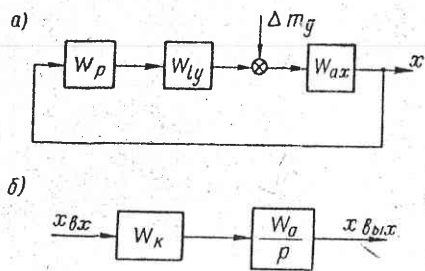


Рис. 89. Структурные схемы замкнутой (а) и разомкнутой (б) систем регулирования гидроагрегата

чтобы обеспечить ее устойчивость и требуемое качество процесса регулирования. В результате структурная схема разомкнутой системы регулирования будет иметь вид, приведенный на рис. 89, б. Здесь  $W_a/p = W_n$  представляет собой неизменяемую часть системы, частотные характеристики которой целиком определяются конструкцией и параметрами гидроагрегата, напорного трубопровода и нагрузки.

Чтобы определить вид передаточной функции  $W_k$ , используем метод логарифмических частотных характеристик. Согласно этому методу, необходимо построить частотные характеристики неизменяемой части системы  $W_n(i\omega)$  и желаемые частотные характеристики  $W_{ж}(i\omega)$ , а их разность  $W_{ж}(i\omega) - W_n(i\omega)$  будет равна  $W_k(i\omega)$ .

Если все коэффициенты передаточной функции гидроагрегата  $W_a$  известны, то построение амплитудной  $L_n$  и фазовой  $\varphi_n$  частотных характеристик неизменяемой части системы  $W_n(i\omega)$  не представляет особой сложности. Их вид для гидроагрегата с радиально-осевой турбиной показан на рис. 90. Совсем иначе обстоит дело с желаемыми характеристиками  $L_{ж}$  и  $\varphi_{ж}$ , так как именно они при заданных  $L_n$  и  $\varphi_n$  определяют вид  $W_k(i\omega)$  и параметры настройки регулятора.

Рассмотрим, каким образом выбираются желаемые амплитудная и фазовая частотные характеристики разомкнутой системы регулирования. Прежде всего необходимо отметить, что выработать какие-либо общие рекомендации по выбору параметров настройки регулятора, отвечающих оптимальному качеству переходных процессов, вряд ли возможно и, по-видимому, нецелесообразно. Для практических целей более важно иметь рекомендации, учитывающие возможные средства динамической коррекции, т. е. для определенной структурной схемы регулятора скорости.

В настоящее время наиболее распространенной схемой является регулятор с изодромной обратной связью. Поэтому ниже будут даны некоторые соображения по выбору желаемых частотных характеристик применительно к этому типу регулятора. В данном случае частотный метод с логарифмическими характеристиками используется не в прямом смысле  $L_k = L_{ж} - L_n$ , а при известной характеристике  $L_n$  выбирается такой вид  $L_k$ , чтобы получить желаемые запасы  $\Delta A$  и  $\Delta \varphi$ .

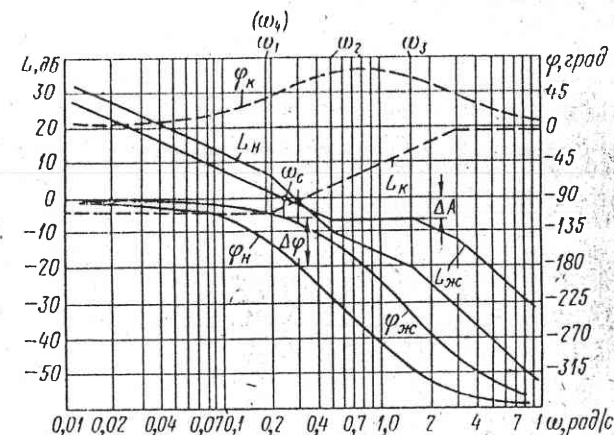


Рис. 90. Частотные характеристики системы регулирования гидроагрегата

В технической литературе по автоматическому регулированию гидротурбин существует большое разнообразие рекомендаций по выбору параметров настройки изодромных регуляторов. Наиболее обоснованными считаются рекомендации Т. Штейна [42], полученные для упрощенной передаточной функции гидроагрегата, имеющей вид (4.37).

В качестве критерия оптимальной настройки Штейн принимает минимальное время регулирования при действии единичного скачка возмущающего воздействия. Для номинальной нагрузки Штейн рекомендует следующую настройку регулятора:  $T_d = 6T_w$ ,  $b_i T_d = 2,6T_w$ , при этом минимальное время регулирования будет  $t_p = 6T_w$  (за время регулирования принято время, в течение которого скачок возмущения уменьшается до величины, равной 0,1 от первоначального значения).

Г. И. Кривченко [10] для анализа качества регулирования гидротурбин использовал величину степени устойчивости. Учитывая большинство факторов, влияющих на динамику регулирования гидроагрегата, он показал, что при прочих равных условиях настройка регулятора, дающая минимальную величину времени регулирования, зависит от суммарного коэффициента

саморегулирования  $e_n$ . Для различных значений  $e_n$  при номинальной нагрузке Кривченко рекомендует такие настройки:

при  $e_n = 0$   $b_1 T_a = (3 \div 4) T_w$ ,  $T_d = (4 \div 5) T_w$ , что дает  $t_p = (8 \div 10) T_w$ ;

при  $e_n = 1$   $b_1 T_a = (2,5 \div 3,5) T_w$ ,  $T_d = (2 \div 3) T_w$ , что дает  $t_p = (5 \div 7) T_w$ ;

при  $e_n = 3$   $b_1 T_a = (2 \div 2,5) T_w$ ,  $T_d = (0,75 \div 1,2) T_w$ , что дает  $t_p = (4 \div 5) T_w$ .

Как видно, в данном случае для  $e_n = 0$  величина  $b_1 T_a$  больше, а  $T_d$  меньше, чем рекомендуется Штейном. Такая настройка способствует уменьшению отклонения скорости в процессе регулирования, но это достигается за счет некоторого увеличения времени регулирования.

Приведенные рекомендации по настройке изодромных регуляторов основаны на анализе переходных процессов при возмущениях типа единичного скачка и являются в некоторой степени условными и ограниченными, так как в реальных условиях нагрузка потребителей электроэнергии изменяется непрерывно во времени и беспорядочно, а не в виде отдельных толчков с большим промежутком времени. Качество же процесса регулирования, как известно, зависит не только от параметров системы, но и от вида возмущающего воздействия, и фактически каждому виду воздействия должна соответствовать своя настройка регулятора. Строго говоря, воздействия, приложенные к системе регулирования, являются случайными функциями и правильно было бы производить оценку качества регулирования на основе теории случайных процессов. Однако практические возможности статистических методов исследований пока ограничены.

В настоящее время широкое распространение получило направление, согласно которому возмущающие воздействия рассматриваются в виде периодических колебаний, и в этом случае оценка качества регулирования производится по частотным характеристикам системы, по которым может быть построена и кривая переходного процесса при возмущениях типа единичного скачка.

Используя частотный метод, В. Ойя [19] предложил оценивать качество регулирования по величине эффективности регулирования

$$\eta = \left| \frac{\Delta m_{yy}}{z} \right| = \frac{|W_p(i\omega) W_a(i\omega)|}{|1 + W_p(i\omega) W_a(i\omega)|}, \quad (4.47)$$

где  $z$  — сигнал возмущающего воздействия.

Вид зависимости  $\eta = f(\omega)$  показан на рис. 91. Если  $\eta = 1$ , то возмущающие воздействия устраняются полностью; если  $\eta = 0$ , то регулирование отсутствует, а при  $\eta < 0$  действие регулятора скорости увеличивает амплитуду возмущающих воздействий.

Аналогичный по смыслу критерий качества регулирования при периодически изменяющемся возмущающем воздействии применяет также Г. И. Кривченко [10]. Качество он характери-

зует величиной  $M$ , которая представляет собой отношение амплитуд колебаний замкнутой и разомкнутой систем. Согласно рис. 89,

$$|W_{зпм}(i\omega)| = \left| \frac{W_{пк}(i\omega)}{1 + W_p(i\omega) W_a(i\omega)} \right| \quad \text{и} \quad |W_{раз}(i\omega)| = |W_{пк}(i\omega)|,$$

$$M = \frac{1}{|1 + W_p(i\omega) W_a(i\omega)|}. \quad (4.48)$$

Сравнивая выражения (4.47) и (4.48), можно прийти к выводу, что  $M = 1 - \eta$ .

Если рассматривать изменение  $M$  или  $\eta$  во всем диапазоне частот, то, по нашему мнению, для инженерной практики наиболее удобным критерием оценки качества регулирования могут служить запасы по амплитуде и фазе разомкнутой системы регулирования гидроагрегата, так как они полностью определяют статические и динамические свойства замкнутой системы. В практических расчетах следует принимать следующие запасы [23]: по амплитуде  $\Delta A = (6 \div 8)$  дБ, по фазе  $\Delta \varphi = 30 \div 45^\circ$ . Для возмущений типа единичного скачка нижние пределы указанных запасов примерно соответствуют рекомендациям Т. Штейна, а верхние — рекомендациям Г. И. Кривченко.

Вернемся к рис. 90 и построим желаемые частотные характеристики разомкнутой системы регулирования с изодромным регулятором скорости, используя для этого приведенные запасы  $\Delta A$  и  $\Delta \varphi$ . В общем виде передаточная функция изодромного регулятора без учета звеньев с малыми постоянными времени соответствует выражению (2.163). Принимая во внимание, что  $1/p$  включено в неизменяемую часть системы, получим для корректирующего звена

$$W_k = k \frac{T_1 p + 1}{T_2 p + 1}. \quad (4.49)$$

Принципиально зависимости  $L_{ж} = f(\omega)$  и  $\varphi_{ж} = f(\omega)$  можно построить, задаваясь различными значениями  $k$ ,  $T_1$ ,  $T_2$ . Этот путь обычно требует нескольких приближений, и у недостаточно опытного расчетчика он занимает сравнительно много времени. Поэтому укажем на некоторые практические приемы для быстрого построения характеристик  $L_{ж}$  и  $\varphi_{ж}$ .

Практика расчетов динамики регулирования гидроагрегатов показывает, что частота среза  $\omega_c$  амплитудной характеристики  $L_{ж}$

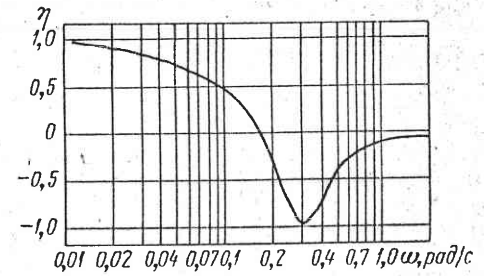


Рис. 91. Кривая эффективности регулирования



## СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА СТРУКТУРНЫХ СХЕМ РЕГУЛЯТОРОВ СКОРОСТИ

всегда находится левее частоты  $\omega_2$ , а запас по амплитуде  $\Delta A$  для номинальной нагрузки, как правило, определяется в диапазоне частот от  $\omega_2$  до  $\omega_3$ . Эти особенности с учетом вида частотных характеристик  $W_k(i\omega)$  дают возможность построить  $L_{ж}$  и  $\varphi_{ж}$  во всем диапазоне частот.

Построение ведется так. В диапазоне частот  $\omega_2 - \omega_3$  проводим прямую линию с наклоном 0 дБ, отстоящую на  $\Delta A = 6 \div 8$  дБ от оси  $\omega$ . От частоты  $\omega_2$  в сторону меньших частот проводим прямую с наклоном  $-20$  дБ/дек с таким расчетом, чтобы диапазоны частот  $\omega_c - \omega_2$  и  $\omega_c - \omega_4$  были одинаковыми. Левее частоты  $\omega_4$  наклон характеристики  $L_{ж}$  будет совпадать с наклоном  $L_n$ . В тех случаях, когда отрезок  $\omega_1 \omega_c$  меньше  $\omega_c \omega_2$ , частота  $\omega_4$  принимается равной  $\omega_1$ , как это показано на рис. 90. Из полученной части амплитудной характеристики  $L_{ж}$  определяются значения  $T_1 = 1/\omega_4$  и  $k$  в дБ, как разность между  $L_{ж}$  и  $L_n$  при частотах  $\omega \rightarrow 0$ .

Для изодромных регуляторов величины  $T_1 = T_d$ ,  $k \approx 1/b_l T_d$ , а  $T_2 \approx T_x/b_l$ . Значение  $T_x$  определяется по конструкции регулятора, а  $b_l = 1/kT_d$ . Зная численные значения  $k$ ,  $T_1$ ,  $T_2$ , построим амплитудную характеристику  $L_{ж}$  правее частоты  $\omega_3$  и построим частотные характеристики корректирующего звена  $L_k$  и  $\varphi_k$ . Сумма фазовых характеристик  $\varphi_n + \varphi_k$  даст искомую фазовую характеристику  $\varphi_{ж}$ , на которой при частоте  $\omega_c$  определяем запас по фазе  $\Delta\varphi$  для выбранных параметров корректирующего звена (регулятора). Если величина  $\Delta\varphi$  находится в пределах  $30 - 45^\circ$ , то на этом расчет заканчивается. При больших отклонениях  $\Delta\varphi$  от указанных значений следует произвести некоторую корректировку параметров  $k$  и  $T_1$  ( $b_l$ ,  $T_d$ ).

Практика расчетов показывает, что иногда (как правило, для режима холостого хода) при выбранном запасе по фазе  $\Delta\varphi$  величина запаса по амплитуде  $\Delta A$  автоматически получается значительно больше 8 дБ. В таких случаях следует ориентироваться на величину  $\Delta\varphi$ , так как по своему физическому смыслу, исходящему из частотного критерия устойчивости, величина запаса по фазе  $\Delta\varphi$  при  $\Delta A = \text{const}$  характеризует колебательность системы.

Значение же  $\Delta A$  при  $\Delta\varphi = \text{const}$  определяет отклонение регулируемой величины (скорости вращения) от установившегося значения при подаче возмущения типа единичного скачка. Естественно, чем больше  $\Delta\varphi$  и  $\Delta A$ , тем меньше колебательность системы и меньше отклонение скорости в процессе регулирования. Но из этого не следует, что нужно стремиться к получению больших значений  $\Delta\varphi$  и  $\Delta A$ . Так, например, увеличение запаса по фазе свыше  $50^\circ$  при  $\Delta A = \text{const}$  приводит лишь к увеличению времени регулирования и не влияет на величину отклонения скорости, т. е. значения  $\Delta\varphi > 50^\circ$  практически ухудшают качество регулирования. Поэтому не следует принимать слишком большие значения  $\Delta\varphi$ . Достаточно хорошее качество регулирования получается, когда  $\Delta\varphi = 35 \div 45^\circ$ . При этом величина запаса по амплитуде  $\Delta A$  должна быть не меньше 6 дБ.

### 34. Анализ структурных схем изодромных регуляторов

Для анализа воспользуемся частотными характеристиками, приведенными на рис. 90. Логарифмическим характеристикам корректирующего звена, которое обеспечивает желаемые характеристики  $L_{ж}$  и  $\varphi_{ж}$ , соответствует передаточная функция дифференцирующего типа (4.49), причем коэффициент усиления  $k$  и постоянные времени  $T_1$  и  $T_2$  звена определяются непосредственно из амплитудной характеристики.

В гл. 3 были рассмотрены две принципиальные схемы изодромных регуляторов с обратными связями от главного сервомотора (рис. 73, 74) и схема, у которой обратные связи взяты от вспомогательного сервомотора (рис. 72). Упрощенные функциональные схемы систем регулирования с этими регуляторами показаны на рис. 92 и 93. По схеме рис. 92 регуляторы изготавливают ЛМЗ, французская фирма «Neugric» и другие, а по схеме рис. 93 — ЛМЗ, шведские фирмы КМВ, «Nohab», японская «Hitachi» и др.

Усилители и обратные связи образуют в каждой системе регулирования внутренний регулирующий контур, который, как известно, может быть неустойчивым или обладать высокой колебательностью, если его параметры выбраны неудачно. С точки зрения качества процесса регулирования этот контур следует рассматривать так же, как регулирующий контур всей системы.

Вначале исследуем динамические качества всей системы регулирования. В этом случае постоянными времени промежуточных звеньев можно пренебречь, так как они малы по сравнению с другими постоянными времени и не оказывают заметного влияния на область существенных частот. С учетом этого допущения структурные схемы рассматриваемых систем можно представить в виде, показанном на рис. 94, а и б.

Здесь  $k_0$  — коэффициент усиления чувствительного элемента, В/%;  $k_1$ ,  $k_1'$  — коэффициенты усиления от чувствительного элемента соответственно до главного золотника и до побудительного золотника вспомогательного сервомотора, мм/В;  $k_c$ ,  $k_c'$  — коэффициенты усиления соответственно главного и вспомогательного сервомоторов, %/(с·мм);  $k_{o.c}$  — коэффициент жесткой обратной связи, определяющий статизм регулятора, В/%;  $\beta$ ,

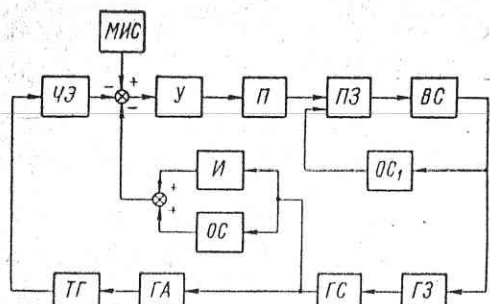


Рис. 92. Функциональная схема системы регулирования с издромным регулятором и обратными связями от главного сервомотора:

ЧЭ — чувствительный элемент; МНС — механизм изменения скорости; У — электрический усилитель; П — преобразователь электрических сигналов в механические перемещения; ПЗ — побудительный золотник; ВС — вспомогательный или промежуточный сервомотор; ГЗ — главный золотник; ГС — главный сервомотор; ОС — жесткая обратная связь, определяющая постоянную неравномерность или статизм регулятора; ОС<sub>1</sub> — местная жесткая обратная связь; И — издромная обратная связь; ГА — гидроагрегат и ТГ — тахогенератор

жесткая обратная связь, определяющая постоянную неравномерность или статизм регулятора; ОС<sub>1</sub> — местная жесткая обратная связь; И — издромная обратная связь; ГА — гидроагрегат и ТГ — тахогенератор

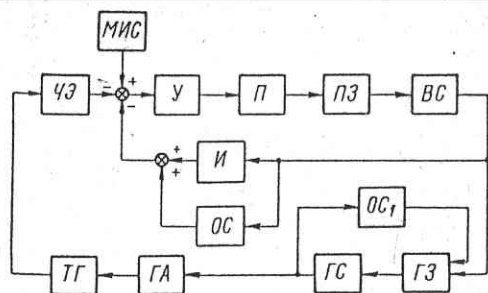


Рис. 93. Функциональная схема системы регулирования с издромным регулятором и обратными связями от вспомогательного сервомотора (обозначения те же, что и на рис. 92)

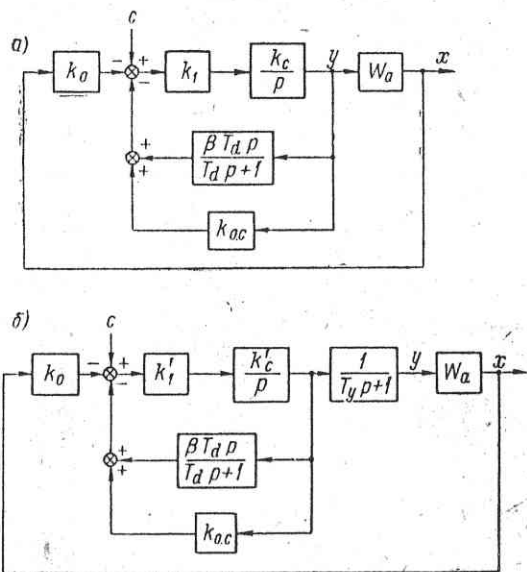


Рис. 94. Структурные схемы систем регулирования с издромными регуляторами: а — обратные связи от главного сервомотора; б — обратные связи от вспомогательного сервомотора

$T_d$  — коэффициент усиления и постоянная времени издромной обратной связи, В/%, с;  $T_y$  — постоянная времени главного сервомотора как следящей системы, с;  $c$  — управляющие сигналы;  $W_a$  — передаточная функция гидроагрегата.

Сравнение динамических качеств систем регулирования удобно и более наглядно проводить при статизме  $b_p = 0$ , т. е. когда  $k_{o.c} = 0$ . В этом случае передаточные функции разомкнутых систем регулирования по каналу частоты будут:

для схемы на рис. 94, а

$$W_1 = \frac{k_0 k_1 k_c}{1 + k_1 k_c \beta T_d} \frac{T_d p + 1}{p \left( \frac{T_d}{1 + k_1 k_c \beta T_d} p + 1 \right)} W_a; \quad (5.1)$$

для схемы на рис. 94, б

$$W_1' = \frac{k_0 k_1' k_c'}{1 + k_1' k_c' \beta T_d} \frac{T_d p + 1}{p \left( \frac{T_d}{1 + k_1' k_c' \beta T_d} p + 1 \right) (T_y p + 1)} W_a. \quad (5.2)$$

Эти передаточные функции можно представить также в следующем виде:

$$W_1 = W_k W_n; \quad (5.3)$$

$$W_2 = W_k' W_n'; \quad (5.4)$$

где

$$W_k = \frac{k_p}{1 + k_p b_i T_d} \frac{T_d p + 1}{\frac{T_d}{1 + k_p b_i T_d} p + 1} \quad (5.5)$$

и

$$W_k' = \frac{k_p'}{1 + k_p' b_i' T_d} \frac{T_d p + 1}{\left( \frac{T_d}{1 + k_p' b_i' T_d} p + 1 \right) (T_y p + 1)} \quad (5.6)$$

являются передаточными функциями корректирующих звеньев соответствующих схем. В выражениях (5.5) и (5.6)  $k_p = k_0 k_1 k_c$ ,  $k_p' = k_0 k_1' k_c'$  — коэффициенты усиления прямой цепи регулятора, а  $b_i = \beta/k_0$  — временная неравномерность регулятора.

При сравнении передаточных функций  $W_k$  и  $W_k'$  видно, что, когда

$$k_p = k_p', \text{ а } T_y \ll \frac{T_d}{1 + k_p b_i T_d}, \quad (5.7)$$

частотные характеристики этих звеньев в существенном диапазоне частот будут совпадать. Если принять

$$\frac{k_p}{1 + k_p b_i T_d} = k; \quad T_d = T_1; \quad \frac{T_d}{1 + k_p b_i T_d} = T_2, \quad (5.8)$$

то  $W_k$  и  $W'_k$  совпадут с (4.49) и, следовательно, при соблюдении условия (5.7) обе структурные схемы обеспечивают желаемые динамические качества системы регулирования.

Рассмотрим физическую осуществимость условия (5.7). В современных регуляторах, как правило, величина  $k_p = 10 \div 30$  1/с. Если  $b_i$  и  $T_d$  не слишком малы, то при  $k_p = k'_p$  условие (5.7) можно записать

$$T_y \ll \frac{1}{k_p b_i} \quad (5.9)$$

Возьмем  $k_p = 20$ ,  $b_i = 0,5$ , которые близки к реальным условиям работы регулятора. Тогда для обеспечения одинаковых динамических качеств регуляторов, имеющих передаточные функции (5.5) и (5.6), необходимо, чтобы  $T_y \ll 0,1$  с. Пусть, например, полный ход поршня сервомотора направляющего аппарата  $\psi_{\max} = 720$  мм и требуется обеспечить  $T_y = 0,02$  с. Возьмем полный ход главного золотника следящей системы  $S = 120$  мм. Для этих условий коэффициент усиления сервомотора следящей системы или наклон графика зависимости скорости движения сервомотора от хода золотника должен быть

$$k_c = \frac{\partial \psi}{\partial t} = \frac{\psi_{\max}}{T_y S} = \frac{720}{0,02 \cdot 120} = 300 \frac{\text{мм}}{\text{с} \cdot \text{мм}}$$

Такой коэффициент усиления практически получить чрезвычайно трудно, так как это связано со значительным увеличением размеров главного золотника и масляных трубопроводов или с введением в схему дополнительных каскадов гидравлических усилителей. В изодромных регуляторах с обратными связями от вспомогательного сервомотора, выпускающихся фирмами КМВ и «Nohab», величина  $T_y = 0,3 \div 0,5$  с, а в колонках управления ЛМЗ типа ЭГРК-250-3  $T_y \approx 0,7$  с. При указанных значениях  $T_y$  следящая система главного сервомотора в области существенных частот будет ухудшать динамические качества системы регулирования по сравнению с регулятором, у которого обратные связи взяты от главного сервомотора.

Таким образом, в реальных условиях динамические характеристики регулятора с обратными связями от вспомогательного сервомотора несколько хуже динамических характеристик регулятора с обратными связями от главного сервомотора. Так обстоит дело с динамическими характеристиками изодромных регуляторов по каналу частоты.

Не менее важным показателем качества работы регулятора является его быстродействие по каналу управления открытием при работе гидроагрегата в мощную энергосистему. В этом случае систему регулирования можно считать разомкнутой по ча-

стоте, так как  $x = 0$ , а быстродействие регулятора можно наглядно характеризовать установившейся скоростью движения поршня сервомотора регулирующего органа после подачи ступенчатого входного сигнала при статизме  $b_p = 0$ .

Согласно рис. 94, передаточные функции регуляторов при  $k_{o.c} = 0$  по каналам управления открытием  $W_p = y/c(p)$  будут равны соответственно  $W_k/p$  и  $W'_k/p$  (5.5) и (5.6). Если учесть, что  $k_p b_i T_d \gg 1$  и  $k'_p b_i T_d \gg 1$ , то при подаче ступенчатого входного сигнала после переходного процесса установившаяся скорость движения поршня сервомотора для обоих регуляторов будет  $dy/dt = c/b_i T_d$ , т. е. она целиком определяется настройкой изодромного устройства. Но величины  $T_d$  и  $b_i$  выбраны из условия обеспечения требуемого качества процесса регулирования по каналу частоты, и их изменить уже нельзя. А это значит, что динамические качества изодромных регуляторов по каналу управления открытием находятся в прямой зависимости от значений  $T_d$  и  $b_i$ . Следовательно, структурные схемы рассматриваемых изодромных регуляторов без специальных устройств не могут обеспечить желаемое быстродействие системы регулирования при обработке сигналов, направленных на изменение открытия (мощности).

В настоящее время в регуляторах скорости, выпускаемых ЛМЗ, для увеличения быстродействия используются устройства, которые при включении гидроагрегата в энергосистему переключают настройки изодрома на меньшие значения или полностью выводят изодром из работы. Однако значительное уменьшение  $T_d$  и  $b_i$  или полное отключение изодрома возможны лишь при работе гидроагрегата на довольно мощную энергосистему с относительно большим количеством электростанций, работающих в базисном режиме. Если же в энергосистеме имеется сравнительно большое количество участвующих в регулировании частоты ГЭС, то у всех регуляторов уменьшать уставки  $T_d$  и  $b_i$  или полностью отключать изодром нельзя, а наоборот, необходимо устанавливать параметры изодрома, близкие к условиям работы гидроагрегата на выделенную нагрузку.

Кроме того, высказываются мнения, что в некоторых случаях влияние энергосистемы на устойчивость может быть и отрицательным [16]. Все это говорит о необходимости иметь структурную схему регулятора, позволяющую увеличить, а при необходимости и изменять быстродействие системы по каналу управления открытием без ухудшения качества регулирования по каналу частоты.

