

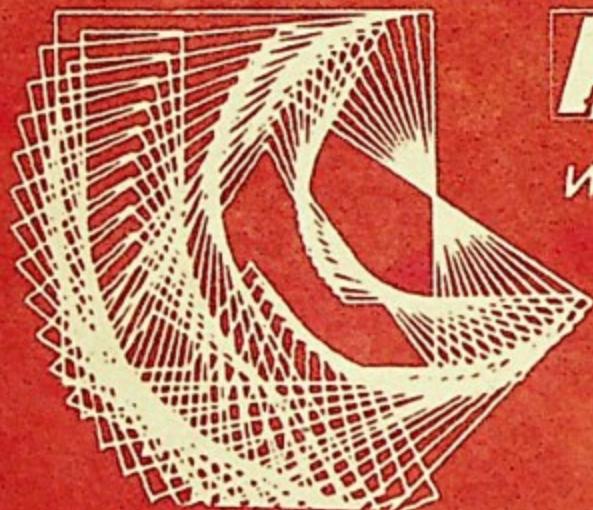
681.5

21-26

МОСКОВСКИЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
ИНЖЕНЕРНО-ФИЗИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

МИФИ
K.

Ю. С. Игнатьев В. И. Выжимов



ФАКУЛЬТЕТ
АВТОМАТИКИ
И ЭЛЕКТРОНИКИ

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ САУ

МОСКВА 1988

681.5

И-26

ГОСУДАРСТВЕННЫЙ КОМИТЕТ СССР ПО НАРОДНОМУ ОБРАЗОВАНИЮ
МОСКОВСКИЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
ИНЖЕНЕРНО-ФИЗИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Ю.С.Игнатьев В.И.Выжимов

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ САУ

Утверждено
в качестве учебного пособия
редсоветом института



Москва 1988

Игнатьев Ю.С., Выжимов В.И. Анализ характеристик преобразователей САУ: Учебное пособие. М.: МИФИ, 1988, 68 с; 44 рис.

Рассмотрены классификация преобразователей САУ, их основные параметры и типовые статические и динамические характеристики. Изложены общие признаки классификации различных видов обратных связей, показано влияние жесткой линейной обратной связи на характеристики и параметры преобразователей.

Учебное пособие рекомендуется студентам, специализирующимся в области автоматического управления и приборостроения.

Рецензенты: Л.П.Плеханов, А.З.Изотов



Московский
инженерно-физический
институт, 1988 г.

ММФИ - Зэкз.

Редактор Т.В.Волченкова
Техн.редактор З.И.Хазова
Корректор Н.П.Молодчина

Тем.план 1988, поз.105

Л. - 50821 Подписано в печать 6/ XII - 88 г. Формат 60x80 I/16
Печ.л. 4,25 Уч.- изд.л. 5,0 Тираж 300 экз.
Изд. № 058-1 Цена 25 коп. Заказ 1325

Московский инженерно-физический институт,
Типография МИФИ. 115409, Москва, Каширское шоссе, 31

ПРЕДИСЛОВИЕ

Развитие элементной базы систем автоматического управления и приборостроения, широкое применение устройств, обладающих недостижимыми в недавнем прошлом характеристиками, требуют от специалиста не только знания основных технических дисциплин, но и умения сделать обоснованный выбор того или иного элемента применительно к конкретной инженерной задаче. Поэтому основное внимание в данном пособии уделено ознакомлению с типовыми характеристиками преобразователей сигналов, что облегчит в дальнейшем рассмотрение конкретных устройств, используемых в качестве элементов САУ, и