Как уже отмечалось в гл. 3, для увеличения быстродействия в регуляторах скорости с электрической схемой типа ЭГР-2М применена специальная схема подачи сигналов на изменение открытия. Структурную схему системы с этим типом регулятора можно представить в виде, показанном на рис. 95. Управляющие сигналы подаются на вход звеньев обратных связей.



Передаточная функция регулятора по каналу управления открытием будет

$$W_p = \frac{k_1 k_c k_{o.c} \left[ \left( \frac{b_l}{b_p} + 1 \right) T_d p + 1 \right]}{T_d p^2 + \left[ 1 + \left( 1 + \frac{b_l}{b_p} \right) k_1 k_c k_{o.c} T_d \right] p + k_1 k_c k_{o.c}} \quad (5.10)$$

или, если заменить  $k_0 k_1 k_c = k_p$  и  $k_{o.c}/k_0 = b_p$ , то

$$W_p = \frac{\left( \frac{b_l}{b_p} + 1 \right) T_d p + 1}{\frac{T_d}{k_p b_p} p^2 + \left[ \frac{1}{k_p b_p} + \left( 1 + \frac{b_l}{b_p} \right) T_d \right] p + 1} \quad (5.11)$$

Чтобы сравнить схемы на рис. 94, а и 95 по быстродействию, напомним передаточную функцию  $W_{1p}$  для рис. 94, а также с уче-

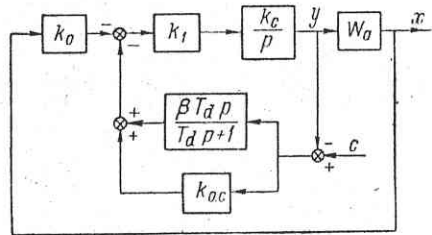


Рис. 95. Структурная схема разомкнутой системы регулирования с электрической схемой типа ЭГР-2М

том статизма  $b_p$ . При этом величину входного сигнала примем равным  $k_{o.c}$ . Тогда

$$W_{1p} = \frac{T_d p + 1}{\frac{T_d}{k_p b_p} p^2 + \left[ \frac{1}{k_p b_p} + \left( 1 + \frac{b_l}{b_p} \right) T_d \right] p + 1} \quad (5.12)$$

По своей форме  $W_p$  и  $W_{1p}$  аналогичны. Однако в числителе выражения (5.11) коэффициент дифференцирования  $\left( \frac{b_l}{b_p} + 1 \right) T_d$  больше по сравнению с таким же коэффициентом функции  $W_{1p}$ , причем он увеличивается с увеличением  $b_l$  и уменьшением  $b_p$ . Значит, время переходного процесса в системе рис. 95 будет меньше, чем в системе рис. 94, а. В этом легко убедиться, если принять  $k_p$  достаточно большим. Тогда в знаменателях функций  $W_p$  и  $W_{1p}$  можно пренебречь членами  $\frac{T_d p^2}{k_p b_p}$  и  $\frac{p}{k_p b_p}$ . В результате  $W_p \approx 1$  не зависит от параметров настройки регулятора, а

$$W_{1p} = \frac{T_d p + 1}{\left( 1 + \frac{b_l}{b_p} \right) T_d p + 1}$$

определяется соотношением между  $b_l$  и  $b_p$ .

Отметим одну особенность рассмотренной структурной схемы. Если положить  $b_p = 0$ , то

$$W_p = \frac{k_p b_l T_d}{1 + k_p b_l T_d} \frac{1}{\frac{T_d}{1 + k_p b_l T_d} p + 1} \quad (5.13)$$

передаточная функция регулятора соответствует аperiodическому звену первого порядка, в то время как по схеме на рис. 94, а при  $b_p = 0$

$$W_{1p} = \frac{k_p}{(1 + k_p b_l T_d) p} \frac{T_d p + 1}{\frac{T_d}{1 + k_p b_l T_d} p + 1} \quad (5.14)$$

передаточная функция регулятора приобретает свойства интегрирующего звена.

Поскольку регулятор скорости должен обеспечить возможность синхронизации генератора с энергосистемой при  $b_p = 0$ , то регуляторы типа ЭГР-2М и ЭГРК-2М снабжены двумя устройствами для ввода управляющих сигналов. Один из них — механизм изменения скорости (МИС) — служит для изменения скорости гидроагрегата в режиме холостого хода и работает по схеме, представленной на рис. 94, а другой — механизм изменения мощности (МИМ) — предназначен для управления активной мощностью генератора при его работе на энергосистему и включен по схеме, показанной на рис. 95.

Схема рис. 95 обеспечивает достаточно высокое быстродействие по каналу управления открытием, удовлетворяющее требованиям эксплуатации, но, как это видно из выражения (5.11), ее динамические свойства, так же как и других схем, при ограниченном значении  $k_p$  зависят от параметров настройки изодрома и статизма. Поэтому всякое изменение уставок  $b_l$ ,  $b_p$  и  $T_d$ , обусловленное требованиями регулирования частоты, будет неизбежно приводить к изменению характеристик систем автоматического регулирования активной мощности агрегатов ГЭС.

### 35. Выбор коэффициента усиления изодромного регулятора

Коэффициент усиления регулятора представляет собой выраженное в относительных величинах отношение скорости движения сервомотора направляющего аппарата или вспомогательного сервомотора к изменению входного сигнала при отсутствии обратных связей

$$k_p = \frac{dy}{dx} \quad (5.15)$$

Обратная величина  $1/k_p = T_x$  является временем интегрирования сервомотора. Величины  $k_p$  и  $T_x$  достаточно полно

характеризуют работу регулятора и позволяют наглядно проводить сравнение динамических и статических качеств различных структурных схем регуляторов без введения фиктивных величин, которым трудно дать физическое толкование. Количественно величина  $k_p$  тесно связана с точностью или чувствительностью регулятора. Чем больше  $k_p$ , тем выше точность.

Выше указывалось, что замкнутая система регулирования содержит внутренний регулирующий контур, охваченный изо-

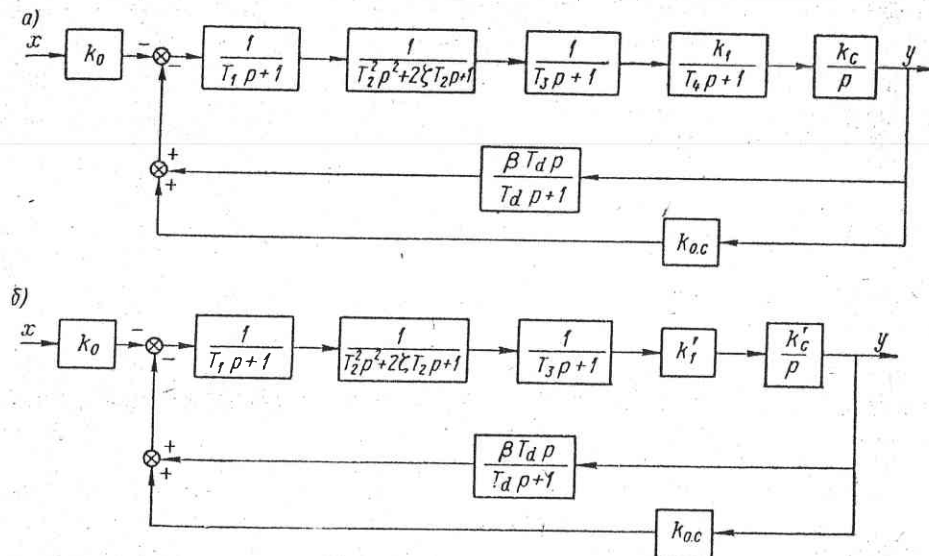


Рис. 96. Структурные схемы внутренних регулирующих контуров издромных регуляторов с обратными связями от главного (а) и вспомогательного (б) сервомоторов

дромной и жесткой обратными связями. Поэтому важно определить влияние постоянных времени отдельных звеньев, входящих в этот контур, на его устойчивость. В частности, следует определить максимально допустимую величину  $k_p$ , которую можно установить при выбранных из условия устойчивости и качества регулирования замкнутой системы уставок  $b_t$  и  $T_d$ .

На рис. 96 показаны структурные схемы внутренних контуров регуляторов с обратными связями от главного (а) и от вспомогательного (б) сервомоторов, соответствующие функциональным схемам рис. 92 и 93. На этом рисунке указаны передаточные функции промежуточных звеньев:  $W_1 = k_0$  — чувствительного элемента;  $W_2 = \frac{1}{T_1 p + 1}$  — электрического усилителя, в данном случае магнитного, с постоянной времени  $T_1$ ;  $W_3 = \frac{1}{T_2^2 p^2 + 2\xi T_2 p + 1}$  — магнитоэлектрического преобразователя, который представляет собой колебательное звено с постоянной времени  $T_2$  и коэффи-

циентом демпфирования  $\xi$ ;  $W_3 = \frac{1}{T_3 p + 1}$  — гидроусилителя типа сопло—заслонка с постоянной времени  $T_3$ ;  $W_4 = \frac{k_t}{T_4 p + 1}$  — вспомогательного сервомотора главного золотника с постоянной времени  $T_4$ . Передаточные функции других звеньев (сервомоторов и обратных связей) нам уже известны.

Как видно, по сравнению со схемой (рис. 96, а) в схеме (рис. 96, б) отсутствует лишь звено с  $T_4$ . Передаточная функция разомкнутого внутреннего контура для схемы (рис. 96, а)

$$W = k_p \frac{b_p \left[ \left( 1 + \frac{b_t}{b_p} \right) T_d p + 1 \right]}{p (T_1 p + 1) (T_2^2 p^2 + 2\xi T_2 p + 1) (T_3 p + 1) (T_4 p + 1) (T_d p + 1)} \quad (5.16)$$

и для схемы (рис. 96, б)

$$W' = k'_p \frac{b_p \left[ \left( 1 + \frac{b_t}{b_p} \right) T_d p + 1 \right]}{p (T_1 p + 1) (T_2^2 p^2 + 2\xi T_2 p + 1) (T_3 p + 1) (T_d p + 1)}, \quad (5.17)$$

где  $k_p = k_0 k_1 k_c$ , а  $k'_p = k_0 k'_1 k'_c$ .

Поскольку параметры  $T_d$  и  $b_t$  определяются из условий требуемого качества замкнутой системы регулирования, а величина  $b_p$  по условиям эксплуатации может быть установлена в пределах от 0 до 0,1, то должна быть определена допустимая величина  $k_p$  или  $k'_p$ . Именно эта величина определяет устойчивость или колебательность внутреннего контура. Отсюда вытекает порядок определения  $k_p$  и  $k'_p$ . После выбора параметров  $T_d$  и  $b_t$ , обеспечивающих требуемое качество регулирования, с учетом этих значений строятся частотные характеристики разомкнутого внутреннего регулирующего контура, по которым и определяется максимально допустимое значение  $k_p$  или  $k'_p$ .

Рассмотрим реальные величины  $k_p$  и  $k'_p$ . Допустим, что для обеспечения желаемого качества переходных процессов необходимо установить  $b_p = 0,1$ ,  $b_t = 0,5$ , а  $T_d = 10$  с. Согласно экспериментальным данным  $T_1 = 0,18$  с,  $T_4 = 0,06$  с. Логарифмические частотные характеристики магнитоэлектрического преобразователя вместе с гидроусилителем типа «сопло—заслонка», полученные экспериментальным путем, показаны на рис. 97, из которых видно, что преобразователь с гидроусилителем, применяемые в ЭГР, являются достаточно быстродействующими по сравнению с другими элементами. По этим данным на рис. 98 построены частотные характеристики разомкнутого внутреннего регулирующего контура ЭГР с магнитными усилителями: 1 — для схемы с обратными связями от главного сервомотора, а 2 — когда обратные связи взяты от вспомогательного сервомотора. При одинаковых запасах устойчивости имеем  $k_p = 8$ , а

$k_p = 26,5$ . Для сравнения на этом же рисунке приведены частотные характеристики (3) ЭГР в предположении, что электрический усилитель безынерционный (например, транзисторный).

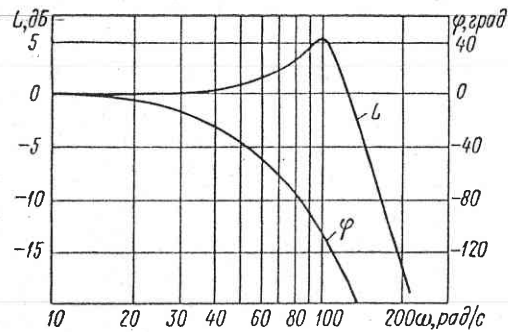


Рис. 97. Экспериментальные частотные характеристики магнитоэлектрического преобразователя с гидроусилителем типа сопло—заслонка

получить значительно больший коэффициент усиления регулятора, чем при усилителе, выполненном по схеме на рис. 96, а. Однако в предположении безынерционного усилителя обе

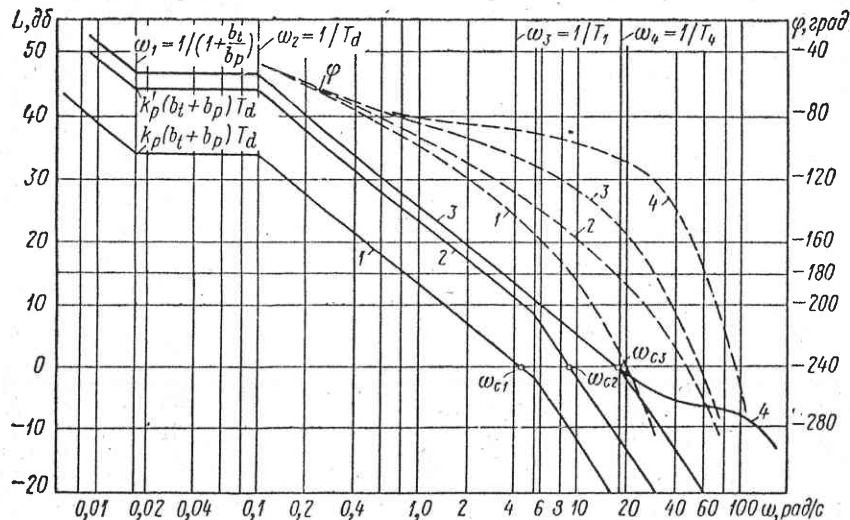


Рис. 98. Частотные характеристики разомкнутых внутренних регулирующих контуров изодромных регуляторов: с магнитным усилителем и обратными связями от главного (1) и вспомогательного (2) сервомоторов; с транзисторным усилителем и обратными связями от главного (3) и вспомогательного (4) сервомоторов

схемы практически равноценны с точки зрения устойчивости внутреннего регулирующего контура. Это видно из сравнения амплитудных характеристик (3) и (4), последняя из которых со-

ответствует схеме с безынерционным усилителем и обратными связями от вспомогательного сервомотора. В данном случае на устойчивость внутреннего контура основное влияние оказывает колебательность электрогидравлического преобразователя.

Таким образом, для получения высокого коэффициента усиления регулятора, обеспечивающего необходимую точность работы системы, необходимо стремиться к расширению полосы пропускания прямой цепи, т. е. применять малоинерционные усилители.

Проведем количественную оценку максимально допустимой величины  $k_p$  ( $k'_p$ ) с точки зрения ее физической осуществимости, т. е. с точки зрения конструктивного выполнения узлов и с учетом реальных условий. Произведение  $k_0 k_1$ , входящее в выражение  $k_p$ , представляет собой отношение перемещения золотника главного сервомотора к изменению скорости (частоты), а  $k_0 k'_1$  — то же отношение, но для золотника вспомогательного сервомотора. У современных главных золотников величина перекрытий составляет  $\sim 0,25$  мм на сторону. Золотник вспомогательного сервомотора изготавливается с меньшими перекрытиями, равными  $\sim 0,1$  мм. Опыт эксплуатации гидротурбин показывает, что вторичные факторы, такие, как неизбежные биения регуляторного генератора, изменения момента турбины, связанные с нестационарностью потока в проточной части турбины, электрические колебания ротора гидроагрегата и т. д., приводят к повышенному износу золотников и узлов сочленения в механизмах поворота лопаток направляющего аппарата. Поэтому регулятор не должен передавать эти «помехи» на главный сервомотор, т. е. помехи не должны смещать главный золотник за пределы перекрытий. Из этих соображений максимальные коэффициенты усиления до золотников ограничиваются значениями  $k_0 k_1 = 10 \div \div 15$  мм/%, а  $k_0 k'_1 = 1 \div 1,5$  мм/%. Меньшие значения  $k_0 k_1$  объясняются относительно малыми перекрытиями золотника и незначительными силами сопротивления, преодолеваемыми вспомогательным сервомотором.

Рассмотрим коэффициент усиления сервомотора. Величина  $k_c$  может быть определена по формуле (3.93). Обычно запас давления  $\Delta p = 0,6 \div 0,75$  от рабочего давления  $p_0$ . Здесь следует иметь в виду, что для заданного значения  $p_0$  больший запас давления можно создать только за счет увеличения площади  $F_n$ , т. е. величины  $\Delta p$  и  $F_n$  связаны между собой. Конструктивно величину  $\lambda$  можно выполнить не более, чем  $\lambda = 0,75$ . Таким образом, из формулы (3.93) следует, что для данного сервомотора при заданном рабочем давлении масла в системе регулирования величина  $k_c$ , а следовательно и  $k_p$ , определяется диаметром золотника  $d$ .

ЛМЗ для управления сервомоторами регулирующих органов выпускает золотники диаметром 100, 150, 200, 250 мм, которые обеспечивают величину  $k_c$  в пределах 10—15 мм/с·мм.



Для сервомоторов с ходом от  $\psi_{\max} = 500$  мм до  $\psi_{\max} = 1000$  мм это соответствует  $k_c = 1 \div 3 \text{ \%}/(\text{с} \cdot \text{мм})$ . Тогда для схемы с обратными связями от главного сервомотора максимальный коэффициент усиления регулятора в зависимости от размеров сервомотора составляет  $k_p = 10 \div 35 \text{ 1/с}$ .

Величина же  $k'_c$  в конструктивном отношении имеет гораздо меньше ограничений. Многие зарубежные фирмы изготавливают регуляторы с  $k'_c = 60 \div 80 \text{ мм/с} \cdot \text{мм}$ . В колонках управления ЛМЗ типа ЭГРК-250-3 величина  $k'_c$  может регулироваться в пределах от 20 до 55 мм/с·мм. Следует отметить, что зарубежные фирмы принимают по сравнению с ЛМЗ несколько большие значения  $k'_c$ , но меньшие величины  $k_0 k'_i$ . Так, в колонках типа ЭГРК-250-3  $k_0 k'_i = 1,5 \text{ мм/\%}$ , а шведские фирмы КМВ и «Nohab» выпускают регуляторы с  $k_0 k'_i = 0,5 \div 1,0 \text{ мм/\%}$ . Максимальный же ход вспомогательного сервомотора регуляторов всех фирм, как правило, составляет  $\psi_{1\max} = 120$  мм, независимо от типоразмера гидротурбины.

Следовательно, для схемы с обратными связями от вспомогательного сервомотора максимальный коэффициент усиления регулятора находится в пределах  $k'_p = 30 \div 60 \text{ 1/с}$ . Как видно,  $k'_p > k_p$ . Это позволяет повысить быстродействие регулятора по схеме на рис. 96, б по сравнению с регулятором по схеме на рис. 96, а в зоне очень малых статических отклонений частоты от установившегося значения.

Вернемся к вопросу об устойчивости внутреннего контура. Выясним влияние параметров  $k_p$ ,  $b_i$ ,  $T_d$ ,  $b_p$  на его устойчивость. Для этого обратимся к частотным характеристикам, показанным на рис. 98. Рассмотрим, например, характеристику 2. Согласно передаточной функции (5.17),  $\omega_1 = \frac{1}{T_d(1 + \frac{b_i}{b_p})}$ ,  $\omega_2 = \frac{1}{T_d}$ ,

а коэффициент усиления в диапазоне частот от  $\omega_1$  до  $\omega_2$  составляет  $k = 20 \lg k'_p T_d (b_i + b_p)$  дБ.

При изменении времени  $T_d$  в таком же соотношении (по шкале децибел) будет изменяться и  $k$ . Следовательно, изменение  $T_d$  не оказывает влияния на амплитудную характеристику в области частоты среза  $\omega_{c2}$  при всех значениях  $\omega_2 < \omega_{c2}$ . Далее, если  $\omega_2 < 0,1 \omega_{c2}$ , то частота  $\omega_2$ , а с ней и  $T_d$ , практически не оказывает влияния и на фазовую характеристику в области  $\omega_{c2}$ . При частотах  $\omega_2 > 0,1 \omega_{c2}$  фазовая характеристика в области  $\omega_{c2}$  начнет изменяться в сторону увеличения запасов по фазе и амплитуде, т. е. в сторону улучшения устойчивости внутреннего контура.

Таким образом, при заданных значениях  $k_p$  ( $k'_p$ ),  $b_i$ ,  $b_p$  увеличение  $T_d$  приводит к ухудшению устойчивости внутреннего контура. Однако, начиная с некоторых значений  $T_d$ , ее увеличение не вызывает дальнейшего ухудшения устойчивости. Поскольку  $\omega_1$  всегда меньше, чем  $\omega_2$ , то изменение  $b_p$  практически не оказывает влияния на фазовую характеристику в зоне ча-

стоты  $\omega_{c2}$ . Изменение же величин  $k_p$  ( $k'_p$ ),  $b_i$  и  $b_p$  приводит к изменению амплитудной характеристики во всем диапазоне частот, а фазовая характеристика не изменяется.

Из приведенного анализа следует, что для обеспечения устойчивости внутреннего контура произведение  $k_p (b_i + b_p)$  или  $k'_p (b_i + b_p)$  не должно превышать определенного значения, которое зависит от инерционности отдельных звеньев регулятора.

На рис. 99 показаны зависимости  $k_p (b_i + b_p)$  и  $k'_p (b_i + b_p)$  от постоянной времени электрического усилителя  $T_1$ . При расчете были использованы реальные амплитудные и фазовые характеристики всех элементов обеих структурных схем регулятора. Эти графики можно применять для непосредственного определения  $k_p$  и  $k'_p$  при заданных значениях  $b_i$  и  $T_d$ .

Практика эксплуатации гидротурбин показывает, что в большинстве случаев для обеспечения устойчивости замкнутой системы регулирования требуется установить  $b_i = 0,3 \div 0,6$ . Иногда при работе гидроагрегата на выделенный район или изолированную нагрузку требуется  $b_i = 0,8 \div 1,0$ . Выше были определены максимально возможные с точки зрения конструктивного выполнения величины коэффициентов усиления регуляторов  $k_p = 10 \div 35 \text{ 1/с}$  и  $k'_p = 30 \div 60 \text{ 1/с}$ .

Согласно рис. 99, при  $b_i = 0,8 \div 1,0$  максимальные значения  $k_p$  и  $k'_p$  могут быть обеспечены только при условии применения практически безынерционного электрического усилителя. Увеличение постоянной времени усилителя до 0,1 с резко снижает величины  $k_p$  и  $k'_p$ . Например, при  $b_i = 0,4$ ,  $b_p = 0$  и  $T_1 = 0,1$  с, величина  $k_p = 13 \text{ 1/с}$  а  $k'_p = 40 \text{ 1/с}$ . При тех же условиях, но когда  $T_1 = 0,025$  с можно обеспечить  $k_p = 25 \text{ 1/с}$ , а  $k'_p = 62,5 \text{ 1/с}$ . Следовательно, в издромных регуляторах независимо от их структурной схемы с целью получения максимально возможного коэффициента усиления регулятора необходимо применять электрические усилители с малыми постоянными времени.

В последнее время ЛМЗ выпускает электрогидравлические регуляторы с электрическими схемами типа ЭГР-М и ЭГР-2М. Постоянная времени усилителей у ЭГР-М составляет  $T_1 = 0,15 \div 0,2$  с. По зависимости, представленной кривой 1 на рис. 99, для  $T_1 = 0,18$  с допустимая величина  $k_p (b_i + b_p) \approx 5,0$ . Если  $k_p = 20$ , то можно установить  $b_i + b_p = 0,25$ . При больших значениях  $b_i + b_p$  необходимо уменьшать коэффициент усиления  $k_p$ . Исходя из этого, в схемах ЭГР-М и ЭГР-2М, как уже

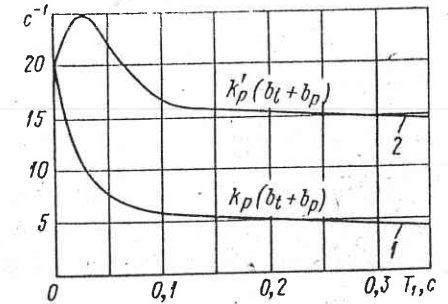


Рис. 99. Номограмма для выбора коэффициента усиления издромного регулятора скорости

отмечалось в гл. 3, с целью увеличения  $k_p$  в прямой цепи усиления предусмотрена дополнительная динамическая коррекция с помощью пассивного интегрирующего звена с передаточной функцией

$$W = k \frac{T_p + 1}{kT_p + 1}. \quad (5.18)$$

Электрическая схема и частотные характеристики этого звена показаны на рис. 44. На рис. 100 сплошными линиями приведены амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутого внутреннего контура регулятора с дополнительной кор-

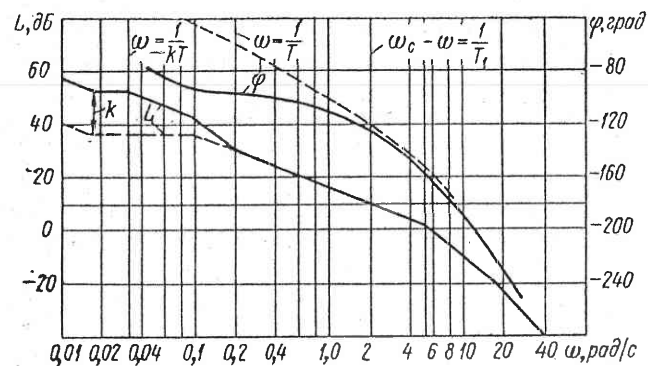


Рис. 100. Частотные характеристики разомкнутого внутреннего регулирующего контура изодромного регулятора (— с введением дополнительной коррекции; --- без коррекции)

рекцией по (5.18), а штриховыми линиями — без коррекции для значений  $k_p = 7,5$  1/с,  $b_t + b_p = 0,6$  и  $T_d = 10$  с.

Рассмотрим влияние параметров динамической коррекции на работу регулятора скорости. Из амплитудной характеристики видно, что частота  $\omega_c$  разомкнутого контура находится вблизи  $\omega = 1/T_1$ . Поэтому, чтобы динамическая коррекция не оказывала влияния на устойчивость внутреннего контура, ее постоянная времени  $T$  должна быть по крайней мере в семь—десять раз больше  $1/\omega_c$ . При меньших соотношениях угол отставания по фазе в районе частоты  $\omega_c$  будет больше, чем для схемы без дополнительной коррекции, а это приведет к ухудшению устойчивости.

При выборе параметров  $T$  и  $k$  следует учитывать еще одно обстоятельство. Дело в том, что коэффициент усиления от чувствительного элемента до главного золотника ограничен значением  $k_0 k_1 = 10 \div 15$  мм/%. Следовательно, величину  $k$  нужно выбирать такой, чтобы произведение  $k k_0 k_1 \leq 10 \div 15$  мм/%. Если же принять большее значение  $k$ , то постоянную времени  $T$  необходимо выбрать таким образом, чтобы в определенной области частот  $k k_0 k_1 \leq 10 \div 15$  мм/%. Эта область в зависимости от типа

гидротурбины, длины напорного трубопровода и от качества монтажа может находиться в пределах  $\omega = 0,2 \div 1,0$  рад/с.

Приведенный анализ показывает, что параметры  $k$  и  $T$  дополнительной коррекции зависят от значений коэффициента усиления регулятора  $k_p$ , постоянной времени электрического усилителя  $T_1$  и параметров изодрома. Это, конечно, затрудняет настройку параметров  $k$  и  $T$ , тем более, что отдельные образцы регуляторов могут обладать индивидуальными особенностями, в частности могут иметь место отклонения в значениях коэффициента усиления усилителя и его постоянной времени  $T_1$ . В схеме типа ЭГР-2М предусмотрена возможность изменения величины  $k$  и автоматическое изменение постоянной времени  $T$  в зависимости от временной неравномерности регулятора  $b_t$ .

Хотя введение дополнительной коррекции в некоторой степени усложняет как схему регулятора, так и его настройку, но такая коррекция позволила при наличии в схеме инерционных магнитных усилителей получить достаточно высокий статический коэффициент усиления регулятора при широком диапазоне изменения временной неравномерности (от  $b_t = 0$  до  $b_t = 1,5 \div 2,0$ ). В результате, чувствительность регуляторов скорости типа ЭГР-2М по сравнению с ранее выпускавшимися регуляторами значительно возросла. Например, согласно испытаниям, проведенным на стенде ЛМЗ по правилам Международного Кода, мертвая зона регуляторов скорости типа ЭГРК-2М-250-3 составляет величину  $i_x = 0,015 \div 0,02\%$ , которая находится в соответствии с повышенными требованиями ГОСТа и заказчика.

### 36. Мертвая зона изодромных регуляторов и пути ее устранения

В предыдущих параграфах сравнение структурных схем изодромных регуляторов проводилось с точки зрения обеспечения устойчивости системы регулирования и внутреннего регулирующего контура. Ниже будет проведена сравнительная оценка тех же структурных схем регуляторов, но с точки зрения статической и динамической точности их работы.

Для анализа воспользуемся рис. 92 и 93. Полная мертвая зона (или зона нечувствительности) ЭГР зависит от зон чувствительного элемента, электрогидравлического преобразователя, обычно называемого исполнителем, побудительного и главного золотников и люфтов в различных механических сочленениях.

В ЭГР чувствительный элемент выполнен в виде параллельного LC- либо RC-контура, которые практически не имеют мертвой зоны. С помощью ряда конструктивных мер практически полностью устранены люфты в механических сочленениях колонки регулятора.

Таким образом, мертвая зона современных регуляторов зависит от чувствительности исполнительного органа, побудитель-

ного и главного золотников. Рассмотрим реальные значения мертвых зон указанных элементов регулятора.

Погрешности в работе исполнительного органа (исполнителя) возникают в основном из-за гистерезиса пружины подвеса и трения (для колпачковых исполнителей). Большое влияние на чувствительность исполнителя оказывает также качество его изготовления и монтажа. Согласно лабораторным измерениям, мертвая зона исполнителя, в котором применен гидроусилитель типа сопло—заслонка находится в пределах 0,005—0,01 %.

Если известны силы трения, преодолеваемые сервомотором, то мертвая зона золотника, который управляет этим сервомотором, может быть определена по формуле (3.90). Так, например, в ЭГР, выпускаемых ЛМЗ, величина перекрытий главного золотника  $l = 0,25$  мм на сторону. Экспериментальные замеры на действующих ГЭС показывают, что при  $p_0 = 4,0$  МПа величина  $p_T = 0,5 \div 1,5$  МПа. Следовательно, величина  $\epsilon = 0,062 \div 0,187$  мм, которая всегда меньше, чем  $2l$ .

Однако необходимо отметить, что формула (3.90) справедлива лишь в том случае, когда в золотнике имеются протечки масла через диаметральный зазор у перекрытий, и при условии отсутствия протечек в зазоре у поршня сервомотора. Наличие относительно больших зазоров между поршнем и цилиндром сервомотора приводит к значительному увеличению мертвой зоны золотника, которая в некоторых случаях может превысить величину суммарных перекрытий  $2l$ .

Влияние же зазора между телом и буксой золотника на его мертвую зону более сложно. Так, рабочие поверхности современных золотниковых пар диаметром от 50 до 200 мм и выше обрабатываются по 8—9-му классу чистоты и по первому классу точности  $A_1/D_1$  посадки сопряжения. Как показывают эксперименты, при такой точной посадке величина мертвой зоны близка к  $2l$ , что указывает на отсутствие протечек масла через зазоры у перекрытий. Аналогичная картина наблюдается и у золотника вспомогательного сервомотора. Испытания регулятора типа ЭГРК-2М-250 с обратными связями от вспомогательного сервомотора показали, что при  $l = 0,08 \div 0,1$  мм мертвая зона управляющего золотника была близка к  $2l$  и не удовлетворяла техническим требованиям. Снижение мертвой зоны было достигнуто за счет уменьшения в 3—4 раза перекрытий.

Нарушение правильной работы чрезмерно малых по величине кольцевых зазоров в золотнике может происходить из-за влияния таких факторов, как чистота и температура масла, а также размеры золотника и сервомотора. Последнее обстоятельство имеет немаловажное значение. Дело в том, что мертвая зона по ходу управляющего золотника важна не сама по себе, а имеет значение, как она влияет на мертвую зону всего регулятора.

Для примера сравним точность работы золотников, управляющих вспомогательным сервомотором регулятора ЭГРК-2М-250-3

(рис. 71, 72) и вспомогательным сервомотором главного золотника регулятора ЭГРК-2М-150-4 (рис. 71, 73), выполненного по схеме с обратными связями от главного сервомотора. И в том и другом золотнике возьмем одинаковые перекрытия, равные  $l = 0,08$  мм. В первом случае коэффициент усиления от чувствительного элемента до управляющего золотника составляет 1,5 мм/%, а во втором — он равен  $\sim 4,5$  мм/%, т. е. в три раза больше. Если принять одинаковые мертвые зоны золотников, равные, например, 0,08 мм, то при отсутствии зон в других звеньях мертвая зона первого регулятора будет в три раза больше, чем во втором. В принципе величину  $k_0 k_i$  можно увеличить, однако практически это оказывается невозможным по следующим причинам.

Как известно, коэффициент усиления регулятора  $k_p$  ограничен из условия устойчивости внутреннего контура, поэтому, если увеличить  $k_0 k_i$ , то для сохранения  $k_p = \text{const}$  нужно уменьшить коэффициент усиления вспомогательного сервомотора  $k'_c$ , но это связано с уменьшением размеров золотника и его управляющих окон. Диаметры же и окна управляющего золотника регулятора ЭГРК-2М-250-3 выполнены настолько малыми, что их дальнейшее уменьшение связано с технологическими трудностями. Кроме того, слишком малые щели для прохода масла могут привести к увеличению мертвой зоны золотника, так как в этом случае большое влияние на зону начинают оказывать чистота и температура масла. Отсюда следует, что величину  $k_0 k_i = 1,5$  мм/% при заданном значении  $k'_p$  в настоящее время можно считать максимально допустимой.

В регуляторах, у которых обратные связи взяты от главного сервомотора, для улучшения устойчивости внутреннего контура, наоборот, необходимо, чтобы коэффициент усиления вспомогательного сервомотора был как можно больше, и технологических ограничений здесь практически нет. В частности, величину 4,5 мм/% можно даже несколько увеличить, а для сохранения  $k_p = \text{const}$  уменьшить передачу от побудительного к главному золотнику. В этом случае чувствительность побудительного золотника по частоте повысится при той же величине перекрытий.

Таким образом, для уменьшения мертвой зоны изодромного регулятора, независимо от его структурной схемы, необходимо применять максимально допустимый коэффициент усиления от чувствительного элемента до побудительного золотника и минимально возможные перекрытия этого золотника. Так обстоит дело с золотниками малых размеров. Практически такие золотники могут быть выполнены с перекрытиями, близкими к нулю.

Что касается главных золотников, то из-за относительно больших размеров этих золотников их перекрытия вряд ли можно уменьшить на значительную величину. Здесь, по-видимому, более целесообразно с точки зрения уменьшения мертвой зоны золотника пойти по пути правильного сочетания размеров



перекрытий и диаметрального зазора золотника. В частности, это можно сделать путем рационального снижения класса точности и посадки сопряжения золотника и буксы без изменения величины перекрытий. Увеличение диаметрального зазора равносильно уменьшению перекрытий, поэтому принципиально зазор можно выбрать таким, что золотник по своей работе будет идентичным золотнику с нулевыми перекрытиями. Однако при выборе зазора следует учитывать также величину протечек масла через золотник, которая при достаточно большом зазоре может оказаться неприемлемой.

Посмотрим, как влияет мертвая зона главного золотника на чувствительность регуляторов, выполненных по схемам рис. 92 и 93. Предположим, что мертвая зона по ходу главных золотников обоих регуляторов одинакова и равна  $\varepsilon = 0,2$  мм, что весьма близко к реальным условиям. Тогда для схемы с обратными связями от главного сервомотора (рис. 92) при коэффициенте усиления от чувствительного элемента до золотника, равном  $k_0 k_1 = 10 \div 15$  мм/%, и отсутствии зоны в других звеньях величина мертвой зоны регулятора будет  $i_x = 0,013 \div 0,02$  %, которая определяет статическую точность работы регулятора. В данной схеме эта точность не зависит от установленной величины постоянной неравномерности  $b_p$ , так как подается на регулятор от сервомотора, который расположен в схеме после главного золотника. При изменении  $b_p$  будет меняться лишь мертвая зона по ходу поршня сервомотора направляющего аппарата.

В регуляторе же, у которого обратные связи взяты от вспомогательного сервомотора (рис. 93), при постоянной неравномерности  $b_p = 0$  величина мертвой зоны главного золотника вообще не оказывает влияния на статическую точность работы регулятора. Это объясняется тем, что в данной схеме интегрирующим звеном является вспомогательный сервомотор, поэтому после отклонения частоты на сколь угодно малую величину (при отсутствии зоны в других звеньях регулятора) поршень вспомогательного сервомотора будет перемещаться до тех пор, пока частота не достигнет первоначального значения.

Легко можно показать, что рассматриваемая схема и при наличии статизма обеспечивает более высокую по сравнению со схемой на рис. 92 статическую точность регулятора. Пусть  $b_p = 0,04$ , а  $\varepsilon = 0,2$  мм. Если передача от вспомогательного сервомотора  $\psi_{1 \max} = 120$  мм, а коэффициент усилия от этого сервомотора до главного золотника  $k_3 = 1$ , то мертвая зона регулятора будет

$$i_x = \varepsilon \frac{b_p}{\psi_{1 \max}} 100 \% = 0,2 \frac{0,04}{120} 100 \% = 0,0065 \%$$

Вообще говоря, с точки зрения точности поддержания частоты в энергосистеме с помощью первичных регуляторов скорости видимо не имеет смысла принимать во внимание мертвую зону

регулятора при сравнительно высоких значениях статизма  $b_p = 0,02 \div 0,04$ , так как при этих условиях отклонение частоты от номинального значения будет определяться не мертвой зоной, а величиной установленного статизма.

Другое дело, если регулирование частоты осуществляется с помощью вторичного регулятора частоты или на вход регулятора скорости подаются управляющие воздействия от других общестанционных автоматических устройств. В таких режимах работы системы, как правило, устанавливаются максимальные значения статизма  $b_p = 0,08 \div 0,1$  и мертвая зона регулятора с обратными связями от вспомогательного сервомотора, обусловленная зоной в главном золотнике, будет оказывать влияние на точность поддержания частоты или на точность отработки управляющих воздействий. Например, если  $b_p = 0,1$ , то по каналу управляющих воздействий из-за перекрытий в главном золотнике мертвая зона регулятора, выполненного по схеме на рис. 93, будет  $i_x = 0,018$  %, т. е. одинакова с мертвой зоной регулятора, у которого обратные связи взяты от главного сервомотора.

Из приведенного анализа видно, что в количественном отношении точность работы изодромного регулятора скорости определяется его структурной схемой. Для регулятора с обратными связями от главного сервомотора точность определяется в основном мертвой зоной исполнителя и главного золотника и не зависит от величины установленного статизма  $b_p$ . В регуляторах же, выполненных по схеме с обратными связями от вспомогательного сервомотора, при малых значениях статизма  $b_p$  точность определяется в основном мертвой зоной исполнителя и побудительного золотника. Поскольку величина перекрытий у побудительного золотника значительно меньше, чем у главного, и силы трения, преодолеваемые вспомогательным сервомотором, незначительны, то мертвая зона побудительного золотника всегда меньше, чем главного.

Следовательно, структура изодромного регулятора с обратными связями от вспомогательного сервомотора обеспечивает более высокую статическую точность работы системы регулирования по сравнению со схемой регулятора, у которого обратные связи взяты от главного сервомотора.

Рассмотрим возможные средства уменьшения мертвой зоны электрогидравлического преобразователя. Как известно, одно из преимуществ ЭГР состоит в том, что электрические цепи позволяют создать достаточно гибкие структурные схемы, удовлетворяющие современным требованиям, предъявляемым к регуляторам в отношении качества их работы. Поэтому, очевидно, целесообразно применять такую структуру отдельных звеньев и контуров, которая позволяет повысить точность работы регулятора без усложнения и удорожания его гидромеханической части. Одним из возможных путей существенного уменьшения мертвой зоны исполнителя является введение электрической жесткой

обратной связи, охватывающей электрический усилитель и исполнитель.

На рис. 101 показаны две функциональные и структурные схемы включения исполнителя. В обычной схеме (рис. 101, а), которая применяется в регуляторах, выпускаемых ЛМЗ, сервомотор исполнителя (СИ), управляемый побудительным золотником (ПЗ), охвачен единичной отрицательной обратной связью и повторяет перемещение магнитоэлектрического преобразователя (МЭП) как следящая система. В схеме (рис. 101, б) сигнал

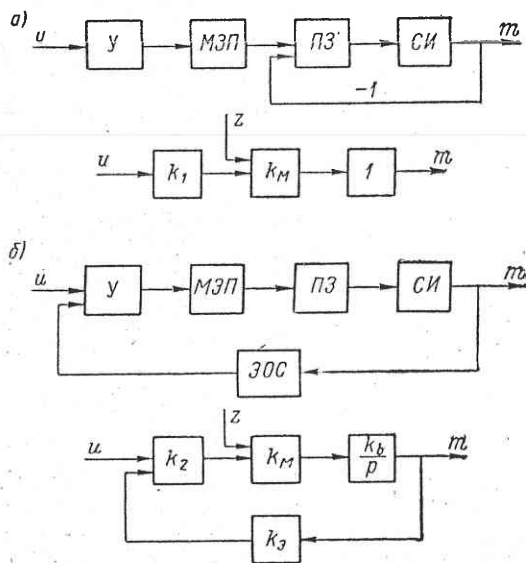


Рис. 101. Функциональные и структурные схемы включения исполнителя

Введем следующие обозначения:  $U$  — напряжение на входе усилителя;  $z$  — сигнал помехи,  $m$  — перемещение штока исполнителя;  $k_1$  и  $k_2$  — коэффициенты усиления усилителей соответственно в схемах на рис. 101, а и б;  $k_M$  — коэффициент усиления МЭП;  $k_3$  — коэффициент электрической жесткой обратной связи ЭОС в схеме (б);  $k_c$  — коэффициент усиления сервомотора в схеме (б), а в схеме (а) этот сервомотор имеет единичную обратную связь и является следящей системой.

Результирующий коэффициент усиления по входному сигналу будет:

для схемы (а)

$$k' = k_1 k_M, \quad (5.19)$$

для схемы (б)

$$k'' = \frac{1}{k_3}. \quad (5.20)$$

Как было указано выше, необходимо выполнить условие  $k' = k''$ , т. е.  $k_1 k_M = 1/k_3$ . Если же рассматривать проходные эквивалентного сигнала помехи, то на выходе будет:

$$\text{для схемы (а)} \quad z_1 = k_M z, \quad (5.21)$$

для схемы (б)

$$z_2 = \frac{1}{k_2 k_3} z. \quad (5.22)$$

Поделив (5.22) на (5.21) и подставив вместо  $1/k_3$  эквивалентное значение  $k_1 k_M$ , получим

$$\frac{z_2}{z_1} = \frac{k_1}{k_2}, \quad (5.23)$$

из которого следует, что в схеме с электрической обратной связью влияние мертвой зоны исполнителя может быть снижено путем увеличения коэффициента усиления электрического усилителя.

Динамические свойства исполнителя с электрической обратной связью, конечно, будут зависеть от инерционности электрического усилителя и магнитоэлектрического преобразователя. Например, если применить практически безынерционный электрический усилитель, то, пренебрегая инерционностью магнитоэлектрического преобразователя, передаточную функцию такой схемы можно записать в виде

$$W = \frac{1}{k_3} \frac{1}{T_0 p + 1}, \quad (5.24)$$

где  $T_0 = \frac{1}{k_M k_2 k_3 k_B}$  — постоянная времени системы с обратной связью.

В реальных условиях  $T_0 \ll 1$  и, как показывают лабораторные испытания, в рабочей области частот регулятора  $\omega = 0,01 \div 10$  рад/с данная схема обладает большим запасом по фазе и амплитуде и позволяет увеличить коэффициент усиления  $k_2$  в 10 раз по сравнению с  $k_1$  и практически полностью исключить мертвую зону исполнителя.

Если же применить эту схему для инерционного, например магнитного, усилителя с постоянной времени  $T_2$ , то передаточная функция будет

$$W = \frac{1}{k_3} \frac{1}{T_1^2 p^2 + 2\xi T_1 p + 1}, \quad (5.25)$$

где  $T_1 = \sqrt{\frac{T_2}{k_3 k_2 k_M k_B}}$  — постоянная времени, а  $\xi = \frac{1}{2\sqrt{k_3 k_2 k_M k_B}}$  коэффициент демпфирования системы.

В данном случае увеличение  $k_2$  сопровождается уменьшением коэффициента демпфирования. Кроме того, это приводит

к увеличению постоянной времени  $T_2$ . Согласно лабораторным испытаниям, при  $k_2 = (3 \div 4) k_1$  величина  $\xi = 0,05 \div 0,1$ , поэтому для обеспечения необходимых запасов устойчивости по фазе и амплитуде требуется введение дополнительного корректирующего звена в цепь электрической обратной связи.

Таким образом, для уменьшения мертвой зоны регулятора скорости целесообразно ввести электрическую жесткую обратную связь, охватывающую электрический усилитель и электрогидравлический преобразователь (исполнитель).

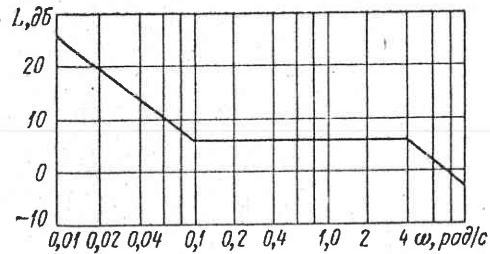


Рис. 102. Амплитудная частотная характеристика изодромного регулятора скорости

В заключение проведем сравнительную оценку структурных схем изодромных регуляторов с точки зрения динамической точности их работы, которую будем характеризовать динамической зоной нечувствительности. В реальных условиях динамическая точность является более важным показателем качества работы регулятора,

чем показатель статической точности. В работе [16] указывается, что для энергосистемы средней мощности колебания нагрузки с периодом в несколько минут достигают 1% от общей мощности системы, а из анализа работы энергосистемы мощностью 5000 МВт [22] делается вывод о вероятности повторения скачков нагрузки в 1% от общей мощности с периодом 3—5 мин. Очевидно, чем на меньшее отклонение частоты при ее непрерывном изменении реагирует регулятор скорости, тем меньше будут отклонения частоты в энергосистеме при тех же колебаниях нагрузки. Поэтому, чтобы правильно оценить работу регулятора, необходимо проанализировать его качественные показатели при непрерывно изменяющейся частоте в системе. Такой анализ удобно проводить частотным методом.

В качестве примера воспользуемся данными для условий Асуанской ГЭС, где установлены регуляторы типа ЭГР-М-150 с параметрами:  $T_d = 10$  с,  $b_t = 0,5$ ,  $\epsilon = 0,3$  мм, а коэффициент усиления от чувствительного элемента до главного золотника  $k_0 k_1 = 10$  мм/%. Предположим, что  $b_p = 0$  и в других звеньях регулятора мертвая зона отсутствует. При этих условиях мертвая зона регулятора  $i_x = 0,03\%$ . На рис. 102 приведена логарифмическая амплитудная частотная характеристика этого регулятора, которая, вообще говоря, справедлива, если система линейна. Однако для решения поставленной задачи полезно обратиться именно к этой характеристике.

Пусть частота в энергосистеме колеблется с двойной амплитудой  $x = 0,03\%$ . Тогда при мертвой зоне  $i_x = 0,03\%$  главный сервомотор

не будет перемещаться, он будет неподвижен независимо от периода колебания частоты. Когда  $x > 0,03\%$ , сервомотор начнет совершать колебания с амплитудой, определяемой величиной  $x$ , соотношением между  $x$  и  $i_x$ , а также  $T_d$  и  $b_t$ . Следовательно, в регуляторе с обратными связями от главного сервомотора величины мертвой зоны и динамической зоны нечувствительности совпадают.

Теперь рассмотрим регулятор, у которого обратные связи взяты от вспомогательного сервомотора, причем параметры регулятора выберем таким образом, чтобы частотная характеристика регулятора во всем диапазоне частот точно совпадала с характеристикой, показанной на рис. 102. Поскольку у этого регулятора главный сервомотор с золотником представляет собой следящую систему, то предварительно отключим главный золотник от вспомогательного сервомотора. Пусть частота в системе изменяется с той же амплитудой  $x = 0,03\%$  и периодом  $T = 1$  мин., что соответствует  $\omega \approx 0,1$  рад/с.

Согласно амплитудной характеристике, частоте  $\omega = 0,1$  рад/с соответствует комплексный коэффициент усиления, равный 2, т. е. двойная амплитуда колебаний поршня вспомогательного сервомотора будет  $\Delta y_1 = 0,06\%$ . При полном ходе сервомотора  $\psi_{1\max} = 120$  мм это соответствует ходу  $\Delta \psi = 0,072$  мм. Так как главный золотник имеет мертвую зону  $\epsilon = 0,3$  мм, то после его подключения к вспомогательному сервомотору главный сервомотор будет неподвижен. Нетрудно подсчитать, что для периода колебаний частоты  $T \approx 1$  мин и при установленных параметрах  $b_t = 0,5$  и  $T_d = 10$  с динамическая зона нечувствительности этого регулятора будет  $i_{xd} = \frac{\epsilon}{\psi_{1\max}} \frac{100\%}{2} = 0,13\%$ . Эта величина значительно больше, чем для регулятора с обратными связями от главного сервомотора при тех же условиях.

Величина  $i_{xd}$  зависит от периода  $T$  и параметров  $b_t$  и  $T_d$  и, в частности, для  $b_t = 0,5$  и  $T_d = 10$  с значение  $i_{xd} = 0,03\%$  при  $T = 2,5$  мин. Если учесть, что в большинстве случаев  $b_t = 0,3 \div 0,5$ , а  $T_d = 6 \div 12$  с, то при наличии мертвой зоны в главном золотнике величина динамической зоны нечувствительности регулятора с обратными связями от вспомогательного сервомотора при прочих равных условиях в несколько раз больше, чем у регулятора с обратными связями от главного сервомотора. Принципно указанная зона может быть несколько снижена за счет увеличения коэффициента усиления от вспомогательного сервомотора к главному золотнику, хотя это и связано с определенными конструктивными трудностями.

### 37. Регулятор с воздействием по скорости и производной (ускорению)

На рис. 103 показаны функциональная (а) и структурная (б) схемы электрогидравлического регулятора с воздействием по первой производной или по ускорению. На этом рисунке



ДП — датчик производной, а остальные обозначения такие же, как на рис. 92, 93. По этой схеме ЭГР выпускают фирмы «Woodward» (США), «Brown—Boveri» (Швейцария) и другие. Отличие схем различных фирм заключается лишь в способе подключения датчика производной.

При анализе работы рассматриваемой схемы, как и раньше, не будем учитывать постоянные времени промежуточных звеньев, так как они сравнительно малы и не оказывают заметного влия-

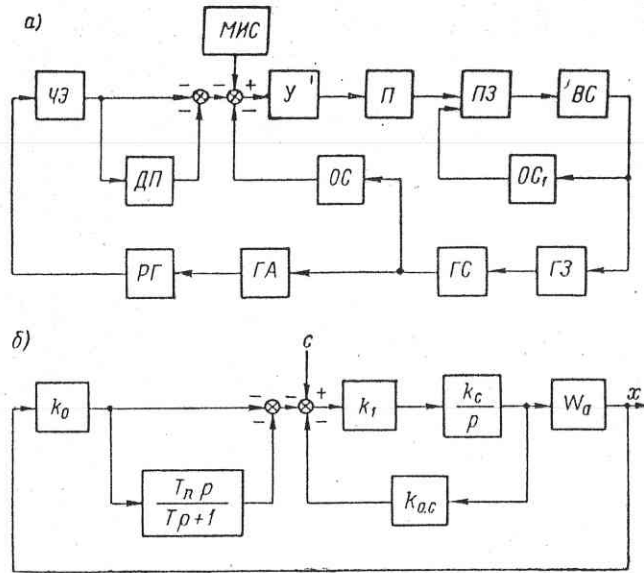


Рис. 103. Функциональная (а) и структурная (б) схемы электрогидравлического регулятора скорости с воздействием по первой производной

ния на динамические качества замкнутой системы регулирования. Передаточную функцию датчика производной представим в следующем виде:

$$W_n = \frac{T_n p}{T_p + 1}, \quad (5.26)$$

где  $T_n$  — коэффициент передачи датчика производной;  $T$  — постоянная времени датчика производной, характеризующая его инерционность.

Передаточная функция по каналу частоты разомкнутой системы регулирования при  $b_p = 0$  будет

$$W = k_0 k_1 k_c \frac{(T_n + T) p + 1}{p(T_p + 1)} W_a. \quad (5.27)$$

Сравнивая выражение (5.27) с передаточной функцией для издромного регулятора (5.1), видим, что при определенных соотношениях параметров функции (5.27) и (5.1) полностью совпадают. Это указывает на возможность обеспечения идентичности динамических характеристик сравниваемых регуляторов по каналу возмущающих воздействий. Условием такой идентичности является равенство соответствующих коэффициентов передаточных функций (5.27) и (5.1):

$$\left. \begin{aligned} T_n + T &= T_d; \\ T_{xp} &= T_{xp} + b_i T_d; \\ T_n T_{xp} &= b_i T_d^2, \end{aligned} \right\} \quad (5.28)$$

где индексом и помечены параметры издромного регулятора, а индексом п — те же параметры регулятора с воздействием по производной.

Поскольку  $T_n \gg T$ , то из (5.28) имеем:  $T_n \approx T_d$ , а  $T_{xp} \approx b_i T_d$ . Отсюда следует, что время интегрирования  $T_{xp}$  сервомотора регулятора с воздействием по ускорению должно быть значительно больше, чем у идентичного издромного регулятора, т. е. должно выполняться условие  $k_{pp} \ll k_{pn}$ , причем для обеспечения требуемого качества процесса регулирования величина  $k_{pp} = (k_0 k_1 k_c)_p$  должна быть регулируемой в широком диапазоне — в таком же, как и произведение  $b_i T_d$  издромного регулятора. Изменение  $k_{pp}$  осуществляется, как правило, путем изменения коэффициентов  $k_0$  и  $k_1$ , хотя принципиально этого можно достичь и за счет  $k_c$ , но в конструктивном отношении добиться регулируемого коэффициента  $k_c$  весьма сложно, особенно для схемы с интегрирующим главным сервомотором.

Представляет определенный интерес провести количественный анализ целесообразности применения рассматриваемой структурной схемы регулятора. Для этого возьмем часто употребляемые параметры издромного регулятора:  $T_d = 6$  с,  $b_i = 0,4$ ,  $[k_0 k_1]_n = 10$  мм/% и  $k_{p,n} = 20$  л/с. Положим, что инерционная постоянная датчика производной  $T = 0,1$  с. Тогда, согласно (5.28), для идентичного регулятора с воздействием по производной получим:  $T_n = 5,9$  с,  $T_{xp} = \frac{1}{k_{pp}} = 2,45$  с или  $k_{pp} = 0,4$  л/с. Примем, например,  $[k_0 k_1]_n = 1$  мм/%, а  $k_{cp} = 0,4$  %/с·мм и для этих данных сравним регуляторы по их динамической чувствительности при наличии мертвой зоны в главном золотнике. Для этого построим частотные характеристики цепи частота — главный золотник. При наличии в схеме безынерционного электрогидравлического усилителя передаточная функция этой цепи для регулятора с воздействием по производной будет

$$W_n = [k_0 k_1]_n \frac{(T_n + T) p + 1}{(T_p + 1)(T_0 p + 1)}, \quad (5.29)$$

а для изодромного

$$W_{\text{из}} = [k_0 k_1]_{\text{из}} \frac{1}{T_0 p + 1}, \quad (5.30)$$

где  $T_0 = 0,06$  с — постоянная времени вспомогательного сервомотора.

Подставив в (5.29) и (5.30) численные значения параметров, получим

$$W_{\text{п}} = \frac{6p + 1}{(0,1p + 1)(0,06p + 1)}, \quad W_{\text{из}} = \frac{10}{0,06p + 1}. \quad (5.31)$$

Логарифмические амплитудные частотные характеристики, соответствующие выражениям (5.31), приведены на рис. 104, а (1 — для  $W_{\text{п}}$ , а 2 — для  $W_{\text{из}}$ ). Сравнивая характеристики, при-

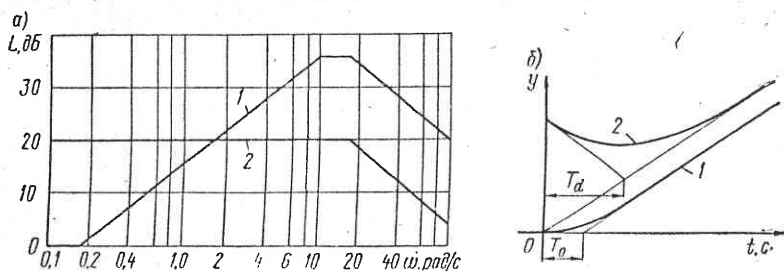


Рис. 104. Амплитудные частотные характеристики цепи частота — главный золотник (а) и переходные процессы (б) при подаче входного воздействия:

1 — регулятор с воздействием по первой производной; 2 — изодромный регулятор

ходим к выводу, что регулятор с воздействием по производной менее чувствителен к колебаниям частоты в существенном диапазоне частот  $\omega < 1$  рад/с. Это обусловлено меньшим коэффициентом усиления от входа до главного золотника, имеющего неизбежную мертвую зону. В то же время регулятор с воздействием по производной более чувствителен к высокочастотным колебаниям ( $\omega > 2 \div 5$  рад/с).

Это может вызвать нежелательные толчки в системе регулирования, вызываемые, например, биениями регуляторного генератора или пульсациями давления в проточной части турбины. Однако отсюда не следует, что такие регуляторы вообще хуже изодромных. В тех случаях, когда качество переходных процессов в замкнутой системе регулирования обеспечивается при относительно высоких значениях коэффициента усиления  $k_{p, \text{из}}$ , что соответствует меньшим значениям  $T_d$  и  $b_i$  эквивалентного изодромного регулятора, регулятор с воздействием по производной становится более чувствительным, чем изодромный. При этом влияние высокочастотных помех может быть уменьшено за счет увеличения инерционной постоянной  $T$  датчика производной.

Обратимся теперь к передаточной функции регулятора (без гидроагрегата) по каналу управления открытием при  $b_p = 0$

$$W_{\text{п}} = \frac{k_{p \text{п}}}{p(T_0 p + 1)}, \quad (5.32)$$

а для эквивалентного изодромного регулятора

$$W_{\text{из}} = \frac{T_d p + 1}{p(T_{\text{хн}} + b_i T_d) \left( \frac{T_d T_{\text{хн}}}{T_{\text{хн}} + b_i T_d} p + 1 \right)} \quad (5.33)$$

или, если учесть, что  $T_{\text{хн}} \ll b_i T_d$ , то

$$W_{\text{из}} = \frac{T_d p + 1}{b_i T_d p \left( \frac{T_{\text{хн}}}{b_i} p + 1 \right)}, \quad (5.34)$$

т. е. по каналу управляющих воздействий при статизме  $b_p = 0$  регулятор с воздействием по производной представляет собой

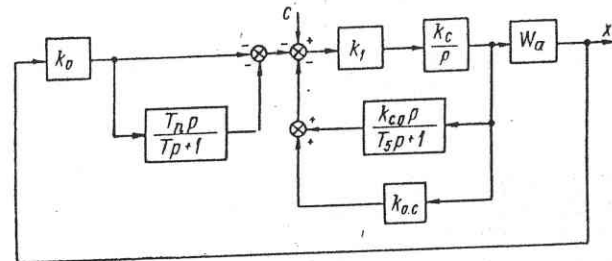


Рис. 105. Структурная схема регулятора скорости с воздействием по первой производной и скоростной обратной связью

реальное интегрирующее звено (5.32), а изодромный регулятор — интегро-дифференцирующее звено первого порядка (5.34). Это, конечно, указывает и на существенное отличие в характере переходных процессов при подаче входного сигнала с типа единичного скачка.

Вид этих переходных процессов показан на рис. 104, б (1 — регулятор с воздействием по производной, 2 — изодромный регулятор). Хотя установившаяся скорость движения сервомотора обоих регуляторов одинакова, но в начальный период времени быстрое действие изодромного регулятора выше, чем регулятора с воздействием по ускорению при тех же условиях. Очевидно, такой же вывод можно сделать и когда  $b_p \neq 0$ .

Некоторое улучшение динамических качеств регулятора с воздействием по производной можно получить, если в схему дополнительно ввести скоростную обратную связь по положению интегрирующего сервомотора. Структурная схема такого ЭГР, выпускаемого итальянской фирмой «Riva», показана на рис. 105, где  $k_{c, \text{об}}$  — коэффициент усиления скоростной обратной связи. Подробный

анализ этой структурной схемы сделан Г. И. Кривченко [10], правда, без учета инерционности промежуточных звеньев, в том числе и датчика обратной связи. При этих условиях передаточная функция разомкнутой системы регулирования, когда  $k_{o.c} = 0$ ,

$$W_c = \frac{1}{T_{xc} + T_c} \frac{(T_n + T)p + 1}{p(Tp + 1)} W_a, \quad (5.35)$$

где

$$T_{xc} = \left[ \frac{1}{k_a k_1 k_c} \right]_c = \frac{1}{k_{pc}},$$

а  $T_c = k_{c.o}/k_0$  — определяется действием скоростной обратной связи.

Если положить  $T_{xc} = T_{xn}$ ,  $T_c = b_i T_d$ ,  $T_n + T = T_d$  и  $T = \frac{T_{xn} T_d}{T_{xn} + b_i T_d}$ , то  $W$  по выражению (5.35) полностью совпадает с подобной передаточной функцией  $W_1/p$  (5.6) для изодромного регулятора, если учесть, что  $1/k_p = T_{xn}$ , а наличие в схеме элемента ускорения способствует увеличению чувствительности и быстродействия системы в области высоких частот. Но возможно ли установить такие параметры в реальной системе? Чтобы выяснить это, рассмотрим разомкнутый внутренний контур со скоростной обратной связью.

Если сравнить рис. 105 с рис. 94, а, то можно видеть, что внутренние контуры схем при  $k_{o.c} = 0$  отличаются лишь видом передаточной функции обратной связи. Поэтому по аналогии с рис. 96, а передаточная функция внутреннего контура рассматриваемого регулятора запишется в виде

$$W_p = \frac{k_{p.c} T_c}{p(T_1 p + 1)(T_2^2 p^2 + 2\zeta T_p + 1)(T_3 p + 1)(T_4 p + 1)(T_5 p + 1)} \quad (5.36)$$

где  $k_{p.c}$  — коэффициент усиления;  $T_b$  — постоянная времени датчика обратной связи. Остальные обозначения такие же, как и на рис. 96, а.

Если сравнить (5.36) с подобным выражением для изодромного регулятора (5.16), предварительно положив в нем  $b_p = 0$ , то оказывается, что, когда  $k_{p.c} = k_{p.o} b_i T_d$ , в знаменателе (5.36) по сравнению с (5.16) стоит множитель  $T_5 p + 1$  вместо  $T_d p + 1$ . На амплитудной характеристике (рис. 98) это соответствует резкому увеличению усиления в зоне частот, определяемых постоянными времени  $T_1 - T_4$ , и смещению частоты среза амплитудной характеристики в зону высоких частот. В результате, при тех же условиях внутренний контур будет неустойчивым.

Для достижения устойчивости необходимо уменьшать коэффициенты  $k_{p.c}$  и  $T_c$  или искусственно вводить значительную инерционность в одно из промежуточных звеньев, чтобы компенсировать отсутствие в знаменателе выражения (5.36) множителя

$T_d p + 1$ . Если, например, принять  $T_1 = T_d$ , то устойчивость внутреннего контура обеспечивается при  $k_{p.c} T_c = k_{p.o} b_i T_d$  с теми же запасами устойчивости, что и для изодромного регулятора, но в этом случае теряются преимущества рассматриваемой структурной схемы.

Следовательно, регулятор с воздействием по производной и дополнительной скоростной обратной связью по своим динамическим характеристикам не имеет никаких преимуществ перед изодромным регулятором. В реальных условиях в связи с неизбежным уменьшением коэффициента усиления регулятора его чувствительность к низкочастотным колебаниям частоты будет ниже, чем изодромного.

Однако все же следует отметить, что в некоторых случаях, когда применяются инерционные электрические усилители, эта схема регулятора может оказаться предпочтительнее изодромного, так как, согласно (5.36), чем больше, например,  $T_1$ , тем больше можно установить значение  $k_{p.c}$  и  $T_c$ . В изодромном же регуляторе, наоборот, при увеличении  $T_1$  необходимо уменьшать величину  $k_{p.o}$ .

### 38. Изодромные регуляторы скорости с дополнительным воздействием по производной

В последнее время многие зарубежные фирмы начали выпускать изодромные регуляторы с дополнительным воздействием по производной. Такие регуляторы изготавливают фирмы «English Electric», «Neyric» (Франция), «Brown — Boveri» (Швейцария), ASEA и КМШ (Швеция) и др. Отличие принципиальных схем регуляторов, выпускающихся различными фирмами, состоит в способе подключения изодромной и жесткой обратных связей.

Качественную и количественную оценку работы этого регулятора проведем для схемы, в которой обратные связи взяты от главного сервомотора (рис. 106). На структурной схеме приняты те же обозначения, что и на предыдущих рисунках. Пренебрегая инерционностью промежуточных звеньев и полагая  $b_p = 0$  ( $k_{o.c} = 0$ ), получим передаточную функцию разомкнутой системы регулирования в следующем виде:

$$W = \frac{(T_d p + 1)[(T_n + T)p + 1]}{p(T_x + b_i T_d) \left( \frac{T_d T_x}{T_x + b_i T_d} p + 1 \right) (T_p + 1)} W_a. \quad (5.37)$$

Из этого выражения видно, что в данном случае регулятор без гидроагрегата представляет собой пропорционально-интегрирующее дифференцирующее (ПИД) звено второго порядка. Он коренным образом отличается от рассмотренных выше структурных схем регуляторов скорости как изодромных, так и с воздей-



ствием по производной. Особенно наглядно это видно, если выражение (5.37) записать в несколько ином виде, а именно

$$W = \frac{(T_d p + 1) W_a}{p (T_x + b_i T_d) \left( \frac{T_d T_x}{T_x + b_i T_d} p + 1 \right)} \left[ \frac{(T_n + T) p + 1}{T_p + 1} \right]. \quad (5.38)$$

Перед квадратными скобками стоят звенья, в точности соответствующие передаточной функции, скорректированной с помощью издромной обратной связи системы регулирования (5.1), если в (5.1) заменить  $1/k_0 k_1 k_c = T_x$ , а  $\beta/k_0$  на  $b_i$ , а квадратная скобка определяет передаточную функцию регулятора с воздей-

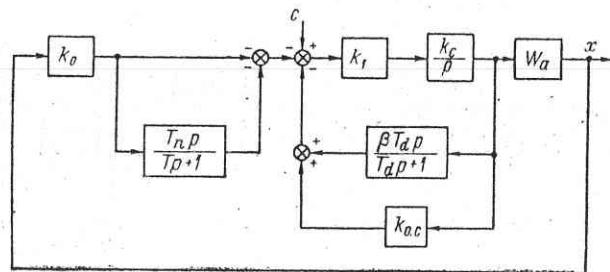


Рис. 106. Структурная схема издромного регулятора скорости с дополнительным воздействием по первой производной

ствием по производной с коэффициентом усиления  $k_{p.п} = 1$ . В итоге получается, что эта схема содержит в себе как бы два последовательно соединенных регулятора скорости: издромный и с воздействием по производной, т. е.

$$W_{ип} = \frac{1}{k_{p.п}} W_{и} W_{п}. \quad (5.39)$$

Динамические качества издромного регулятора с дополнительным воздействием по производной рассмотрим на конкретных примерах. Возьмем систему регулирования турбины Красноярской ГЭС, для которой  $T_a = 8$  с и  $T_w = 2,2$  с. Рассмотрим режим работы агрегата на выделенную нагрузку; суммарный коэффициент саморегулирования системы при номинальной мощности примем равным нулю  $e_n = 0$ . Для этих условий, используя выражение (4.43), скорректируем систему с помощью издромного регулятора скорости. Логарифмические амплитудная и фазовая частотные характеристики 1 этой системы показаны на рис. 107. Здесь  $T'_w = [(m_{i0} - 0,5e_i) \lambda - 0,5q_0] T_w$ , а значения  $e_i$  и  $\lambda$  получены по моментной и расходной характеристикам модели рабочего колеса для номинального режима  $m_{i0} = 1$  и  $q_0 = 1$ . При этом выбраны параметры издромы  $b_i = 0,45$  и  $T_d = 14,3$  с, обеспечивающие заданные запасы устойчивости  $\Delta A = 8$  дБ и  $\Delta \varphi = 30^\circ$ .

Посмотрим, можно ли улучшить динамические характеристики скорректированной системы регулирования за счет введения пропорционально-дифференцирующего звена первого порядка, стоящего в (5.38) в квадратных скобках. Прежде всего отметим, что приведенные на рис. 107 частотные характеристики 1 являются типичными для радиально-осевых гидротурбин с издромным регулятором скорости. Многочисленные расчеты и исследования показывают, что для таких систем в номинальном режиме запас по амплитуде, как правило, располагается в зоне частот, где прояв-

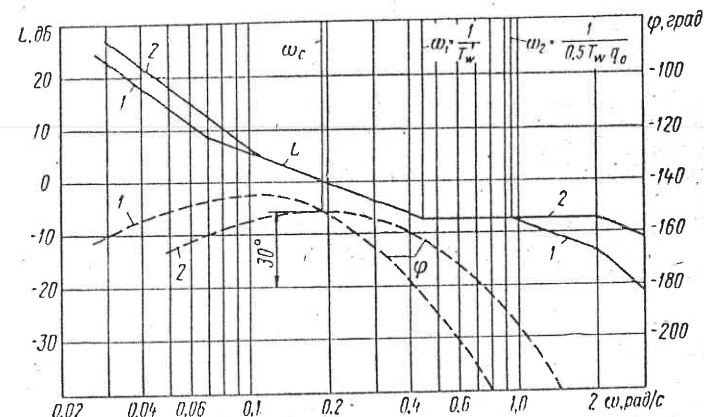


Рис. 107. Частотные характеристики разомкнутой системы регулирования гидроагрегата Красноярской ГЭС:

1 — с издромным регулятором; 2 — с издромным регулятором и дополнительным воздействием по первой производной  
(— амплитудные, - - - фазовые)

ляет свое действие гидравлический удар. В данном случае эта зона соответствует частотам от  $\omega_1 = 1/T'_w$  до  $\omega_2 = 1/0,5T_w$ . Поэтому пропорционально-дифференцирующее звено  $(T_n + T) p + 1$  можно ввести только при частотах  $\omega \geq \omega_2$ , а это значит, что постоянная времени производной должна быть ограничена величиной  $T_n + T \leq 0,5T_w$  (в номинальном режиме  $q_0 = 1$ ).

На рис. 107 показаны частотные характеристики 2 разомкнутой системы с дополнительным введением производной при  $T_n + T = 0,5T_w$  и  $T = 0,1$  с. Как видно, запасы по амплитуде и фазе у обеих характеристик одинаковы, но для характеристики 2 это достигнуто при  $T_d = 8,7$  с вместо  $T_d = 14,3$  с при издромном регуляторе.

Если принять  $T_n + T > 0,5 T_w$ , то хотя запас по фазе и будет увеличиваться, но одновременно уменьшается запас по амплитуде, что приводит к увеличению перерегулирования, т. е. ухудшается качество регулирования частоты. При дальнейшем увеличении  $T_n$  (при  $\frac{1}{T_n + T} > \omega_c$ ) новая величина среза  $\omega_{с1}$

смещается в зону высоких частот, и замкнутая система может оказаться неустойчивой. Очевидно, такие же выводы можно сделать и для системы с ковшовой гидротурбиной, так как передаточные функции систем с радиально-осевой и ковшовой турбинами имеют одинаковый вид [выражения (4.43) или (4.44)].

Рассмотрим систему регулирования с поворотнлопастной гидротурбиной. На рис. 108 показаны частотные характеристики  $L$  системы регулирования турбины ГЭС «Джердап» с чисто изодромным регулятором скорости для условий изолированной нагрузки

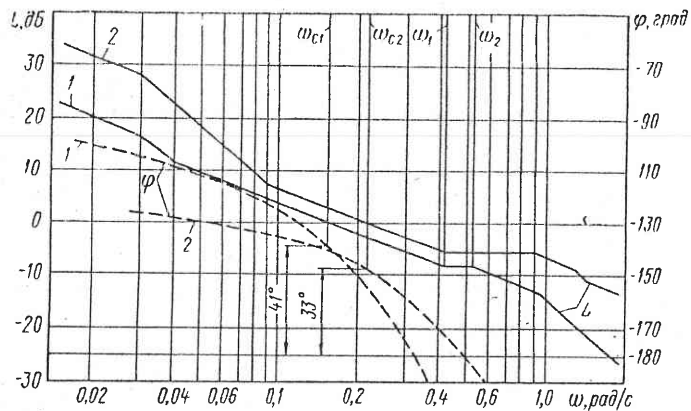


Рис. 108. Частотные характеристики разомкнутой системы регулирования гидроагрегата ГЭС «Джердап»:

1 — с изодромным регулятором; 2 — с изодромным регулятором и дополнительным воздействием по первой производной

и  $e_n = 0,25$ ,  $T_a = 7$  с и  $T_w = 2,23$  с. Характеристики гидроагрегата построены по выражению (4.40) на основании обработки моментных и расходных характеристик модели рабочего колеса турбины. Изодромный регулятор для этой ГЭС выполнен с обратными связями от вспомогательного сервомотора. В результате расчета получены параметры изодрома  $b_t = 1,7$ ,  $T_d = 25$  с, обеспечивающие требуемое качество регулирования в рассматриваемом режиме.

Приведенные на рис. 108 частотные характеристики  $L$  с изодромным регулятором являются типичными для систем с крупными поворотнлопастными турбинами. Эта система, как известно, содержит два регулирующих органа, причем постоянная времени сервомотора рабочего колеса  $T_k = 1/\omega_2$  по своей величине обычно близка к постоянной времени трубопровода  $T_w = 1/\omega_1$ . Поскольку частота  $\omega_2$  находится вблизи  $\omega_c$ , то в данном случае введение пропорционально-дифференцирующего звена  $(T_n + T) p + 1$  может быть осуществлено при меньших частотах, в частности, когда  $T_n + T = T_k$ , что дает значительное увеличение запасов устойчивости по фазе и амплитуде при тех же значениях параметров

изодрома  $T_d$  и  $b_t$ . Если уменьшить эти запасы до значений, которые получены для системы с изодромным регулятором, то потребуется установить  $T_d = 10$  с вместо  $T_d = 25$  с и  $b_t = 1,1$  вместо  $b_t = 1,7$  (характеристики 2).

В результате при всех частотах коэффициент усиления системы с изодромным регулятором и дополнительным введением производной оказывается значительно больше, чем у системы с изодромным регулятором, а это значит, что быстродействие изодромного регулятора с воздействием по ускорению возрастает. С количественной точки зрения, как это видно из сравнения рис. 107 и 108, у систем с поворотнлопастными турбинами эффект от дополнительного введения производной более значительный, чем у систем с радиально-осевыми и ковшовыми турбинами.

Воздействие по ускорению косвенным образом приводит к увеличению быстродействия по каналу управления открытием турбины в режиме работы на мощную энергосистему. Обусловлено это тем, что введение сигнала по ускорению позволяет в большинстве случаев уменьшить уставку изодрома  $b_t$  и  $T_d$ .

Если ввести производную в схему изодромного регулятора, у которого обратные связи взяты от вспомогательного сервомотора, то по сравнению с изодромным регулятором это приводит к увеличению его чувствительности на низкочастотные колебания регулируемой величины. Это также объясняется меньшими значениями параметров  $T_d$  и  $b_t$ , которые при прочих равных условиях определяют динамическую зону нечувствительности регулятора.

Таким образом, по сравнению с рассмотренными выше структурными схемами регуляторов скорости изодромный регулятор с дополнительным введением производной обладает более высоким быстродействием как по каналу частоты, так и по каналу управления открытием, и меньшей динамической зоной нечувствительности.

### 39. Регулятор скорости с воздействием по интегралу от регулируемой величины

Принципиальная схема регулятора этого типа была рассмотрена в гл. 3. Остановимся на его статических и динамических качествах. На рис. 109 показаны упрощенная функциональная (а) и расчетная (б) схемы системы регулирования.

На схеме (б) обозначено:  $k_0$  — коэффициент усиления чувствительного элемента;  $k_1$  — регулируемый коэффициент усиления регулятора;  $k$  — коэффициент усиления ЭУ<sub>1</sub>;  $T_n$  — постоянная времени звена гибкой обратной связи;  $k_{o.c}$  — коэффициент усиления жесткой обратной связи, определяющий статизм регулятора;  $T_{y1}$  и  $T_y$  — постоянные времени следящих систем, охваченных обратными связями, соответственно, ОС<sub>1</sub> и ОС<sub>3</sub>.

В рассматриваемой схеме регулятора гибкая обратная связь с передаточной функцией

$$W_{o.c} = \frac{T_{np}}{T_{np}p + 1} \quad (5.40)$$

предназначается для формирования пропорционально-интегрального сигнала управления по отклонению частоты (ПИ — закон

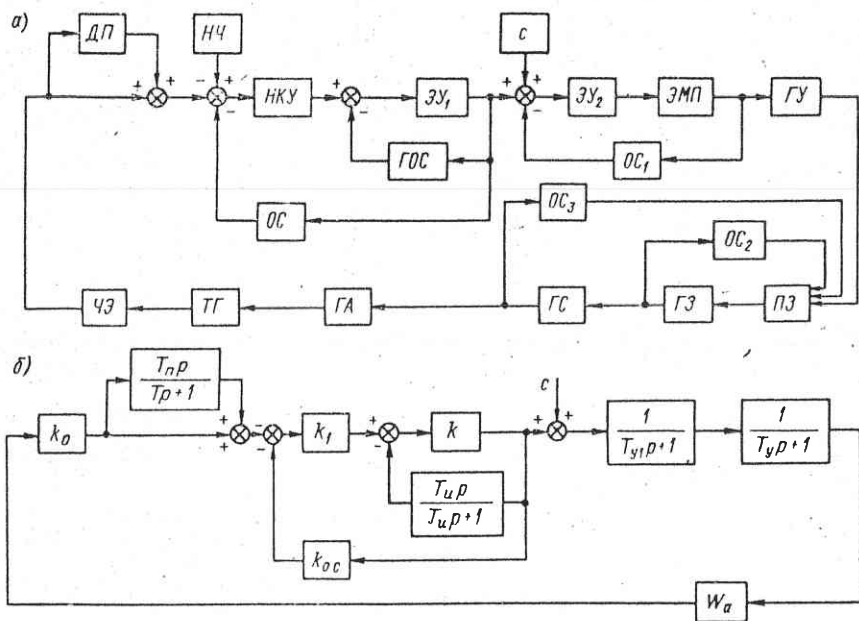


Рис. 109. Функциональная (а) и расчетная (б) схемы регулятора скорости с воздействием по интегралу:

НЧ — элемент настройки установки частоты; НКУ — элемент настройки коэффициента усиления регулятора по каналу частоты; ЭУ<sub>1</sub> и ЭУ<sub>2</sub> — электрические усилители; ГОС — гибкая отрицательная обратная связь; ОС — жесткая отрицательная обратная связь, определяющая статизм регулятора; ЭМП — электромеханический преобразователь; ОС<sub>1</sub>, ОС<sub>2</sub> и ОС<sub>3</sub> — местные жесткие обратные связи

регулирования). Передаточная функция ЭУ<sub>1</sub> охваченного ГОС будет

$$W_n = \frac{k(T_{np} + 1)}{1 + kT_{np} + T_{np}p} = \frac{T_{np} + 1}{1 + k \frac{T_{np} + 1}{k} + \frac{1}{k}p} \quad (5.41)$$

Коэффициент усиления этого усилителя выбран достаточно большим  $k = (0,5 \div 1) 10^6$ , поэтому можно записать, что

$$W_n = \frac{T_{np} + 1}{T_{np}p} = 1 + \frac{1}{T_{np}p} \quad (5.42)$$

т. е. ЭУ<sub>1</sub>, охваченный гибкой обратной связью, является пропорционально-интегрирующим звеном. Передаточная функция разом-

кнутой системы регулирования при статизме  $b_p = 0$  ( $k_{o.c} = 0$ ) запишется в виде

$$W = \frac{k_{p.n}}{p} \frac{T_{np} + 1}{(T_{yp}p + 1)(T_{np}p + 1)} W_a \quad (5.43)$$

где  $k_{p.n} = \frac{k_0 k_1}{T_n}$  — коэффициент усиления регулятора.

По внешнему виду выражение (5.43) полностью совпадает с (5.2). Это указывает на принципиальную возможность достижения сходных динамических качеств регуляторов с воздействием по интегралу и изодромного с обратными связями от вспомогательного сервомотора при условии:

$$\left. \begin{aligned} k_{p.n} &= \frac{k_p}{1 + k_p b_l T_d} \approx \frac{1}{b_l T_d}, & T_n &= T_d; \\ T_{yl} &= \frac{T_d}{1 + k_p b_l T_d} \approx \frac{T_x}{b_l}, & T_{yn} &= T_y. \end{aligned} \right\} \quad (5.44)$$

Рассмотрим передаточную функцию этого регулятора (ЭГР-И) по каналу управления открытием. Как видно из рис. 109, а, звенья, охваченные обратными связями ОС<sub>1</sub> и ОС<sub>3</sub>, образуют единую быстродействующую электрогидравлическую следящую систему, на вход которой подаются сигналы по каналу частоты и внешние управляющие сигналы, направленные на изменение активной мощности гидроагрегата. В результате структурная схема этого регулятора коренным образом отличается от рассмотренных выше структурных схем.

В ЭГР-И функции формирования сигналов четко разделены: сигнал воздействия по скорости (частоте) вырабатывается вывительной частью, в которую входят ЧЭ, НКУ и усилитель ЭУ<sub>1</sub>, охваченный ГОС, а усиление осуществляется усилителем ЭУ<sub>2</sub>, находящимся в составе следящей системы. Поскольку управляющие воздействия с подаются непосредственно на вход этой следящей системы, то передаточная функция регулятора без гидроагрегата по каналу управляющих воздействий будет

$$W_p = \frac{1}{(T_{yp}p + 1)(T_{np}p + 1)} \quad (5.45)$$

В выражение (5.45) не входят параметры  $k_{p.n}$  и  $T_n$  вывительной части регулятора. Поэтому динамические характеристики этого регулятора по отношению к внешним управляющим сигналам не зависят от параметров настройки регулятора по каналу частоты. А это значит, что такая структура регулятора позволяет добиться предельно возможного быстродействия по обработке любых управляющих воздействий, направленных на изменение активной мощности гидроагрегата, и дает возможность иметь независимые устройства динамической коррекции для каждого



в отдельности управляющего воздействия. Это является весьма ценным преимуществом данного регулятора по сравнению с ранее рассмотренными.

Второе не менее важное преимущество ЭГР-И состоит в том, что его структура позволяет без усложнения конструкции гидромеханической части регулятора значительно уменьшить его мертвую зону. Дело в том, что в регуляторах изодромных и с воздействием по ускорению интегрирующий элемент — сервомотор — расположен после электромеханического преобразователя. Как было показано, золотник сервомотора и сам преобразователь в зависимости от структурной схемы регулятора обладают той или иной величиной мертвой зоны, которая и определяет чувствительность регулятора. В ЭГР-И интегрирующий элемент является электрическим бесконтактным устройством без подвижных деталей, и поэтому он практически не имеет мертвой зоны. Поскольку этот интегрирующий элемент расположен в схеме сразу за электрическими звеньями, в которых мертвая зона также отсутствует, то при  $b_p = 0$  мертвая зона всего регулятора практически равна нулю.

В опытно-промышленном образце ЭГР-И, который был испытан в лабораторных условиях и на Красноярской ГЭС, полному ходу электромеханической следящей системы соответствует базовый ход главного золотника, равный 300 мм. Согласно проведенным испытаниям, мертвая зона следящей системы, обусловленная моментом трогания электродвигателя и люфтом в редукторе, не превышает величину 6 мкА, что для полного входного сигнала в 4,8 мА соответствует  $i_{y1} = 0,125\%$  от полного хода следящей системы. Если  $b_p = 0,04$ , то величине  $i_{y1} = 0,125\%$  будет соответствовать мертвая зона регулятора  $i_{x1} = b_p i_{y1} = 0,04 \cdot 0,125 = 0,005\%$ .

Аналогичным путем можно оценить мертвую зону, обусловленную нечувствительностью главного золотника. Причем, как и для изодромных регуляторов,  $\epsilon = 0,2$  мм. Тогда при базовом ходе золотника 300 мм мертвая зона регулятора  $i_{x2} = \frac{b_p \epsilon}{300} 100 = \frac{0,04 \cdot 0,2}{300} 100 \approx 0,003\%$ , т. е. суммарная зона этого регулятора  $i_x = i_{x1} + i_{x2} = 0,008\%$  в несколько раз меньше, чем у изодромных. Во время испытаний ЭГР-И в лабораторных условиях регулятор четко обрабатывал сигналы, соответствующие отклонениям частоты  $\pm 0,0025$  Гц ( $\pm 0,005\%$ ).

Отметим еще одно существенное преимущество схемы ЭГР-И. Здесь электромеханический преобразователь с ЭУ<sub>2</sub> образуют электромеханическую следящую систему, которая является достаточно быстродействующей. Частотные характеристики этой системы, полученные опытным путем, показаны на рис. 110. Как видно из рисунка, полоса пропускания системы простирается примерно до частот  $\omega = 6-7$  рад/с. Такая конструкция преобразова-

теля позволила получить на его выходе высокие значения перестановочных усилий, практически не достижимых с магнитоэлектрическим преобразователем, используемым в изодромных ЭГР. При номинальном сигнале магнитоэлектрический преобразователь развивает усилие порядка 0,5—1,0 Н, а на выходе электромеханического преобразователя ЭГР-И при этом же номинальном сигнале механическое усилие составляет 50—100 Н, т. е. в 100 раз больше. Такое увеличение выходного усилия дало возможность в ЭГР-И отказаться от чувствительного к чистоте масла гидроусилителя, применяемого в изодромных ЭГР, и заменить его золотниковой си-

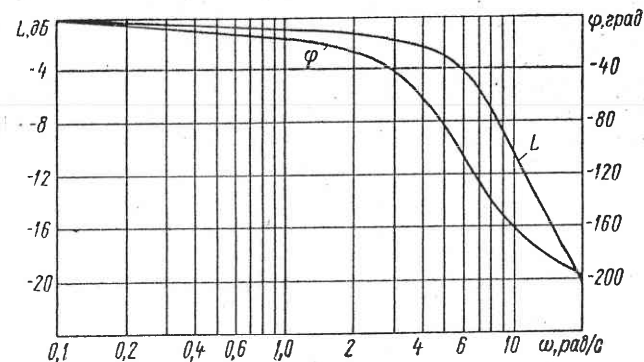


Рис. 110. Экспериментальные частотные характеристики электромеханической следящей системы регулятора скорости ЭГР-И-150-10

стемой, что в значительной степени повышает надежность работы системы регулирования.

В схеме ЭГР-И несложно ввести дополнительное воздействие по ускорению. Естественно, что все выводы, сделанные в предыдущем параграфе относительно преимуществ регуляторов с дополнительным воздействием по ускорению, относятся и к данному регулятору.

Таким образом, регулятор скорости с воздействием по интегралу имеет ряд существенных преимуществ по сравнению с другими ЭГР. Схема ЭГР-И позволяет получить максимально возможное быстродействие системы по внешним управляющим сигналам, осуществить независимую динамическую коррекцию по каждому в отдельности управляющему воздействию, значительно увеличить статическую и динамическую точность работы системы, а также упростить конструкцию гидромеханической части регулятора и повысить его надежность.

Кроме указанных преимуществ ЭГР-И, относящихся к качественным показателям системы регулирования, структура этого регулятора позволяет достаточно просто осуществить некоторые дополнительные функции автоматического управления гидроагрегатом в различных режимах его работы. В частности, в ЭГР-И пуск

гидроагрегата осуществляется не ограничителем открытия, как это делается в изодромных регуляторах, а путем подачи программы на вход следящей системы (на вход усилителя ЭУ<sub>2</sub>). Предусмотрено также программное управление процессом закрытия направляющего аппарата при отключении генератора от энергосистемы (сброс нагрузки).

Программное закрытие обеспечивает быстрое и наиболее благоприятное протекание переходных процессов после сброса нагрузки, что особенно важно для гидроагрегатов с поворотлопастными турбинами, где из-за возможности подбрасывания ротора гидроагрегата опасно допускать полное закрытие направляющего аппарата. Программное закрытие также осуществляется путем подачи соответствующего сигнала управления на вход следящей системы. В ЭГР-И несколько упрощена и схема группового управления гидроагрегатами ГЭС, в основу которой заложен принцип радиального задания активной нагрузки. Наличие в регуляторе следящей системы, на вход которой поступают сигналы от задатчика мощности, обеспечивает высокую точность распределения нагрузки между агрегатами без специальной схемы уравнивания, применяемой в изодромных регуляторах.

## МЕТОДЫ НАТУРНЫХ ИСПЫТАНИЙ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ И АНАЛИЗ ИХ РЕЗУЛЬТАТОВ

### 40. Цель и объем испытаний

В предыдущих главах отмечалось, что вопросы устойчивости, быстродействия и точности работы системы регулирования тесно связаны между собой, поэтому они должны рассматриваться совместно уже при начальной стадии проектирования. Однако при расчете и выборе системы регулирования возникает вопрос о достоверности знаний величин параметров реальных звеньев проектируемой системы.

Некоторые параметры часто определяются расчетным путем с погрешностью в 50—70% и более. Такие погрешности в исходных величинах приводят к значительным неточностям. В результате на действующих ГЭС проводятся длительные наладочные работы, по существу имеющие целью исправление неточностей расчета. Поэтому при создании высокочувствительных и быстродействующих систем регулирования большое значение имеет эксперимент. Результаты натурных испытаний всегда могут быть использованы для выбора оптимальных для данной ГЭС параметров настройки регулятора, а при соответствующем обобщении материалов испытаний и для уточнения используемых аналитических методов расчета динамики регулирования.

Необходимо отметить, что в настоящее время практически нет способов определения параметров, которые обеспечивают абсолютный оптимум качества переходных процессов. Но, учитывая расширение возможностей использования электронных аналоговых и цифровых вычислительных машин, позволяющих решать задачи динамики регулирования с учетом нелинейностей отдельных звеньев системы, принципиально возможно разработать такие методы расчета, которые позволят надежно судить о качестве процессов регулирования для любого вида возмущающего воздействия.

При достаточной уверенности в точности применяемого аналитического метода расчета выбор оптимальных параметров настройки регулятора, по-видимому, целесообразно производить не в натурных условиях, а заранее, по результатам испытаний модели системы регулирования на аналоговой или цифровой машине. Для этого при испытании модели следует записать на осциллограммы серию переходных процессов и снять серию частотных

характеристик системы регулирования, которые отвечают оптимальным параметрам настройки регулятора при различных значениях параметров системы. После этого в натуральных условиях достаточно будет определить фактические значения параметров испытуемой системы и ее действительные частотные характеристики и, используя модельные и натурные испытания, осуществить корректировку параметров настройки регулятора.

Задача настоящей главы состоит в том, чтобы проиллюстрировать методы определения в лабораторных и натуральных условиях статических и динамических характеристик системы регулирования скорости гидроагрегата. Хотя излагаемые ниже методы являются не единственно возможными, но они проверены на практике и разработаны на основании обобщения опыта наладки и натурных исследований регуляторов скорости гидротурбин, проведенных лабораторией регулирования ЛМЗ.

Ниже изложены методы определения всех основных параметров системы регулирования с электрогидравлическим регулятором скорости и методы экспериментального снятия частотных характеристик отдельных звеньев и всей системы, которые в последнее время успешно внедрены в практику натуральных исследований.

#### 4.1. Определение статических характеристик отдельных звеньев и регулятора

Для оценки качественных показателей работы ЭГР существенное значение имеют следующие статические характеристики:

1) чувствительного элемента — зависимость силы тока или напряжения на выходе фазочувствительного выпрямителя от частоты вращения ротора агрегата;

2) вывальной цепи (для схем типа ЭГР-М и ЭГР-2М) — зависимость силы тока или напряжения в катушке электрогидравлического преобразователя от частоты вращения ротора;

3) электрогидравлического преобразователя (ЭГР-И и ЭГР-2М) — зависимость положения поршня сервомотора гидроусилителя от силы тока в катушке управления МЭП, или электрогидравлического преобразователя (схема типа ЭГР-И) — зависимость угла поворота выходного вала ЭМП от напряжения или силы тока управления на входе электрического усилителя следящей системы;

4) регулятора — зависимость установившейся скорости вращения агрегата от положения поршня сервомотора направляющего аппарата.

Указанные характеристики наиболее точно могут быть получены при испытании регулятора в лабораторных условиях. Для регуляторов типа ЭГР-М и ЭГР-2М характеристики отдельных звеньев определяются одновременно. Питание схемы осуществляется от машинного агрегата или от НГПК через стабилизатор напряжения, а изменение частоты производится с помощью низкочастотного генератора периодических колебаний (типа НГПК),

используемого для снятия частотных характеристик, или с помощью какого-либо другого генератора переменной частоты.

При каждом установившемся значении частоты  $f$  одновременно измеряются: напряжение на выходе фазочувствительного выпрямителя  $U_\phi$ , напряжение  $U_k$  или сила тока  $\Delta I$  в катушке МЭП и ход поршня гидроусилителя  $m$ . Величина  $f$  измеряется по частотомеру класса 0,5,  $U_\phi$ ,  $U_k$  и  $\Delta I$  — по приборам класса 1,5, а ход  $m$  — по индикатору. По полученным данным строятся зависимости:  $U_\phi = f(f)$ ,  $\Delta I = f(f)$  и  $m = f(\Delta I)$ , которые и являются статическими характеристиками звеньев регулятора. Если вместо  $\Delta I$  измеряется  $U_k$ , то значения  $\Delta I$  могут быть получены расчетным

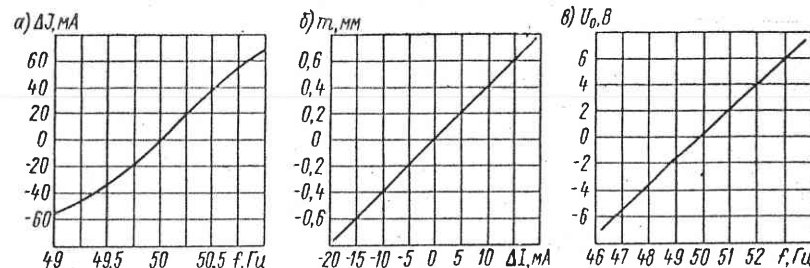


Рис. 111. Статические характеристики: вывальной цепи (а) и электрогидравлического преобразователя (б) регулятора типа ЭГРК-2М-250-3, чувствительного элемента (в) регулятора типа ЭГР-И-150-10

путем, для чего необходимо предварительно измерить сопротивление катушки  $R_k$ .

При снятии статической характеристики следящей системы (регулятор типа ЭГР-И) на ее вход подается ступенями напряжение  $U_c$  или ток управления  $\Delta I_c$  и на каждой ступени измеряется угол поворота выходного вала редуктора или положение иглы гидроусилителя.

На рис. 111 показаны статические характеристики: а — вывальной цепи  $\Delta I = f(f)$ ; б — электрогидравлического преобразователя (исполнителя)  $m = f(\Delta I)$  регулятора типа ЭГРК-2М-250-3; в — чувствительного элемента (контура  $RC$ )  $U_0 = f(f)$  регулятора типа ЭГР-И-150-10, которые получены в лабораторных условиях.

Из графиков видно, что все характеристики близки к линейным. Коэффициенты передачи этих звеньев:

$$k_n = 37 \text{ мА/}\% \text{ } [\Delta I = f(f)];$$

$$k_n = 0,04 \text{ мм/мА } [m = f(\Delta I)];$$

$$k_0 = 1,0 \text{ В/}\% \text{ } [U_0 = f(f)].$$

Как известно, в натуральных условиях на вход чувствительного элемента подается напряжение переменного тока 50 Гц от тахогене-



ратора, находящегося на одном валу с ротором гидроагрегата. Часто из-за дефектов изготовления этого генератора форма синусоиды переменного тока бывает несколько искажена, и в натуральных условиях значения коэффициентов  $k_0$  и  $k_n$  могут отличаться от величин, полученных в лабораторных условиях. Поэтому при наладке регуляторов на действующих ГЭС величины  $k_0$  и  $k_n$  должны быть уточнены.

В натуральных условиях методика определения характеристик  $U_0 = f(f)$  и  $\Delta I = f(f)$  заключается в следующем. На остановленном гидроагрегате и при полностью смещенном в сторону закрытия механизме ограничения открытия на вход регулятора, например через механизм изменения скорости, подается ступенями эталонное напряжение  $U_0$ . На каждой ступени регистрируются величина  $U_0$  и сила тока в катушке управления  $\Delta I$ .

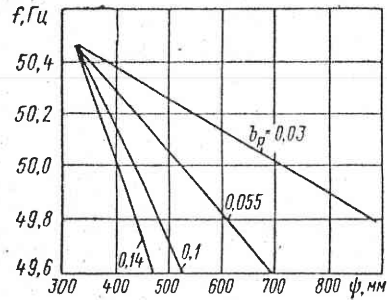


Рис. 112. Статические характеристики регулятора типа ЭГР гидротурбины Волжской ГЭС им. XXII съезда КПСС

При этом регулятор должен работать в режиме астатического регулирования, т. е. при  $b_p = 0$ . В этом режиме работы на вход регулятора снова подается ступенями напряжение  $U$  и после окончания переходного процесса записывается частота вращения  $f$ . В результате получаем зависимость  $f = f(U)$ , которая перестраивается в координатах  $U_0 = f(f)$ , так как в установившемся режиме  $U_0 = U$ . По зависимостям  $f = f(U)$  и  $\Delta I = f(U_0)$  строится характеристика  $\Delta I = f(f)$  выявительной цепи.

Статические характеристики регулятора  $f = f(\psi)$  или в относительных величинах  $x = f(y)$  при различных настройках постоянной неравномерности в лабораторных условиях определяются достаточно просто. Схема измерений такая же, как и при снятии зависимости  $\Delta I = f(f)$ . Частота задается генератором НГПК. На каждой частоте замеряется положение штока исполнительного сервомотора  $\psi$ . По этим данным строится характеристика  $x = f(y)$  для заданной настройки неравномерности  $b_p$ , где  $x = f/I_n$ , а  $y = \psi/\psi_{\max}$ .

При снятии этой характеристики на действующей ГЭС необходимо, чтобы гидроагрегат работал под нагрузкой в энергосистему. Поскольку частота в энергосистеме, как правило, непрерывно изменяется, то с целью исключения ее влияния на результаты замеров на время этих испытаний следует отключить чувствительный элемент. Как и при определении характеристики  $\Delta I =$

$= f(f)$ , на вход регулятора ступенями подается напряжение  $U$  и на каждой ступени замеряется положение  $\psi$  штока сервомотора направляющего аппарата. По полученным данным строится зависимость  $\psi = f(U)$ . Используя эту характеристику и полученную ранее  $f = f(U)$ , получаем статическую характеристику  $\psi = f(f)$  и  $x = f(y)$  для данной настройки постоянной неравномерности.

На рис. 112 показаны статические характеристики регулятора типа ЭГР для различных настроек  $b_p$ , полученные с отключенным чувствительным элементом при натуральных испытаниях на Волжской ГЭС им. XXII съезда КПСС.

Если по каким-либо причинам невозможно отключить чувствительный элемент, то во время испытаний следует замерять частоту в энергосистеме и вводить соответствующую поправку.

#### 42. Определение скоростной характеристики и коэффициента усиления сервомотора

Для издромного регулятора с обратными связями от главного сервомотора реальная скоростная характеристика последнего  $\frac{d\psi}{dt} = f(S)$  может быть снята только на действующей ГЭС. Как указывалось в гл. 5, эта характеристика оказывает существенное влияние на статические и динамические качества работы системы регулирования и от ее вида во многом зависит величина максимального коэффициента усиления регулятора, при котором обеспечивается устойчивость его внутреннего контура. Поэтому эти испытания должны проводиться с особой тщательностью.

Согласно рис. 63, зависимость  $\frac{d\psi}{dt} = f(S)$  или  $\frac{dy}{dt} = f(S)$  обладает существенной нелинейностью, зависящей главным образом от парциальности главного золотника, наличия сил сухого трения в механизме поворота лопаток, а также от величины и направления гидравлического момента, действующего на направляющий аппарат. Из этих соображений характеристика  $\frac{dy}{dt} = f(S)$  должна быть снята по крайней мере при двух положениях сервомотора направляющего аппарата, соответствующих максимальному и минимальному гидравлическому моменту с тем, чтобы определить возможный диапазон изменения коэффициента усиления сервомотора  $k_c$ .

Методика определения зависимости  $\frac{dy}{dt} = f(S)$  состоит в следующем. Гидроагрегат работает под нагрузкой в энергосистему на ручном управлении при одном из выбранных открытий направляющего аппарата. Установка хода золотника осуществляется с помощью регулируемых упоров, причем замер хода на «закрытие» производится щупом, а на «открытие» — по шагу резьбы регулируемого упора. После установки ходов механизм ограничения открытия (МОО) быстро смещается в направлении закрытия на вели-

чину, соответствующую 30—40% от максимального открытия, а затем, когда процесс движения поршня сервомотора закончится, МОО также быстро устанавливается в первоначальное положение.

Во время опытов при каждом установленном ходе золотника на осциллограмму записываются положение золотника, поршня сервомотора и время. Для каждого хода золотника по осциллограммам

определяется скорость движения поршня на участке, когда золотник находится на упоре, и строится зависимость этой скорости от хода золотника

$$\frac{d\psi}{dt} = f(S) \text{ и } \frac{dy}{dt} = f(S). \quad (6.1)$$

На рис. 113 представлена скоростная характеристика сервомотора направляющего аппарата, полученная при натуральных испытаниях на Братской ГЭС. Измерения проводились при работе гидроагрегата под нагрузкой с открытием  $y = 0,4 \div 0,7$  (кривая 1) и в режиме холостого хода (кривая 2). Из рассмотрения рисунка видно влияние величины и направления гидравлического момента, действующего на направляющий аппарат, а также влияние величины парциальности окон золотника, которая в данном случае равна примерно 2 мм. В резуль-

тате коэффициент усиления сервомотора  $k_c$ , пропорциональный тангенсу угла наклона, образованного касательной к полученной кривой и осью  $S$ ,

$$k_c = \frac{\partial \left( \frac{dy}{dt} \right)}{\partial S} \quad (6.2)$$

зависит от величины смещения золотника и от сил сопротивления, действующих на направляющий аппарат.

Как уже отмечалось в гл. 3, при расчетах динамики замкнутой системы регулирования величину коэффициента усиления  $k_c$  как худший случай следует брать наименьшей, соответствующей смещениям золотника в пределах парциальных перекрытий. По рис. 113 на этом участке кривой 1  $k_c = 1,0\%/(с \cdot мм)$ . При анализе же работы внутреннего контура регулятора, охваченного изомной обратной связью, наоборот, необходимо принимать максимальное значение  $k_c$ , которое в данном случае составляет  $k_c = 2,7\%/(с \cdot мм)$  (кривая 2).

Необходимо отметить, что из-за наличия у золотника положительных перекрытий он в установившихся режимах не занимает свое геометрически среднее положение, а смещен от него в ту или другую сторону в зависимости от того, в каком направлении (открытия или закрытия) двигался поршень сервомотора при подходе золотника к среднему положению. Это приводит к значительным погрешностям в замере действительного хода золотника при его относительно малых смещениях (до 0,5 мм).

По этой же причине в натуральных условиях нецелесообразно замерять мертвый ход золотника, так как точность этих замеров нельзя считать удовлетворительной. Для уточнения вида скоростной характеристики при смещениях золотника, меньших 0,5 мм, измерения следует повторить в несколько измененном порядке, а именно: при каждом открытии направляющего аппарата после установки хода золотника МОО смещается сначала в сторону открытия, а не в сторону закрытия, как это делалось раньше. Сравнивая замеренные скорости движения поршня в одном направлении при одинаковом смещении золотника, можно грубо оценить величину его мертвой зоны и уточнить вид скоростной характеристики вблизи среднего положения золотника.

Поскольку коэффициент передачи от гидроусилителя до главного золотника  $k_2$  известен по конструкции, а коэффициенты усиления вывальной цепи  $k_b$  и сервомотора  $k_c$  получены по результатам испытаний, то коэффициент усиления регулятора  $k_p$  с отключенными обратными связями легко подсчитывается по выражению  $k_p = k_b k_2 k_c = k_0 k_1 k_c$ .

Скоростная характеристика вспомогательного сервомотора регулятора, у которого обратные связи взяты от этого сервомотора, достаточно точно может быть получена при испытаниях как в лабораторных, так и в натуральных условиях. Для этого в катушку управления МЭП подается ступенями ток  $\Delta I$  сначала в одном, а затем в обратном направлениях. При этом минимальная величина  $\Delta I$  должна быть выбрана такой, чтобы после ее подачи в катушку поршень вспомогательного сервомотора оставался неподвижным. Этому значению силы тока будет соответствовать половина мертвой зоны золотника или его нечувствительность. На каждой ступени  $\Delta I$  замеряется ход золотника по индикатору, а положение поршня сервомотора записывается на осциллограмму, по которой для заданного смещения золотника определяется скорость движения поршня в обоих направлениях.

На рис. 114 показана скоростная характеристика вспомогательного сервомотора головного образца регулятора типа ЭГРК-2М-250-3 (здесь вместо хода золотника  $S$  взят ход  $m$  поршня гидроусилителя). Как уже отмечалось, у этого регулятора предусмотрена регулировка коэффициента усиления сервомотора  $k_{c1}$  за счет изменения ширины окон управляющего золотника. На рис. 114 показаны характеристики, соответствующие четырем положениям регулировочного лимба. Например, для положения (кривая 2)

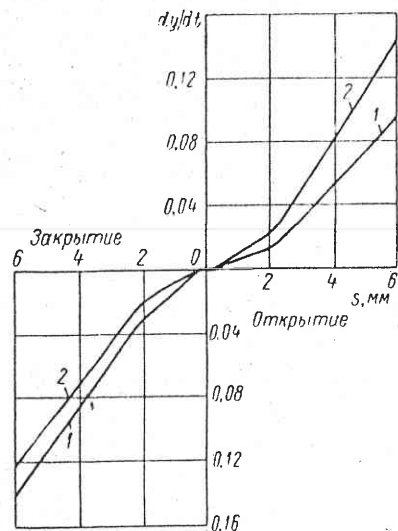


Рис. 113. Скоростная характеристика сервомотора направляющего аппарата гидротурбины Братской ГЭС.

1 — при работе гидроагрегата под нагрузкой,  $y = 0,4 \div 0,7$ ; 2 — при работе гидроагрегата на холостом ходу

лимба, при котором обеспечивается отсутствие колебаний внутреннего контура регулятора, величина  $k_{c1} = 17\%/(с \cdot мм)$ , а коэффициент усиления регулятора при  $k_0/k_1 = 1,5$  мм/% составляет  $k_p = 25,5$  1/с.

Вид скоростной характеристики, как известно, определяет также величину постоянной времени следящей системы или гидроусилителя, так как последний представляет собой сервомотор, охваченный жесткой обратной связью. Постоянная времени  $T_y$  следящей системы сервомотора направляющего аппарата (регу-

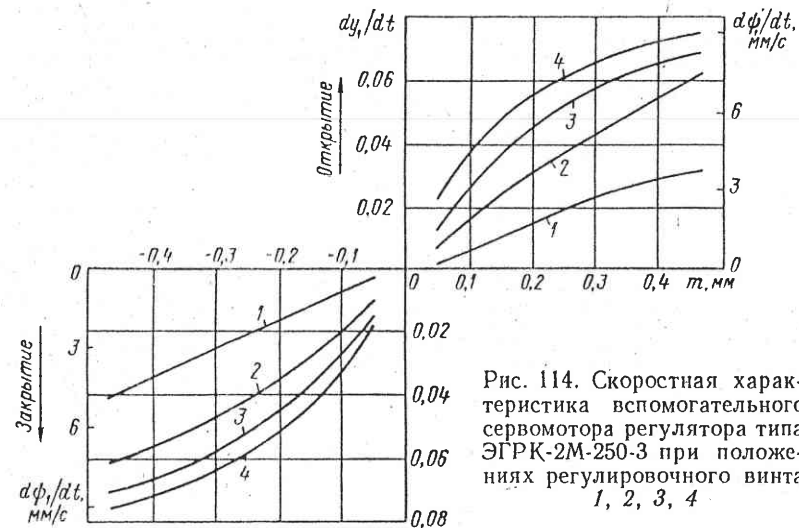


Рис. 114. Скоростная характеристика вспомогательного сервомотора регулятора типа ЭГРК-2М-250-3 при положениях регулировочного винта 1, 2, 3, 4

ляторы типа ЭГРК-2М-250-3 и ЭГР-И-150-10) может быть определена только на действующей ГЭС. Испытания следует проводить на остановленном гидроагрегате и при осушенной от воды спиральной камере турбины. В указанных схемах регуляторов полному смещению поршня сервомотора соответствует вполне определенный ход главного золотника. Так, в регуляторе типа ЭГРК-2М-250-3 этот ход  $S_{max} = 113$  мм, а в ЭГР-И-150-10 его можно изменять в пределах  $S_{max} = 103 \div 500$  мм. Следовательно, любому заданному смещению  $\Delta S$  золотника от среднего положения соответствует определенный ход  $\Delta y$  поршня сервомотора.

Методика измерений достаточно проста. С помощью упоров устанавливается какой-либо ход золотника  $\Delta S$  на открытие и закрытие. Если золотник имеет парциальность, то величина  $\Delta S$  должна быть выбрана в ее пределах. Затем механизм ограничения открытия быстро переводится в положение полного открытия, а когда процесс открытия закончится, МОО также быстро переводится в положение полного закрытия. При этом на осциллограмму записывается ход поршня сервомотора. По этим осциллограммам определяется величина  $T_y$  для движений поршня на от-

крытие и закрытие (при движении в разных направлениях значение  $T_y$  может быть различным). Выбираются участки, на которых достигнута установившаяся скорость движения поршня сервомотора, и на этих участках по масштабу осциллограмм берется ход  $\Delta y$ , соответствующий заданному смещению золотника  $\Delta S$ . Постоянная времени  $T_y$  определится как время, в течение которого поршень сервомотора сместится на величину  $\Delta y$ .

Аналогичным путем можно получить и постоянную времени следящей системы рабочего колеса  $T_k$  поворотнлопастной турбины, а также постоянную времени  $T_m$  электромеханической следящей системы регулятора ЭГР-И, только в последнем случае на вход усилителя ЭУ<sub>2</sub> (рис. 109) ЭМП подается напряжение  $\Delta U_{вх}$ , а на осциллограмму записывается напряжение  $U_{вых}$  сельсина обратной связи, которая предварительно отключается от входа усилителя ЭУ<sub>2</sub>.

#### 43. Определение параметров настройки регулятора

В изодромном регуляторе параметрами настройки являются постоянная времени изодрома  $T_d$  и временная неравномерность регулятора  $b_t$ . Величина  $T_d$  в лабораторных и натуральных условиях определяется аналогичным путем. Для этого на вход изодромного устройства скачком подается напряжение  $U_{вх}$  постоянного тока, величина которого принципиально не играет роли, так как в данном случае замеряется время переходного процесса на выходе изодрома, а оно не зависит от величины поданного сигнала. Выходное напряжение  $U_{вых}$  изодрома записывается на осциллограмму.

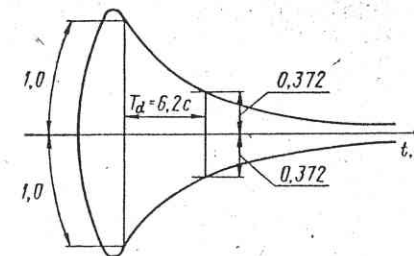


Рис. 115. Характеристика изодрома регулятора типа ЭГРК-2М-250-3 (копия осциллограммы)

На рис. 115 показана копия осциллограммы по определению постоянной времени  $T_d$  для одной из уставок переключателя регулятора типа ЭГР-2М-250-3 при  $U_{вх}$ , соответствующем движению поршня сервомотора на закрытие и открытие. Из этой осциллограммы величина  $T_d$  может быть определена как время, в течение которого  $U_{вых}$  уменьшается от 1 до 0,372. При этом за единицу следует принимать значение  $U_{вых}$ , когда  $t \neq 0$ , так как в начальный период времени на переходный процесс оказывает влияние инерция самописца и другие факторы.

Величина временной неравномерности  $b_t$  изодромного регулятора наиболее точно может быть получена методом шунтирования конденсатора изодрома. В результате этого временная неравномерность превращается в постоянную и порядок проведения опытов будет таким же, как и при определении статической характеристики



регулятора, только в данном случае постоянную неравномерность следует установить равной нулю. После построения характеристики величина  $b_t$  определяется по соотношению

$$b_t = \frac{\Delta f \psi_{\max}}{\Delta \psi f_n}, \quad (6.3)$$

где  $\Delta f$  — максимальная величина изменения частоты в процессе испытаний, которая берется либо по данным измерений, либо по зависимости  $f = f(U)$ , полученной при определении статических характеристик регулятора;  $\Delta \psi$  — ход поршня сервомотора, соответствующий изменению частоты на  $\Delta f$ .

Для практики эксплуатации гидроагрегатов важное значение имеет быстродействие регулятора при непрерывно изменяющейся частоте в энергосистеме. Это быстродействие характеризуется постоянной времени интегрирования регулятора  $T_{x1}$ , выражение для которой можно получить из передаточной функции изодромного регулятора при  $b_p = 0$  (см. рис. 94, а)

$$W = \frac{1}{p(T_x + b_t T_d)} \frac{T_d p + 1}{\frac{T_d T_x}{T_x + b_t T_d} p + 1}. \quad (6.4)$$

Если на вход этого регулятора мгновенно подать сигнал, соответствующий величине  $x$ , то после окончания переходного процесса установится постоянная скорость движения поршня сервомотора, определяемая коэффициентом усиления замкнутого контура регулятора или временем интегрирования, которое равно обратной величине коэффициента усиления, т. е.  $T_{x1} = T_x + b_t T_d$ .

Для установившейся скорости движения поршня сервомотора из выражения (6.4) можно записать

$$T_{x1} = \frac{x}{dy/dt}. \quad (6.5)$$

Значение  $T_{x1}$  при различных величинах  $T_d$  и  $b_t$  определяется следующим образом. На гидроагрегате, работающем под нагрузкой в энергосистему, устанавливается открытие, соответствующее 30—40% от номинального, и в это же положение устанавливается МОО. Регулятор переводится в режим астатического регулирования. При этом по балансному прибору необходимо убедиться, что главный золотник не смещен в сторону открытия. Затем на вход регулятора, например через механизм изменения скорости, подается напряжение, направленное на увеличение открытия направляющего аппарата, соответствующее определенному значению изменения частоты. Соотношение между напряжением и частотой берется по зависимости  $f = f(U)$ , полученной в п. 41.

После этого МОО быстро смещается в сторону открытия на величину 30—40% от номинального и на осциллограмму записывается процесс движения поршня сервомотора. По полученным

осциллограммам и соотношению (6.5) подсчитываются величины  $T_{x1}$  для каждого из установленных значений  $T_d$  и  $b_t$ . На рис. 116 показаны копии осциллограмм записи зависимостей  $\psi = f(t)$  для различных  $b_t$  и  $T_d = \text{const}$  при входном сигнале  $x = 0,02$ . Осциллограммы получены во время испытаний ЭГР на Волжской ГЭС им. XII съезда КПСС.

Следует отметить, что по зависимостям  $\psi = f(t)$ , приведенным на рис. 116, приближенно могут быть определены и значения временной неравномерности  $b_t$ , поскольку у этих переходных процессов участки быстрых изменений открытий зависят от  $b_t$  и  $x$ :

$$\Delta \psi = \frac{x}{b_t} \psi_{\max},$$

откуда

$$b_t = \frac{x}{\Delta \psi} \psi_{\max}. \quad (6.6)$$

Такой метод определения  $b_t$  дает несколько заниженные значения  $b_t$  по сравнению с их фактическими величинами, так как выражение (6.6) не учитывает влияния времени  $T_d$ . Однако, если во время опытов установить достаточно высокие значения  $T_d$  (порядка 20—30 с), то погрешность в определении  $b_t$  будет незначительной.

Рассмотрим методику определения параметров настройки регулятора типа ЭГР-И-150-10. Здесь все параметры могут быть получены по результатам испытаний только выявительной части, состоящей из цепи частота—выход интегратора. Для этой цепи передаточная функция имеет вид

$$W = k_{p.н} T_n + \frac{k_{p.н}}{p}. \quad (6.7)$$

Коэффициент  $k_{p.н} T_n$ , который обозначим через  $k_n$ , является коэффициентом усиления пропорциональной составляющей регулятора и при заданном значении  $k_0$  (см. рис. 109, б) зависит только от настройки коэффициента  $k_1$ . По аналогии с изодромным регулятором обратная величина коэффициента  $k_{p.н} T_{x1} = \frac{1}{k_{pн}}$  является временем интегрирования регулятора и зависит от настройки  $k_1$  и  $T_n$ . Тогда

$$W = k_n + \frac{1}{T_{x1} p} \quad (6.8)$$

и

$$T_{x1} = \frac{x}{dU/dt}, \quad (6.9)$$

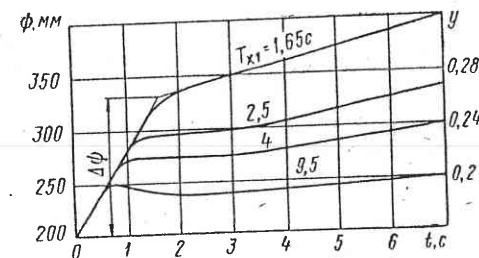


Рис. 116. Зависимости  $\psi = f(t)$  для различных  $b_t$  и  $T_d = \text{const}$  при входном сигнале  $x = 0,02$  (копии осциллограмм)

где  $U = \frac{U_{\text{вых}}}{(U_{\text{вых}})_{\text{max}}}$  — относительное напряжение на выходе интегратора.

Значения параметров  $T_n$  и  $T_{x1}$  определяются таким же путем, как и величины  $T_d$  и  $T_{x1}$  изодромного регулятора, только в данном случае, согласно выражению (6.9), при определении  $T_{x1}$  необходимо записывать на осциллограмму напряжение на выходе интегратора.

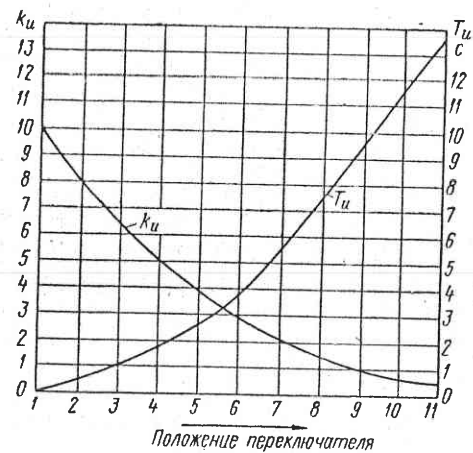


Рис. 117. Зависимости коэффициента  $k_u$  и постоянной времени  $T_u$  от положения переключателей регулятора типа ЭГР-И-150-10

заны зависимости коэффициента регулятора типа ЭГР-И-150-10 от для режима работы под нагрузкой.

Чтобы измерить величину коэффициента усиления пропорциональной составляющей  $k_u$  при различных настройках  $k_1$  следует предварительно зашунтировать конденсатор гибкой обратной связи интегратора. После этого для каждой настройки  $k_1$  на вход регулятора подается напряжение, соответствующее определенному значению отклонения частоты  $x$  и замеряется величина  $U_{\text{вых}}$  на выходе интегратора. Коэффициент усиления  $k_u$  определяется по отношению  $k_u = U_{\text{вых}}/x$ . На рис. 117 показаны зависимости  $k_u$  и постоянной времени  $T_u$  от положения переключателей

#### 44. Определение мертвой зоны регулятора

Величина мертвой зоны является одной из важнейших характеристик регулятора скорости. Современные требования, предъявляемые к регуляторам в отношении точности их работы, настолько велики, что для непосредственного определения мертвой зоны необходимо иметь специальные приборы, позволяющие в натуральных условиях замерять частоту вращения ротора агрегата с точностью, величина которой по крайней мере на порядок меньше замеряемой мертвой зоны регулятора.

Для этой цели иногда используется, например, цифровой частотомер типа МФ-3, измеряющий частоту с точностью, соответствующей 0,0025 Гц. Однако практика проведения натуральных испытаний показывает, что для определения чувствительности регулятора могут быть применены и косвенные методы, которые не требуют приборов относительно высокого класса точности, но дают вполне удовлетворительные результаты. Ниже кратко рассматриваются

прямые и косвенные методы, применяемые ЛМЗ при замерах мертвой зоны в натуральных условиях.

**Метод 1.** Гидроагрегат, на котором проводятся замеры, должен быть включен в энергосистему и работать в режиме автоматического регулирования с постоянной неравномерностью  $b_p = 0,06 \div 0,08$ . Чувствительный элемент регулятора отключается от тахогенератора испытуемого агрегата  $A_1$  и подключается к тахогенератору соседнего агрегата  $A_2$ , который в данном случае используется в качестве постороннего источника питания. Агрегат  $A_2$  работает в режиме холостого хода на ограничителе открытия. С помощью МОО частота вращения агрегата ступенями через 0,2 Гц изменяется сначала в одном направлении, а затем в обратном. Диапазон изменения частоты должен быть таким, чтобы открытие направляющего аппарата агрегата  $A_1$  изменялось в пределах полного рабочего хода поршня сервомотора.

На каждом установившемся режиме замеряется частота вращения агрегата  $A_2$  по цифровому частотомеру и положение поршня сервомотора агрегата  $A_1$ . По данным замеров строится зависимость  $f = f(\psi)$  для прямого и обратного ходов поршня, по которой определяется мертвая зона регулятора  $i_x = \frac{\Delta f}{f_n} 100\%$ , где  $\Delta f$  — изменение частоты, которому соответствует одно и то же положение поршня сервомотора направляющего аппарата.

Следует отметить, что на некоторых ГЭС из-за нестационарности водяного потока в проточной части турбины частота вращения гидроагрегата на холостом ходу колеблется в пределах 0,02 Гц. При этих условиях данный метод не может дать удовлетворительной точности замера мертвой зоны.

**Метод 2.** При замерах мертвой зоны по этому методу необходимо иметь посторонний источник напряжения постоянного тока, частотомер класса 0,2 и вольтметр класса 1,5. В качестве постороннего источника питания может быть использован генератор периодических колебаний типа НГПК. Напряжение постоянного тока ступенями подается на вход регулятора. Испытания проводятся в следующем порядке. Сначала при работе гидроагрегата в режиме холостого хода определяется зависимость установившейся частоты вращения ротора от подаваемого на вход регулятора напряжения  $f = f(U)$ . По этой зависимости определяется масштабный коэффициент  $k = \frac{\partial f}{\partial U}$ , Гц/В. Хотя замеры частоты и напряжения по данному методу производятся по приборам класса 0,2 и 1,5, они дают вполне удовлетворительные результаты, так как определяется наклон характеристики  $f = f(U)$ , а не абсолютные значения величин.

После определения коэффициента  $k$  гидроагрегат включается в энергосистему и сервомотор направляющего аппарата устанавливается в положение, вблизи которого требуется определить мертвую зону. При этом на регуляторе устанавливается неравномер-

ность  $b_p = 0,02 \div 0,04$ . Чтобы исключить погрешности в измерениях, связанные с небольшими колебаниями частоты в энергосистеме, на время испытаний необходимо отключить чувствительный элемент. В этом случае регулятору искусственно создаются условия постоянства частоты. Затем на вход регулятора снова ступенями подается напряжение в прямом и обратном направлениях, но величина изменения напряжения между ступенями должна соответствовать изменению частоты не более  $0,02-0,03$  Гц. В каждом из направлений необходимо иметь не менее 8—10 замеров. Замер напряжения производится по вольтметру со шкалой,

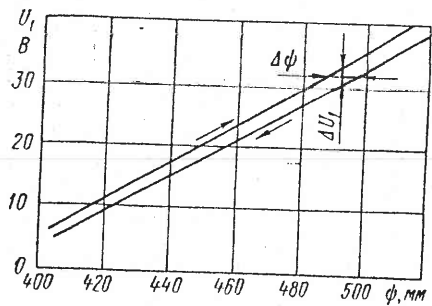


Рис. 118. Зависимость  $U_1 = f(\psi)$  регулятора типа ЭГР гидротурбины Волжской ГЭС им. XXII съезда КПСС

соответствующей максимально-му изменению напряжения в процессе испытаний. На каждом установившемся режиме замеряется напряжение  $U_1$  и положение поршня сервомотора направляющего аппарата. По полученным данным строится зависимость  $U_1 = f(\psi)$  или  $x = f(y)$  при увеличении и уменьшении открытия. Из этого графика определяется мертвая зона регулятора по частоте  $i_x = 2k \Delta U_1, \%$  и по ходу поршня сервомотора  $i_y = \frac{\Delta \psi}{\psi_{\max}} 100\%$ .

В величину  $i_x$  не входит мертвая зона чувствительного элемента.

На рис. 118 показана зависимость  $U_1 = f(\psi)$  ЭГР турбины Волжской ГЭС им. XXII съезда КПСС, полученная изложенным методом.

Преимущество метода состоит в том, что он не требует наличия приборов высокого класса точности. Для примера подсчитаем погрешность в определении величины  $i_x$  по зависимости  $U_1 = f(\psi)$  на рис. 118. Согласно испытаниям, крутизна характеристики  $f = f(U)$  составляет  $k = 0,0118$  Гц/В. При этом напряжение  $U$  замерялось вольтметром класса 1,5 со шкалой 150 В, а частота — частотомером класса 0,2. Относительную погрешность измерения величины  $k$  можно определить по формуле

$$\varepsilon = \sqrt{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2},$$

где  $\varepsilon_1 = \frac{0,2 \cdot 50}{100} = 0,1$  — относительная погрешность измерения частоты при ее диапазоне изменения, равном 1 Гц,  $\varepsilon_2 = \frac{1,5 \cdot 150}{85 \cdot 100} = 0,027$  — относительная погрешность измерения напряжения в диапазоне 85 В. Тогда  $\varepsilon = \sqrt{0,1^2 + 0,027^2} = 0,103$ . Абсолютное значение  $k$  составит  $k = 0,0118 (1 \pm 0,103)$  Гц/В.

Далее напряжение  $U_1$  замерялось вольтметром класса 1,5 со шкалой 10 В. Оно изменялось до 10 В через 1 В. Значит, абсолютное значение  $\Delta U_1 = 2,5 (1 \pm 0,015)$  В. Следовательно, абсолютное значение мертвой зоны по частоте  $\Delta f = 0,03 (1 \pm 0,104)$  Гц или  $i_x = 0,06 (1 \pm 0,104)\%$ . Такая точность вполне удовлетворительна.

Метод 3. Этот метод, по-видимому, является наиболее точным и, что самое главное, он соответствует реальным условиям работы системы регулирования, но для его применения необходимо иметь аппаратуру для снятия частотных характеристик

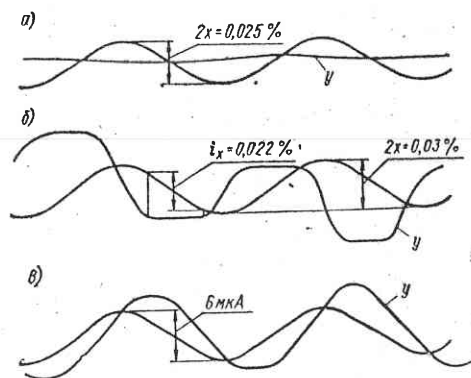


Рис. 119. Копии осциллограмм по определению мертвой зоны регуляторов типа ЭГР-2М-100-4 (а, б) и типа ЭГР-И-150-10 (в)

достаточно низкой ( $\omega = 0,05 \div 0,1$  рад/с), а начальное значение амплитуды входного сигнала в пересчете на частоту не должно быть более  $0,1\%$  от номинальной частоты вращения ротора агрегата. Входной сигнал и положение поршня сервомотора направляющего аппарата записываются на осциллограмму.

Далее необходимо ступенями постепенно уменьшать амплитуду колебаний входного сигнала до тех пор, пока эти колебания перестанут вызывать смещения поршня сервомотора. Мертвая зона регулятора без учета зоны чувствительного элемента будет соответствовать двойной величине амплитуды колебаний входного сигнала, при которой поршень сервомотора направляющего аппарата перестает реагировать на эти колебания.

На рис. 119 показаны копии осциллограмм по определению мертвой зоны регуляторов в лабораторных условиях: а — регулятор типа ЭГР-2М-100-4; амплитуда колебаний входного сигнала соответствует  $x = 0,0125\%$ ; поршень сервомотора практически неподвижен; мертвая зона  $i_x \leq 0,025\%$ ; б — тот же регулятор, но амплитуда увеличена до  $0,015\%$ , при этом поршень сервомотора четко повторяет колебания, подаваемые на вход регулятора; в — регулятор типа ЭГР-И-150-10; амплитуда колебаний сигнала, подаваемого на вход электромеханической следящей системы, составляет  $\Delta I = 3$  мкА. Как видно, сервомотор повторяет колебания



входного сигнала. В регуляторе типа ЭГР-И-150-10 полному ходу следящей системы соответствует сигнал на ее входе, равный  $I_y = 4,8$  мА. Следовательно, при статизме  $b_p = 0,04$  мертвая зона по частоте этого регулятора

$$i_x < \frac{2\Delta I b_p}{I_y} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 0,04}{4800} 100\% = 0,005\%$$

Такая малая величина  $i_x$  говорит о весьма высокой чувствительности регулятора ЭГР-И-150-10 по сравнению, например, с регулятором типа ЭГР-2М-100-4, хотя главный золотник испытуемого ЭГР-И-150-10 имел перекрытия 0,4 мм на сторону, а перекрытия у золотника ЭГР-2М-100-4 составляют 0,25 мм на сторону. В данном случае значительное увеличение чувствительности регулятора достигнуто только за счёт рационального выбора структурной схемы ЭГР-И-150-10, о чем уже упоминалось в гл. 5.

Отметим, что метод 3 дает возможность судить о чувствительности регулятора также и по осциллограмме на рис. 119, б. Если из этой осциллограммы определить величину изменения входного сигнала, при которой поршень сервомотора находится в неподвижном состоянии, то она также будет соответствовать мертвой зоне регулятора ( $i_x = 0,022\%$ ).

#### 45. Определение параметров гидроагрегата

К параметрам гидроагрегата относятся: постоянная времени гидроагрегата  $T_a$ , коэффициенты саморегулирования турбины  $e_t$  и нагрузки  $e_g$ , коэффициент усиления турбины по моменту при постоянной скорости  $e_y$  и коэффициент усиления гидроагрегата на холостом ходу  $e_{yx}$ . Хотя эти величины, кроме  $e_g$ , могут быть получены расчетным путем или по результатам испытаний модели рабочего колеса, в ряде случаев требуется уточнить указанные параметры или подтвердить их гарантированные значения, что можно сделать только в натуральных условиях.

Постоянная времени гидроагрегата  $T_a$  определяется по графику переходного процесса  $x = f(t)$ , записанного на осциллограмму при сбросе номинальной для данного напора мощности с отключением генератора от энергосистемы. Для получения более точных результатов необходимо до отключения генератора установить механизм ограничения открытия в положение, соответствующее номинальной мощности, и через механизм изменения скорости подать полный сигнал на увеличение мощности. В этом случае в начальный период времени после сброса нагрузки турбина будет работать при постоянном вращающем моменте, что дает возможность достаточно точно определить начальное ускорение ротора агрегата. Величина ускорения  $dx/dt$  определяется наклоном касательной, проведенной к записанной кривой  $x = f(t)$

в точке, соответствующей моменту отключения генератора от энергосистемы. Значение  $T_a$  находится по соотношению  $T_a = 1 \left| \frac{dx}{dt} \right|$ .

На рис. 120 показана копия осциллограммы сброса нагрузки, записанная при испытаниях гидроагрегата Волжской ГЭС им. Ленина. Из рисунка величина  $T_a = 13$  с.

Испытания по определению коэффициентов саморегулирования турбины и нагрузки следует проводить при работе ГЭС на самую неблагоприятную, с точки зрения динамики регулирования, нагрузку, которая может иметь место в реальных условиях (изолированная, или выделенная нагрузка). Такой выбор режима работы ГЭС обусловлен необходимостью правильной настройки регулятора для данных условий.

Метод определения значений  $e_t$  и  $e_g$  заключается в следующем. После установления номинальной частоты в выделенной энергосистеме все гидроагрегаты ГЭС, работающие на эту систему, переводятся на ручное управление. На одном из агрегатов, который используется для определения величины  $e_t$ , устанавливается номинальная для

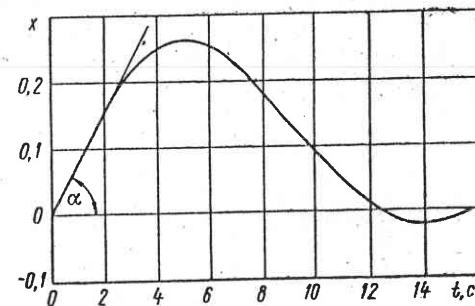


Рис. 120. Зависимость  $x = f(t)$  после сброса нагрузки с гидроагрегата Волжской ГЭС им. В. И. Ленина (копия осциллограммы)

данных условий мощность и регистрируются открытия направляющего аппарата и рабочего колеса (если турбина поворотнолопастная). Затем частота энергосистемы изменяется ступенями через каждые 0,1—0,2 Гц в пределах 49—51 Гц. Изменение частоты осуществляется путем изменения мощности одного из соседних агрегатов. На каждом установившемся режиме замеряется частота энергосистемы, мощность испытуемого агрегата и мощность ГЭС по прецизионным ваттметрам. Весь процесс испытаний следует проводить в возможно короткий промежуток времени с тем, чтобы получить замеры величин при относительно постоянных нагрузочных условиях.

По полученным замерам определяются относительные величины скорости вращения и мощности турбины, а также мощности ГЭС по выражениям:

$$x = \frac{f - f_n}{f_n}; \quad P_t = \frac{N_1}{N_{1n}}; \quad P_c = \frac{N_2}{N_{2n}}$$

где  $f$ ,  $N_1$ ,  $N_2$  — замеряемые величины частоты, мощности агрегата и ГЭС;  $f_n$ ,  $N_{1n}$ ,  $N_{2n}$  — номинальные для данных условий значения величин.

Относительное значение вращающего момента на валу турбины будет

$$m_t = P_t \frac{f_n}{f}, \quad (6.10)$$

а момент, потребляемый энергосистемой,

$$m_g = P_c \frac{f_n}{f}. \quad (6.11)$$

По данным строятся зависимости  $m_t = f(x)$  и  $m_g = f(x)$ . На рис. 121 приведены кривые  $m_t = f(x)$  и  $m_g = f(x)$ , полученные при натуральных испытаниях на Волжской ГЭС им. XXII съезда

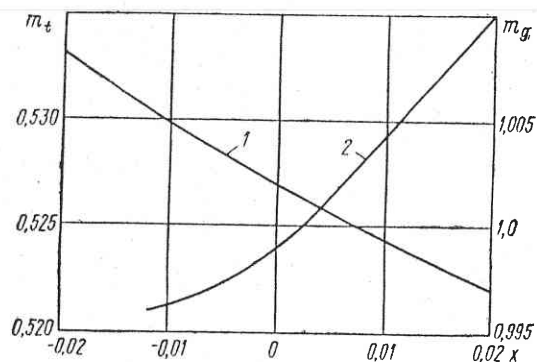


Рис. 121. Экспериментальные зависимости:

1 —  $m_t = f(x)$ , 2 —  $m_g = f(x)$   
Волжской ГЭС им. XXII съезда КПСС

КПСС с энергосистемой мощностью 915 МВт. Коэффициенты саморегулирования турбины  $e_t$  и нагрузки  $e_g$  можно определить по величине наклона касательных, проведенных к этим кривым при  $x = 0$ . Разность  $e_g - e_t = e_n$  является коэффициентом саморегулирования управляемой системы.

Следует отметить, что при испытаниях часто имеет место довольно значительный разброс точек кривой  $m_g = f(x)$ . Этот разброс обусловлен тем, что во время опытов происходит изменение или характера нагрузки, или потребления энергии, причем при изменении характера нагрузки меняется наклон кривой, а при изменении потребления энергии кривая смещается по оси моментов, не изменяя наклона. Поэтому при построении кривой  $m_g = f(x)$  следует пронумеровать все точки замеров в том порядке, в котором проводились замеры, и соединить точки плавной кривой по порядку номеров. Полученную таким образом кривую можно разбить на несколько кривых или эквидистантных друг другу, или с разным наклоном, по которым определяются возможные значения  $e_g$  при различных нагрузочных условиях. В этом случае можно избежать повторных испытаний, которые по их организации и проведению являются довольно сложными и дорогими.

Коэффициент усиления турбины по моменту  $e_y = \frac{\partial m_t}{\partial y}$  в натуральных условиях может быть получен по результатам испытаний гидроагрегата, работающего под нагрузкой в мощную энергосистему. Для этого необходимо определить зависимость мощности агрегата от положения поршня сервомотора  $N = f(y)$ , по которой строится характеристика  $m_t = f(y)$ . При заданном положении поршня сервомотора величина  $e_y$  определяется по величине наклона касательной, проведенной к кривой  $m_t$  в точке, соответствующей рассматриваемому открытию. На рис. 122, а показана зависимость  $m_t = f(y)$  при  $x = 0$  гидроагрегата Братской ГЭС, полученная при натуральных испытаниях.

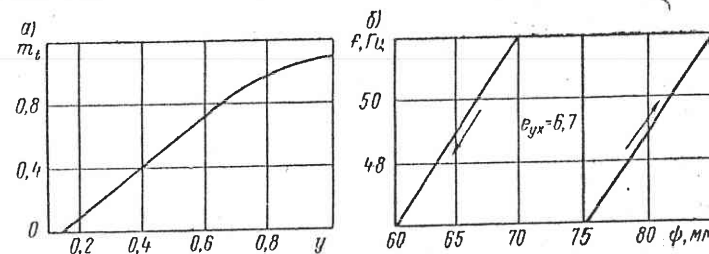


Рис. 122. Зависимости момента турбины (а) и частоты вращения на холостом ходу (б) от положения поршня сервомотора направляющего аппарата гидроагрегата Братской ГЭС при  $N = 101$  м

При работе турбины в режиме холостого хода статическим коэффициентом усиления агрегата будет отношение приращений скорости вращения и хода поршня сервомотора  $e_{yx} = \frac{\partial x}{\partial y}$ . В натуральных условиях значение  $e_{yx}$  определяется по зависимости  $x = f(y)$ , полученной по результатам испытаний гидроагрегата в режиме холостого хода. Изменение скорости производится с помощью МОО в пределах 45—55 Гц. Наклон касательной, проведенной к полученной кривой  $x = f(y)$  в точке, соответствующей  $x = 0$ , определяет величину  $e_{yx}$ .

На рис. 122, б показана зависимость  $x = f(y)$  гидроагрегата Братской ГЭС при движении поршня сервомотора в обоих направлениях. Для данного агрегата  $e_{yx} = 6,7$ . Приведенный график указывает на наличие мертвой зоны в механизме поворота лопаток направляющего аппарата. Эта зона обычно вызывает автоколебания системы регулирования при работе на холостом ходу. Хотя амплитуда этих колебаний сравнительно невелика (0,1 — 0,15 Гц), но в ряде случаев они затрудняют процесс синхронизации генератора. При работе же гидроагрегата под нагрузкой мертвая зона по ходу поршня сервомотора значительно меньше, так как гидравлический момент, действующий на лопатки направляющего аппарата, замыкает систему и уменьшает люфты, в то время как в режиме холостого хода гидравлический момент близок к нулю.

#### 46. Определение частотных характеристик

Экспериментально снятых в натуральных условиях частотных характеристик регуляторов и гидротурбин пока очень мало. Здесь можно указать на данные [40], полученные при испытаниях повортнолопастных гидротурбин сравнительно небольшой мощности, и на работу [37], в которой по частотным характеристикам исследуются причины возникновения колебаний мощности на ГЭС «Винден» (США).

С 1964 г. ЛМЗ в содружестве с Ленинградским институтом электромеханики провели испытания систем регулирования со снятием частотных характеристик на ряде действующих гидроэлектростанций. На основании материалов испытаний была разработана методика по определению частотных характеристик в лабораторных и натуральных условиях.

В качестве прибора, генерирующего синусоидальные колебания, используется инфранизочастотный электронный генератор типа НГПК с частотным диапазоном 0,001—100 Гц, для измерения фазы служит фазометр-частотомер типа НФ, для измерения амплитуд — двойной пиковый вольтметр ДПВ.

В лабораторных условиях при определении частотных характеристик электрических звеньев, входящих в схему ЭГР, и слабонагруженных гидроусилителей (типа «сопло—заслонка», промежуточные сервомоторы) целесообразно применять метод непосредственного измерения амплитуды и фазового сдвига. Однако в каждом конкретном случае предварительно необходимо убедиться в том, что исследуемое звено линейное. Для нелинейного звена указанный метод вносит в измерения неизбежные погрешности.

В случае наличия нелинейностей любого типа следует применять метод одновременной записи входного синусоидального воздействия и установившихся колебаний на выходе на шлейфный осциллограф или самопишущий прибор. По полученным осциллограммам определяются амплитуда и фазовый сдвиг первой гармоники установившихся периодических колебаний на выходе. Хотя этот метод предусматривает провести серию осциллографирований колебаний на выходе и входе звена при различных частотах и различных значениях амплитуды входного сигнала и связан с обработкой осциллограмм, он позволяет достаточно точно и надежно получить эквивалентные частотные характеристики нелинейных звеньев.

На рис. 123 приведены частотные характеристики электрической цепи (регулятор типа ЭГРП), состоящей из издромного устройства, транзисторного усилителя и магнитоэлектрического преобразователя, полученные в лабораторных условиях с помощью метода непосредственного измерения амплитуды и фазового сдвига при постоянной времени издромы  $T_d = 8$  с. Синусоидальные колебания от НГПК подавались на вход издромы, а с помощью

ДПВ и НФ фиксировались амплитуда и фазовый сдвиг тока управления в катушке магнитоэлектрического преобразователя.

Отметим некоторые особенности, которые необходимо учитывать при снятии частотных характеристик электронных, магнитных и транзисторных усилителей ЭГР. Как правило, нагрузка существенно влияет на характеристики этих усилителей. Поэтому при снятии частотных характеристик усилителей их выход следует шунтировать сопротивлением, равным сопротивлению катушки ма-

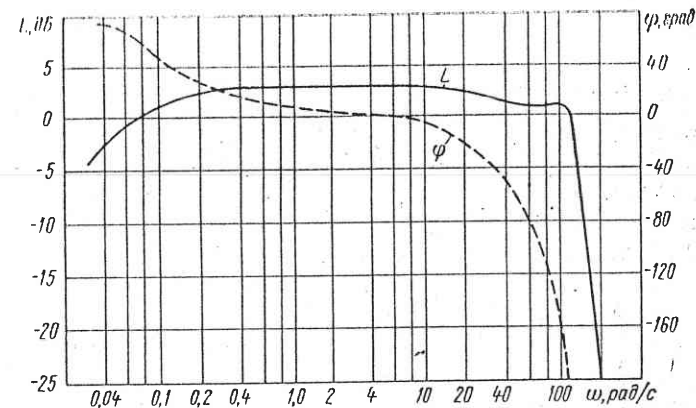


Рис. 123. Экспериментальные частотные характеристики транзисторного усилителя с издромом и электрогидравлическим преобразователем регулятора типа ЭГР-П при  $T_d = 8$  с

магнитоэлектрического преобразователя, или снимать характеристики с включенным в цепь преобразователем, как это сделано при определении характеристик, приведенных на рис. 123.

Кроме того, при экспериментальном определении частотных характеристик магнитных усилителей, имеющих несколько обмоток управления, необходимо учитывать, что общая постоянная времени обмоток равна сумме постоянных времени цепей всех обмоток. Поэтому во время измерений следует замкнуть все обмотки на сопротивления, равные соответствующим сопротивлениям в цепях обмоток управления в реальной схеме.

Иногда при снятии частотных характеристик электрических цепей появляются ошибки, связанные с неправильным выбором аппаратуры измерений, которая оказывает большое влияние на достоверность и точность замеров. Чтобы избежать ошибок, необходимо обязательно учитывать соотношения между входными и выходными сопротивлениями исследуемой цепи и используемой аппаратуры измерений.

В натуральных условиях важно определить следующие частотные характеристики:

$$\text{регулятора } W_p(i\omega) = \frac{y}{x_0}(i\omega);$$



гидроагрегата на холостом ходу  $W_{x,x}(i\omega) = \frac{x}{y_0}(i\omega)$ ;

турбины при постоянной скорости  $W_{iy}(i\omega) = \frac{m_{iy}}{y_0}(i\omega)$

или  $W_{ay}(i\omega) = \frac{P}{y_0}(i\omega)$ ;

управляемой системы  $W_{y,c}(i\omega) = \frac{x}{y_0}(i\omega)$ .

В этих выражениях индексом 0 обозначены относительные величины амплитуд синусоидальных колебаний входного сигнала, а без индекса — значения амплитуд выходного сигнала.

При снятии всех частотных характеристик на вход регулятора подаются синусоидальные колебания от генератора НГПК. Амплитуда этих колебаний должна быть выбрана такой, чтобы главный золотник смещался в пределах его линейной характеристики. Согласно зависимости  $f = f(U)$ , полученной при определении статических характеристик регулятора, амплитуде входного сигнала, соответствует определенное значение амплитуды колебаний частоты вращения  $\Delta f$ . Поэтому ниже, говоря об амплитуде входного сигнала  $x$  будем иметь в виду  $\Delta f$  или ее относительную величину  $x_0 = \Delta f/f_n$ . Рассмотрим методику определения указанных характеристик.

Частотные характеристики регулятора  $W_p(i\omega) = \frac{y}{x_0}(i\omega)$  снимаются при работе гидроагрегата под нагрузкой в энергосистему. На время испытаний чувствительный элемент следует отключить. При  $x_0 = \text{const}$  устанавливаются различные значения частоты колебаний входного сигнала от  $\omega = 0,01$  рад/с до  $\omega = 5 \div 10$  рад/с и на каждой частоте записываются на осциллограмму сигнал  $x_0$  и положение поршня  $\psi$  сервомотора направляющего аппарата. По полученным осциллограммам для каждой частоты определяются относительные амплитуды колебаний поршня  $y = \frac{\Delta\psi}{\psi_{\max}}$  и фазовые сдвиги  $\varphi$  относительно  $x_0$ . По

этим данным строятся амплитудные и фазовые частотные характеристики. Зависимости  $L = f(\omega)$  и  $\varphi = f(\omega)$  желательно снять для различных значений постоянной неравномерности  $b_p$ , постоянной времени изодрома  $T_d$  и временной неравномерности  $b_t$ .

На рис. 124 показаны частотные характеристики регулятора типа ЭГРК-2М-250-3, полученные при испытаниях в лабораторных условиях для  $b_p = 0,04$  и различных значениях  $b_t$  и  $T_d$ . Здесь выходной величиной является амплитуда колебаний  $y_1$ .

Частотные характеристики  $W_{x,x}(i\omega) = \frac{x}{y_0}(i\omega)$  снимаются при работе гидроагрегата в режиме холостого хода. Следует иметь в виду, что в конструкциях сервомоторов направляющего аппарата предусматривается замедление движения поршня в направлении закрытия при открытиях от 0 до 60—80 мм (для средних и крупных турбин). Поэтому амплитуду  $x_0$  необходимо выбрать такой, чтобы колебания поршня сервомотора не захватывали область замедления.

Во время испытаний чувствительный элемент должен быть отключен, и для того, чтобы избежать «сползания» среднего положения величины  $y_0$  при  $x_0 = \text{const}$  и различных частотах, целесообразно отключить изодромное устройство и установить максимальное значение постоянной неравномерности  $b_p$ . В зависимости от типа гидротурбины характеристика  $W_{x,x}(i\omega)$  снимается в диапазоне частот от  $\omega = -0,01 \div 0,1$  рад/с до  $\omega = 2 \div 5$  рад/с. На каждой установившейся частоте на осциллограмму записываются величины  $x_0$ ,  $y_0 = \frac{\Delta\psi}{\psi_{\max}}$  и  $x = \frac{\Delta f}{f_n}$ , где  $\Delta\psi$  и  $\Delta f$  — амплитуды

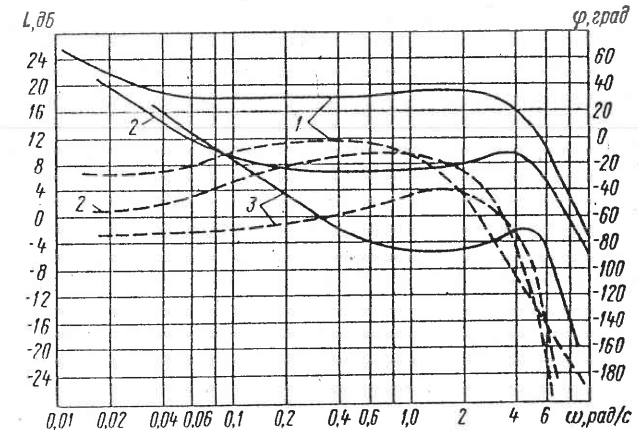


Рис. 124. Экспериментальные частотные характеристики регулятора типа ЭГРК-2М-250-3 при  $b_p = 0,04$  (— амплитудные; - - - фазовые):

1 —  $b_t = 0,1$ ,  $T_d = 31$  с; 2 —  $b_t = 0,48$ ;  $T_d = 11$  с; 3 —  $b_t = 2,32$ ,  $T_d = 1,6$  с

колебаний поршня сервомотора и частоты вращения ротора. По этим данным для каждой частоты  $\omega$  определяются отношения  $\frac{x}{y_0}$  и фазовый сдвиг  $\varphi$  относительно  $y$  и вычерчиваются амплитудная  $L = f(\omega)$  и фазовая  $\varphi = f(\omega)$  частотные характеристики  $W_{x,x}(i\omega)$ . Чтобы выяснить наличие нелинейностей, эти характеристики следует определить при различных амплитудах  $x_0$ , что соответствует различным значениям  $y_0$ .

На рис. 125 показаны частотные характеристики  $L = f(\omega)$  и  $\varphi = f(\omega)$  (кривые 1) гидроагрегата Волжской ГЭС им. XXII съезда КПСС, снятые в натуральных условиях.

Следует отметить, что при этих испытаниях целесообразно определить также частотные характеристики разомкнутой по частоте системы регулирования  $W_c(i\omega) = \frac{x}{x_0}(i\omega)$  для различных настроек  $b_p$ ,  $T_d$  и  $b_t$ , которые могут быть в дальнейшем использованы для аналитических расчетов. Принципиально характери-

стики  $W_c(i\omega)$  в логарифмическом масштабе легко получаются путем сложения характеристик  $W_p(i\omega)$  и  $W_{x,x}(i\omega)$ , так как

$$W_c(i\omega) = W_p(i\omega) W_{x,x}(i\omega). \quad (6.12)$$

Однако фактические характеристики  $W_c(i\omega)$  будут несколько отличаться от произведения  $W_p(i\omega) W_{x,x}(i\omega)$ , поскольку  $W_{x,x}(i\omega)$  должны сниматься при  $y_0 = \text{const}$ , в то время как при снятии  $W_c(i\omega)$  в схему включается изодром, и для  $x_0 = \text{const}$  значение амплитуды  $y_0$  при различных  $\omega$  не будет оставаться постоянным.

Частотные характеристики гидроагрегата при постоянной скорости  $W_{ay}(i\omega) =$

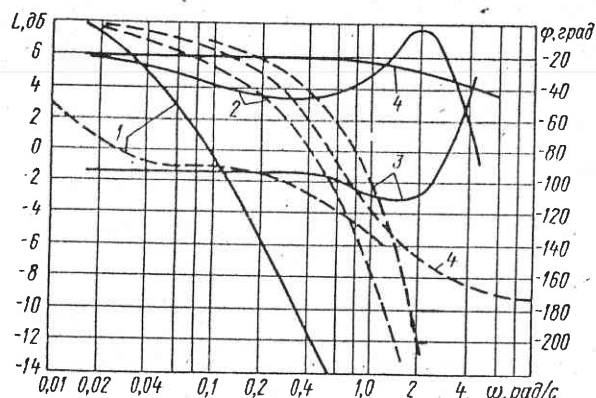


Рис. 125. Экспериментальные частотные характеристики гидроагрегата Волжской ГЭС им. XII съезда КПСС при напоре  $H = 23$  м:

1 — режим холостого хода; 2 — комбинаторный режим при  $N = 90$  МВт и  $x = \text{const}$ ; 3 — пропеллерный режим при  $N = 90$  МВт и  $x = \text{const}$ ; 4 — расчетные кривые (— амплитудные, - - - фазовые)

$= \frac{P}{y_0}(i\omega)$  имеют важное значение для оценки регулировочных свойств гидроагрегата при его работе на энергосистему. Они определяют влияние гидроудара на мощность агрегата. Все измерения проводятся при испытании гидроагрегата, работающего под нагрузкой в энергосистему. На время испытаний чувствительный элемент и изодром следует отключить и установить максимальное значение неравномерности  $b_p$ . Эти характеристики целесообразно определить для различных значений открытия направляющего аппарата, соответствующих мощности 20, 50 и 90 % от номинальной, а для поворотнлопастных турбин с целью оценки влияния движения лопастей рабочего колеса на вращающий момент нужно снять также частотные характеристики  $W_{ay}(i\omega)$  в пропеллерных и комбинаторных режимах работы турбины.

В зависимости от типоразмера турбины диапазон частот, в котором проводятся измерения, составляет от  $\omega = 0,1 \div 0,2$  рад/с до  $\omega = 2 \div 10$  рад/с. При каждой частоте  $\omega$  на осциллограмму за-

писываются положение поршня сервомотора  $\psi$  и активная мощность генератора  $N$ . По осциллограммам для каждой частоты  $\omega$  определяются амплитуды  $\Delta\psi$  и  $\Delta N$  и их относительные величины  $y_0 = \Delta\psi/\psi_{\text{max}}$  и  $P = \Delta N/N_n$ , а также фазовые сдвиги  $N$  относительно  $\psi$ , и строятся амплитудные и фазовая частотные характеристики. На рис. 125 приведены характеристики  $W_{ay}(i\omega)$  для комбинаторного (2) и пропеллерного (3) режимов работы гидроагрегата Волжской ГЭС им. XII съезда КПСС, полученные при натуральных испытаниях.

Частотные характеристики управляемой системы  $W_{y,c}(i\omega) = \frac{x}{y_0}(i\omega)$  экспериментальным путем могут быть определены

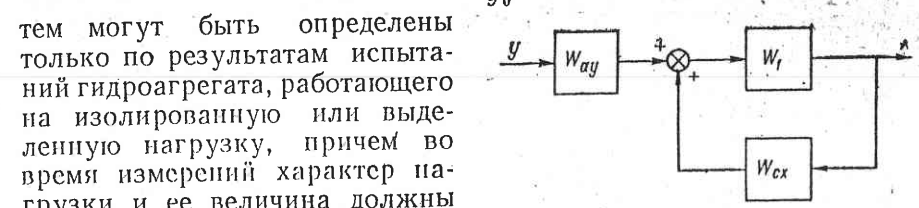


Рис. 126. Структурная схема управляемой системы

только по результатам испытаний гидроагрегата, работающего на изолированную или выделенную нагрузку, причем во время измерений характер нагрузки и ее величина должны сохраняться строго постоянными. В этом случае методика измерений остается такой же, как и при определении частотных характеристик  $W_{x,x}(i\omega)$ . Однако необходимо отметить, что в натуральных условиях чрезвычайно трудно добиться постоянства нагрузочных условий в изолированной системе, а иногда вообще невозможно. Поэтому частотные характеристики управляемой системы  $W_{y,c}(i\omega)$  целесообразно определять расчетным путем, используя для этого имеющиеся экспериментальные материалы по данной изолированной или выделенной системе.

Структурную схему управляемой системы можно представить в виде, показанном на рис. 126. Из этой схемы передаточная функция

$$W_{y,c}(p) = W_{ay}(p) \frac{W_1 p}{1 - W_1(p) W_{cx}(p)}, \quad (6.13)$$

где  $W_1(p) = \frac{x}{m_c}(p)$  — передаточная функция генератора с энергосистемой;  $W_{cx}(p) = \frac{m_x}{x}(p)$  — передаточная функция управляемой системы при постоянном открытии направляющего аппарата;  $m_c$  — вращающий момент управляемой системы;  $m_x$  — вращающий момент управляемой системы при постоянном открытии направляющего аппарата.

Если в выражении (6.13) заменить  $p$  на  $i\omega$  и проделать преобразования, то получим

$$W_{y,c}(i\omega) = \frac{W_{ay}(i\omega)}{\frac{1}{W_1(i\omega)} - W_{cx}(i\omega)} = \frac{W_{ay}(i\omega)}{\frac{m_c}{x}(i\omega) - \frac{m_x}{x}(i\omega)}$$

Знаменатель функции  $W_{y.c}(i\omega)$  представляет собой частотную характеристику  $\frac{m_{ly}}{y}(i\omega)$ . Следовательно,

$$W_{y.c}(i\omega) = W_{ay}(i\omega) \frac{x}{m_{ly}}(i\omega). \quad (6.14)$$

Значение же  $\frac{x}{m_{ly}}(i\omega)$  определяется по выражению

$$\frac{x}{m_{ly}}(i\omega) = \frac{1}{e_n} \frac{1}{\frac{T_a}{c_n}(i\omega) + 1}. \quad (6.15)$$

Величины  $e_n$  и  $T_a$  для данных условий, а также частотные характеристики  $W_{ay}(i\omega)$  принимаются по результатам натурных испытаний.

#### 47. Анализ скоростной характеристики сервомотора направляющего аппарата

В гл. 3 и 5 уже отмечалось, что скоростная характеристика или постоянная времени интегрирования сервомотора  $T$ , оказывает существенное влияние на устойчивость и качественные показатели работы системы регулирования. Поэтому представляется целесообразным на основании материалов натурных испытаний уточнить некоторые теоретические положения, касающиеся влияния параметра  $T_x$  на динамику регулирования. Прежде чем перейти к рассмотрению опытных характеристик, выясним влияние постоянной времени интегрирования  $T_x$  на амплитудные и фазовые частотные характеристики разомкнутой системы регулирования. Анализ выполним для конкретной задачи с введением некоторых допущений.

Возьмем передаточную функцию гидроагрегата с радиально-осевой турбиной в форме (4.43), положив  $m_{t0} = q_0 \chi_0$ ,  $e_t = -q_0 \chi_0$ ,  $\lambda = 1/\chi_0$ ,

$$W_a = e_y \frac{1 - T_w q_0 p}{(T_a p + e_n)(1 + 0,5 T_w q_0 p)}. \quad (6.16)$$

Пусть  $e_y = 0,8$ ,  $T_a = 8$  с,  $e_n = 1,0$ ,  $T_w = 2,2$  с,  $q_0 = 1,0$ , что очень близко соответствует условиям работы гидроагрегата Красноярской ГЭС в номинальном режиме. Тогда

$$W_a = 0,8 \frac{1 - 2,2p}{(8p + 1)(1,1p + 1)}. \quad (6.17)$$

Используя выражение (5.1), получим передаточную функцию разомкнутой системы регулирования при  $b_p = 0$

$$W = \frac{T_d p + 1}{(T_x + b_l T_d) \left( \frac{T_d T_x}{T_x + b_l T_d} p + 1 \right)} \frac{0,8(1 - 2,2p)}{p(8p + 1)(1,1p + 1)}, \quad (6.18)$$

где  $T_x = 1/k_p$ .

Частотные характеристики неизменяемой части этой системы  $L_{II}(\omega)$  и  $\varphi_{II}(\omega)$  показаны на рис. 127 (кривые 1). Вначале предположим, что  $T_d = 0$ . В этом случае устойчивость системы достигается за счет соответствующего выбора величины  $T_x$ . Для данных условий  $T_x = 10$  с (кривые 2), т. е. требуется установить чрезвычайно медленно действующий сервомотор. Интересно отметить, что при этих же условиях, но когда  $e_n \leq 0$ , система не может быть стабилизирована ни при каких конечных значениях постоянной времени  $T_x$ .

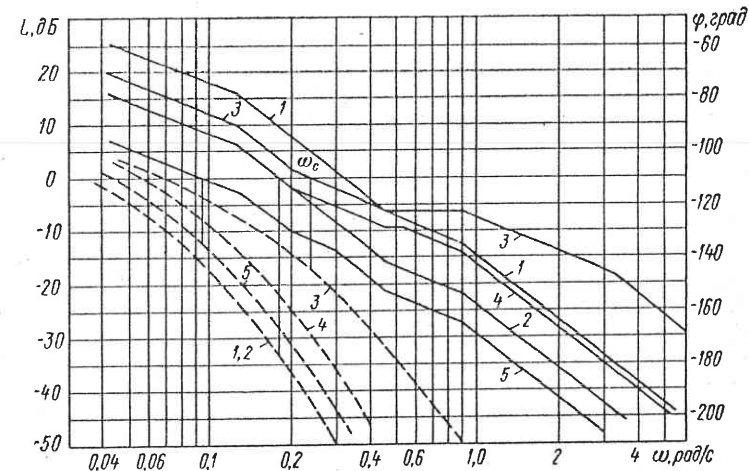


Рис. 127. Частотные характеристики неизменяемой части (1) и системы регулирования (2—5) при различных значениях постоянной времени интегрирования сервомотора (— амплитудные, - - - фазовые)

Рассмотрим теперь реальные значения  $T_x$ . Пусть  $T_x = 0,1$  с и система стабилизирована изодромной коррекцией с параметрами  $T_d = 5$  с и  $b_l = 0,4$  (кривые 3). При этом получено значение  $T_0 = \frac{T_d T_x}{T_x + b_l T_d} = 0,24$  с; эта величина практически не оказывает влияния на фазовую характеристику в области частоты среза  $\omega_c$ .

Далее, увеличим значение  $T_x$  до  $T_x = 1,2$  с. В результате получим характеристики 4, которые имеют меньшие запасы по фазе и амплитуде, т. е. для данных конкретных условий увеличение  $T_x$  сопровождается ухудшением устойчивости замкнутой системы. Однако это ухудшение будет наблюдаться до некоторых значений  $T_x$ , начиная с которых дальнейшее увеличение  $T_x$  сопровождается улучшением условий устойчивости. Это видно из сравнения характеристик 4 и 5. Последняя соответствует  $T_x = 5$  с.

Представляет интерес оценить влияние  $T_x$  при больших значениях параметров изодрома. Допустим, что  $T_d = 10$  с,  $b_l = 1,0$  и  $T_x = 0,1$  с. В этом случае  $T_0 \approx 0,1$  с. Если увеличить  $T_x$  до  $T_x =$



$= 1$  с, то коэффициент усиления системы изменится незначительно, так как и при этих условиях  $T_x \ll b_i T_d$ . В то же время величина  $T_0$  увеличится примерно в 10 раз, что значительно увеличит угол отставания по фазе в области частоты среза  $\omega_c$ .

Таким образом, при больших значениях параметров издромной обратной связи увеличение  $T_x$  ухудшает устойчивость замкнутой системы в большей степени, чем при малых значениях  $T_d$  и  $b_i$ . Конечно, в каждом конкретном случае степень ухудшения устойчивости будет зависеть от соотношения параметров  $T_d$ ,  $T_w$ ,  $e_n$ , а также  $T_d$  и  $b_i$ , но в реальных условиях (имеются в виду реальные значения указанных величин) увеличение  $T_x$  всегда сопровождается ухудшением устойчивости замкнутой системы регулирования.

Проведенный анализ очень важен. Дело в том, что величина  $T_x$  определяется главным образом видом скоростной характеристики сервомотора. Например, из рис. 113 видно, что при малых смещениях золотника из-за наличия положительных перекрытий скорость движения поршня очень мала. В результате при малых отклонениях скорости от установившегося значения величина  $T_x$  может оказаться достаточно большой и вызовет колебания в системе

На рис. 128 приведена копия осциллограммы переходного процесса, записанного при испытании системы регулирования на Братской

ГЭС. Турбина работала в режиме холостого хода. На вход регулятора через МИС подан скачком сигнал, соответствующий 0,2% от номинальной скорости. Параметры издромы:  $T_d = 8$  с,  $b_i = 0,12$ . В результате в системе установились колебания с двойной амплитудой по скорости 0,6%, а по открытию 5%. Обработка осциллограммы показала, что в данном случае  $T_x = 1,0 \div 1,1$  с, в то время как, согласно рис. 113, при смещении золотника свыше 0,5 мм величина  $T_x = 0,1$  с. Значение коэффициента усиления от чувствительного элемента до главного золотника было установлено 8 мм/%.

Приведенная копия осциллограммы подтверждает выводы, сделанные на основании теоретического анализа. Поскольку при заданном значении коэффициента усиления до главного золотника и малых смещениях последнего величина  $T_x$  определяется величиной положительных перекрытий у золотника, то необходимо по возможности изготавливать золотники с меньшими перекрытиями.

Для практики проектирования регуляторов скорости важно провести количественную оценку значений  $T_x$ , при которых могут

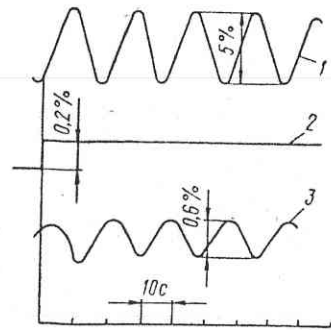


Рис. 128. Копия осциллограммы колебаний системы регулирования в режиме холостого хода:

1 — шток поршня сервомотора;  
2 — входной сигнал; 3 — скорость вращения гидроагрегата

быть выбраны оптимальные уставки издромы. В гл. 4 было показано, что частота среза разомкнутой системы регулирования  $\omega_c < 1/T_w q_0$ . В номинальном режиме для большинства гидротурбин радиально-осевого и поворотнолопастного типов  $1/T_w q_0 = 0,4 \div 0,6$  рад/с. Следовательно, чтобы постоянная времени  $T_x$  не оказывала влияния на фазовую характеристику разомкнутой системы в области  $\omega_c$ , необходимо выполнить условие:

$$T_0 = \frac{T_d T_x}{T_x + b_i T_d} \leq 0,1 T_w q_0 = 0,15 \div 0,25 \text{ с}$$

или

$$T_x \leq 0,1 \frac{b_i T_d T_w q_0}{T_d - 0,1 T_w q_0} \quad (6.19)$$

Например, для часто используемых уставок издромы  $b_i = 0,4$  и  $T_d = 6$  с величина  $T_x \leq 0,07 \div 0,1$  с. Как видим, для оптимальной настройки регулятора значение  $T_x$  должно быть достаточно малым. С другой стороны, как было показано в гл. 5, малое значение  $T_x$  может привести к неустойчивости внутреннего регулирующего контура.

В качестве примера на рис. 129 приведена копия осциллограммы, полученной при испытаниях регуляторов на Волжской ГЭС им. XII съезда КПСС. Запись сделана при работе гидроагрегата под нагрузкой в мощную энергосистему после подачи сигнала на вход регулятора. Уставки издромы:  $T_d = 8$  с,  $b_i = 1,0$ , а  $T_x = 0,07$  с. В данном случае неустойчивость внутреннего регулирующего контура из-за насыщения в главном золотнике вызвала типичные автоколебания в системе, содержащей нелинейное звено. При уменьшении  $b_i$  или при увеличении  $T_x$  колебания прекращались. Из осциллограммы видно, что поршень сервомотора перемещался в направлении, соответствующем поданному на вход регулятора сигналу.

Таким образом, постоянная времени сервомотора  $T_x$  оказывает сложное влияние на работу регулятора: уменьшение  $T_x$  сопровождается улучшением устойчивости замкнутой системы регулирования и ухудшением устойчивости внутреннего регулирующего контура. Поэтому при проектировании регулятора необходимо выбрать оптимальное для данных условий значение  $T_x$  и до минимума снизить мертвую зону по ходу главного золотника с тем, чтобы

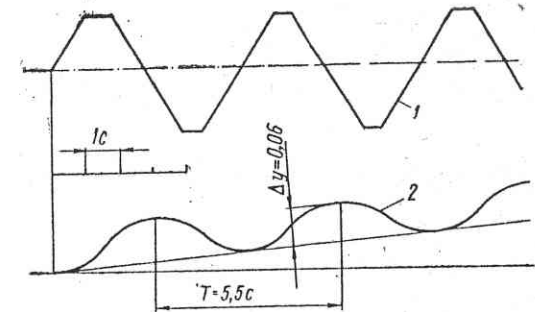


Рис. 129. Копия осциллограммы колебаний внутреннего контура регулятора:

1 — главный золотник; 2 — шток поршня сервомотора направляющего аппарата

практически исключить возможность возникновения колебаний в замкнутой системе. Одновременно это приводит к увеличению чувствительности регулятора.

#### 48. Анализ частотных характеристик

Из рис. 62, б следует, что усилие, действующее на сервомотор направляющего аппарата, зависит от открытия. С целью оценки влияния на работу регулятора скорости указанного фактора на турбине Братской ГЭС были сняты частотные характеристики регулятора при различных открытиях направляющего аппарата,

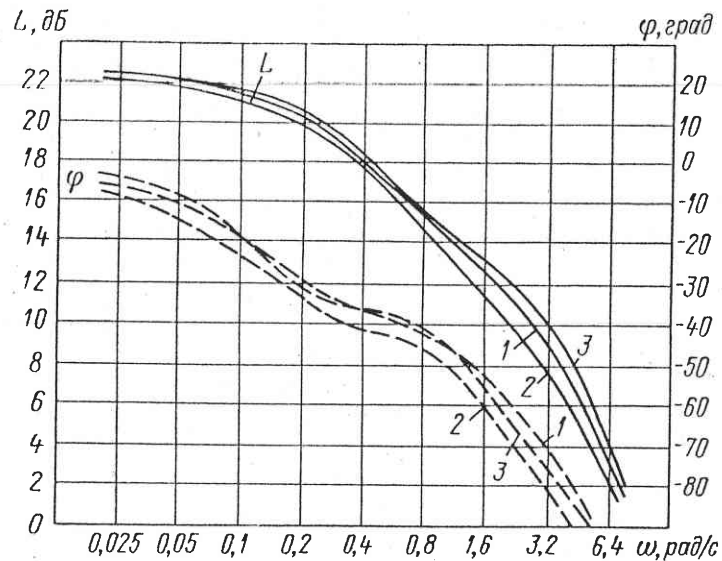


Рис. 130. Экспериментальные частотные характеристики регулятора типа ЭГР гидротурбины Братской ГЭС при различных открытиях направляющего аппарата:  
1 —  $N = 50$  МВт; 2 —  $N = 150$  МВт; 3 —  $N = 220$  МВт

соответствующих мощности гидроагрегата 50, 150 и 220 МВт. Частота в энергосистеме сохранялась постоянной.

На рис. 130 приведены эти характеристики, которые показывают, что в существенном диапазоне частот (до  $\omega = 2$  рад/с) нагрузка на сервомотор практически не оказывает влияния на амплитудную и фазовую частотные характеристики регулятора. Это дает основание сделать вывод, что при расчете динамики системы регулирования влиянием переменного усилия, действующего на сервомотор направляющего аппарата, можно пренебречь.

Однако, если рассматривать вопрос о мертвой зоне регулятора, то здесь дело меняется, так как гидравлический момент, действующий на направляющий аппарат, определяет величину сил сухого

трения, преодолеваемых поршнем сервомотора. А величина мертвой зоны по ходу главного золотника, как это следует из формулы (3.90), находится в прямой зависимости от силы сухого трения. Следовательно, максимальная мертвая зона по ходу золотника будет иметь место при открытии, соответствующем максимальному гидравлическому моменту, действующему на направляющий аппарат.

В гл. 4 при выводе передаточной функции гидроагрегата с поворотлопастной турбиной впервые была учтена постоянная времени сервомотора рабочего колеса  $T_k$  как следящей системы.

Посмотрим, как это совпадает с результатами натурных испытаний. Согласно выражениям (4.40) и (4.41), постоянная времени  $T_k$  оказывает влияние лишь на фазовую характеристику гидроагрегата, поэтому не будем рассматривать его амплитудную частотную характеристику. Возьмем фазовые характеристики (2) и (3) из рис. 125. Они соответствуют одному и тому же открытию направляющего аппарата, но характеристика (2) получена при работе турбины в комбинаторном режиме, т. е. с учетом  $T_k$ , а кривая (3) — в пропеллерном режиме, когда  $T_k = \infty$ . Эти кривые повторены на рис. 131. Разность между характеристиками (1) и (2) определяет инерционность следящей системы рабочего колеса (кривая 3). Согласно выражению (4.41), этой кривой должна соответствовать частотная характеристика

$$W_k(i\omega) = \frac{T'_k(i\omega) + 1}{T_k(i\omega) + 1} \quad (6.20)$$

По расчетным и экспериментальным данным  $T_k = 3,3$  с, а  $T'_k = 0,5$  с. На рис. 131 крестиками отмечены расчетные точки для  $\varphi(\omega)$ , полученные по выражению (6.20). Из рисунка видно, что в существенном диапазоне частот расчетная фазовая характеристика хорошо согласуется с экспериментальной.

В заключение проведем анализ частотных характеристик гидроагрегата при постоянной скорости  $W_{ay}(i\omega)$ . Иногда в технической литературе по регулированию гидротурбин  $W_{ay}(i\omega)$  отождествляется с частотными характеристиками гидротурбины при постоянной скорости  $W_{ly}(i\omega)$ . Такое отождествление нельзя признать правомерным.

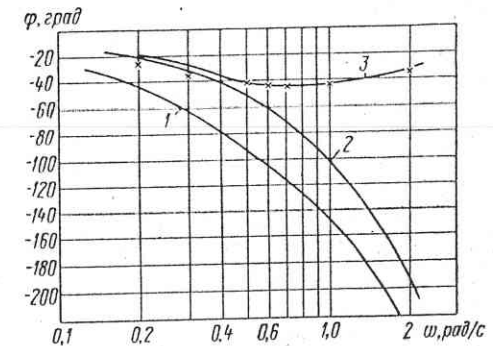


Рис. 131. Фазовые частотные характеристики гидроагрегата Волжской ГЭС им. XII съезда КПСС:

1 — в комбинаторном режиме; 2 — в пропеллерном режиме; 3 — разность характеристик; × — расчетные точки

Отличие этих характеристик состоит в том, что выходной величиной для  $W_{ay}(i\omega)$  является амплитуда колебаний активной мощности генератора  $P$ , а для  $W_{ly}(i\omega)$  — амплитуда колебаний момента турбины на ее валу  $m_{ly}$ . Хотя в установившихся режимах относительные величины  $P$  и  $m_{ly}$  примерно равны, но в динамике на величину  $P$  по сравнению с  $m_{ly}$  оказывают влияние некоторые дополнительные факторы. Так, согласно выражению (4.41), вид амплитудных и фазовых частотных характеристик  $W_{ly}(i\omega)$  определяется только параметрами гидротурбины и ее напорного тракта, а вид характеристик  $W_{ay}(i\omega)$ , кроме этого, зависит от таких фак-

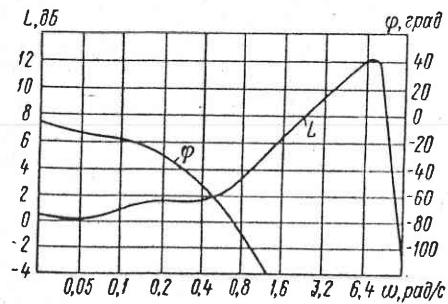


Рис. 132. Экспериментальные частотные характеристики гидроагрегата Братской ГЭС при  $x = \text{const}$ ,  $N = 220$  МВт

торы 4), построенные по выражению (4.41) для условий, при которых снимались характеристики (2), показанные на этом же рисунке. В логарифмическом масштабе разности между характеристиками (2) и (4) представляют собой амплитудную и фазовую частотные характеристики  $W_r(i\omega)$ . В данном случае они соответствуют колебательному звену с передаточной функцией

$$W_r = \frac{1}{T^2 p^2 + 2\zeta T p + 1} \quad (6.22)$$

Параметры этого звена, полученные из частотных характеристик, равны:  $T = 0,5$  с,  $\zeta = 0,6$ .

Однако подобный анализ не всегда удается провести с достаточно четким обоснованием. В качестве примера на рис. 132 показаны частотные характеристики, снятые на агрегате Братской ГЭС при открытии, соответствующем мощности  $N = 220$  МВт. Как видно, начиная с частоты  $\omega = 0,8$  рад/с, наблюдается резкое увеличение усиления до 12 дБ (при  $\omega = 6,4$  рад/с). Такой подъем амплитудной характеристики невозможно объяснить явлением гидравлического удара. Все попытки выделить из этих характеристик колебательное и инерционное звенья также не дали положительных результатов. Можно предположить, что частота  $\omega =$

$= 6,4$  рад/с соответствует собственной частоте колебаний напорного трубопровода. Такое предположение требует дополнительных экспериментов в натуральных условиях.

Приведенные частотные характеристики говорят о необходимости дальнейшего исследования динамических свойств гидроагрегата как объекта регулирования. В частности, при определении частотных характеристик гидроагрегата в натуральных условиях следует кроме активной мощности генератора записывать также момент на валу турбины и давление в спиральной камере и напорном трубопроводе. Это даст возможность отдельно изучить влияние гидравлических процессов в напорном тракте турбины и электро-механических процессов в генераторе и энергосистеме.

торов, как механическая постоянная времени генератора, действие регулятора возбуждения, а также импеданс связи генератора с энергосистемой. Поэтому в общем виде можно записать

$$W_{ay}(i\omega) = W_{ly}(i\omega) W_r(i\omega), \quad (6.21)$$

где  $W_r(i\omega) = \frac{P}{m_{ly}}(i\omega)$  — частотная характеристика генератора.

На рис. 125 приведены амплитудная  $L(\omega)$  и фазовая  $\varphi(\omega)$  частотные характеристики турбины при постоянной скорости (кри-



## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Альтерман Д. З. Системы авторегулирования гидроэлектростанций с корректорами активной мощности. М., Госэнергоиздат, 1959.
2. Барков Н. К. Автоматизация мощных гидротурбин. М.—Л., «Машиностроение», 1964. 256 с.
3. Вавилов А. А., Солодовников А. И. Экспериментальное определение частотных характеристик автоматических систем. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963. 252 с.
4. Гаркави Ю. Е. и Смирнов М. И. Регулирование гидротурбин. М.—Л., Машгиз, 1954. 347 с.
5. Григорьев В. И. Разработка и исследование структурных схем регуляторов скорости гидротурбин. — В кн.: Энергетическое машиностроение. М.—Л., «Машиностроение», 1966, № 4.
6. Жмудь А. Е. Гидравлический удар в гидротурбинных установках. М.—Л., Госэнергоиздат, 1953. 235 с.
7. Иващенко Н. Н. Автоматическое регулирование. М., Машгиз, 1962. 628 с.
8. Картвелишвили Н. А. Влияние взаимодействия гидравлических, механических и электрических процессов на устойчивость работы электростанций. — «Известия АН СССР, ОТН», 1958, № 2.
9. Каталог электронных математических машин непрерывного действия и приборов инфранизкой частоты. М.—Л., Машгиз, 1958.
10. Кривченко Г. И. Автоматическое регулирование гидротурбин. М.—Л., «Энергия», 1964, 288 с.
11. Кривченко Г. И., Нудельман Г. И. Влияние постоянной времени сервомоторов на устойчивость систем регулирования гидротурбин. — «Энергомашиностроение», 1968, № 4.
12. Кузовков Н. Т. Теория автоматического регулирования, основанная на частотных методах. М., Оборонгиз, 1960.
13. Кучкин М. Д., Спицын Н. А. Автоматизация гидроэлектрических станций. М.—Л., Госэнергоиздат, 1957. 350 с.
14. Кучкин М. Д. Сравнительная оценка структурных схем регулирования гидротурбин. — «Электрические станции», 1966, № 9.
15. Марбух В. А., Пивоваров В. А. Электрогидравлические регуляторы гидротурбин. — В кн.: Полвека на службе электрификации. Л., «Машиностроение», 1967.
16. Маркович И. М. Режимы энергетических систем. М.—Л., Госэнергоиздат, 1957.
17. Матвеев В. А., Новоселов Б. М., Пивоваров В. А. Расчет устойчивости регулирования скорости гидроагрегатов. Институт электро-

- механики АН СССР.—В кн.: Автоматизация управления электрическими системами и объектами. Л., 1968.
18. Москалев А. Г. Автоматическое регулирование режима энергетических систем по частоте и активной мощности. М.—Л., Госэнергоиздат, 1960.
19. Ойя В. Применение частотных методов для анализа процесса регулирования турбин в энергосистеме Швеции. — В кн.: Частотные методы в автоматике. М., 1957.
20. Опфельт В. Основы техники автоматического регулирования. Пер. с нем. под ред. Д. И. Марьяновского. М.—Л., Госэнергоиздат, 1960. 607 с.
21. Основы автоматического регулирования. ч. 2. Под ред. В. В. Солодовникова. Т. 2, ч. 2. М., Машгиз, 1959. 454 с.
22. Первозванский А. А. О качестве автоматического регулирования частоты в энергосистемах. — «Известия АН СССР», 1957, № 1.
23. Пивоваров В. А. Вопросы расчета, анализа и натуральных испытаний систем регулирования скорости гидроагрегатов. Автореф. канд. дисс. Л., 1968.
24. Пивоваров В. А., Федоров В. Н. Результаты испытаний регуляторов скорости гидротурбин при работе на выделенный район. — В кн.: Автоматизация управления электрическими системами и объектами. Л., «Наука», 1958. с. 224—231.
25. Полушкин Н. П. Монтаж, наладка и испытание автоматических регуляторов скорости гидротурбин. М.—Л., Госэнергоиздат, 1959. 203 с.
26. Полушкин Н. П. Автоматическое регулирование гидротурбин. Л., «Энергия», 1967, 292 с.
27. Попов Е. П. Динамика систем автоматического регулирования. М., Гостехтеоретиздат, 1954. 798 с.
28. Правила технической эксплуатации электрических станций и сетей. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963.
29. Рамин Е. Л. Исследование качества регулирования скорости гидроагрегатов с учетом вероятностных характеристик нагрузки. Автореф. канд. дисс. Институт электромеханики, Л., 1969.
30. Семенов В. В. Частотные характеристики гидротурбин. Институт электромеханики АН СССР.—В кн.: Автоматические и телеинформационные системы. Л., «Наука», 1965.
31. Солодовников В. В. Частотный метод анализа качества систем автоматического регулирования. М.—Л., Машгиз, 1956.
32. Справочник машиностроителя. Т. I—II, М., Машгиз, 1954.
33. Честнат Г. и Майер Р. В. Проектирование и расчет следящих систем и систем регулирования. Под ред. А. В. Фатеева. Ч. I—II. Пер. с англ. М.—Л., Госэнергоиздат, 1959.
34. Щеголев Г. С. и Гаркави Ю. Е. Гидротурбины и их регулирование. М.—Л., Машгиз, 1957. 350 с.
35. Эпштейн Р. М. Методика испытаний и наладки систем регулирования гидротурбин с групповым регулятором скорости. М.—Л., Госэнергоиздат, 1957. 80 с.
36. Эпштейн Р. М., Митрофанов Б. Е., Руденский М. Я. Система регулирования гидроагрегатов. М., «Энергия», 1968. 192 с.
37. Aeberli A. E. Governing of water turbines. — «Water Power», 1967, N\_10.

38. Dejou A. Considerations sur les regulateurs des groupes generateurs hydroelectriques de basse chute. — «Generale de L'Electricite», 1948, t. LVII, p. 8.

39. Hedström S. E. An electrohydraulic governor for water-turbines. — ASEAJ., 1952, v. 25, N 4—5, pp. 44—56.

40. Hutarew G. Tests on turbine governing systems. — «Water Power», 1963, N 4, 5, 6.

41. Nasse G. Etude de la stabilite du réglage de vitesse d'un groupe hydro-electrique. — «Bull. SFE», 1951, N 1.

42. Stein T. The influence of self-regulation and of the damping period on the  $WR^2$  value of hydro-electric Power Plant. — «Engineers'Digest», 1948, N 5, 9.

43. International code for testing of speed governing systems for hydraulic turbines. Genève, 1970.

Предисловие . . . . .	3
<b>Глава 1. Основные понятия о регулировании гидротурбин . . . . .</b>	<b>5</b>
1. Системы автоматического регулирования . . . . .	—
2. Общие понятия о регулировании гидротурбин. Назначение регуляторов скорости . . . . .	7
3. Статические характеристики гидроагрегата и регулятора . . . . .	9
4. Параллельная работа гидроагрегатов на энергосистему . . . . .	16
<b>Глава 2. Основы динамики автоматического регулирования . . . . .</b>	<b>21</b>
5. Линейные и нелинейные звенья и системы . . . . .	—
6. Устойчивость и качество переходных процессов . . . . .	23
7. Передаточные функции . . . . .	27
8. Частотные характеристики . . . . .	31
9. Динамические характеристики типовых звеньев . . . . .	35
10. Критерии устойчивости . . . . .	70
11. Номограммы для определения частотных характеристик замкнутой системы . . . . .	79
12. Методы корректирования систем регулирования . . . . .	83
13. Граница области устойчивости на плоскости параметров . . . . .	95
14. Выбор структуры и параметров регулятора . . . . .	101
<b>Глава 3. Конструктивные схемы регуляторов скорости гидротурбин . . . . .</b>	<b>111</b>
15. Классификация регуляторов скорости . . . . .	—
16. Центробежный маятник . . . . .	112
17. Гидравлическое изодромное устройство . . . . .	116
18. Центробежный маятник с масляным катарактом . . . . .	120
19. Электрические маятники . . . . .	126
20. Электрический изодром . . . . .	129
21. Гидравлические усилители и сервомоторы . . . . .	133
22. Электрические усилители . . . . .	146
23. Принципиальная схема гидромеханического регулятора скорости типа РМ . . . . .	155
24. Принципиальная схема гидромеханического регулятора скорости типа РКМ . . . . .	160
25. Электрическая схема типа ЭГР-2М электрогидравлического регулятора скорости . . . . .	164
26. Схема гидромеханической колонки управления типа ЭГРК-250-3 электрогидравлического регулятора скорости . . . . .	165
27. Гидромеханическая схема колонки управления типа ЭГРК-100 (150)-4 электрогидравлического регулятора скорости . . . . .	169
28. Гидромеханическая схема колонки управления типа ЭГР-100 (150)-4 электрогидравлического регулятора скорости . . . . .	172
29. Принципиальная схема электрогидравлического регулятора скорости типа ЭГР-И-150-10 . . . . .	174
	285

Глава 4. Расчет устойчивости и выбор параметров системы регулирования гидроагрегата . . . . .	179
30. Требования к регуляторам скорости . . . . .	—
31. Вывод передаточной функции гидроагрегата . . . . .	184
32. Определение коэффициентов передаточной функции . . . . .	202
33. Критерии для выбора структурной схемы и параметров регулятора скорости . . . . .	205
Глава 5. Сравнительная оценка структурных схем регуляторов скорости . . . . .	211
34. Анализ структурных схем изодромных регуляторов . . . . .	—
35. Выбор коэффициента усиления изодромного регулятора . . . . .	217
36. Мертвая зона изодромных регуляторов и пути ее устранения . . . . .	225
37. Регулятор с воздействием по скорости и производной (ускорению) . . . . .	233
38. Изодромные регуляторы скорости с дополнительным воздействием по производной . . . . .	239
39. Регулятор скорости с воздействием по интегралу от регулируемой величины . . . . .	243
Глава 6. Методы натуральных испытаний системы регулирования и анализ их результатов . . . . .	249
40. Цель и объем испытаний . . . . .	—
41. Определение статических характеристик отдельных звеньев и регулятора . . . . .	250
42. Определение скоростной характеристики и коэффициента усиления сервомотора . . . . .	253
43. Определение параметров настройки регулятора . . . . .	257
44. Определение мертвой зоны регулятора . . . . .	260
45. Определение параметров гидроагрегата . . . . .	264
46. Определение частотных характеристик . . . . .	268
47. Анализ скоростной характеристики сервомотора направляющего аппарата . . . . .	274
48. Анализ частотных характеристик . . . . .	278
Список литературы . . . . .	282

## ИЗДАТЕЛЬСТВО „МАШИНОСТРОЕНИЕ“

Выпускает в 1973 году  
следующие книги

### ПО ЭНЕРГЕТИЧЕСКОМУ МАШИНОСТРОЕНИЮ

Канаев А. А., Копп И. З. Неводяные пары в энергомашиностроении. 15 л.

Переходные процессы в газотурбинных установках. Под ред. д-ра техн. наук проф. И. В. Котляра. 18 л.

Бауман В. Я., Яковлев М. И., Свечков И. Н. Технология производства паровых и газовых турбин. 30 л.

Бекнев В. С., Панков О. М., Янсон Р. А. Газовая динамика газотурбинных и комбинированных установок. 25 л.

Кисельников В. Б., Плоткин А. Г. Системы автоматизации силового дизельного привода. 15 л.

Ливенцев Ф. Л. Двигатели со сложными кинематическими схемами. 10 л.

Заказать указанные книги можно через отдел „Книга — почтой“ магазина № 5 Ленкниги, Ленинград, Литейный пр., 64 и магазина № 8 Москниги, Москва, К-31, ул. Петровка, 15

ИЗДАТЕЛЬСТВО ЗАКАЗОВ НЕ ПРИНИМАЕТ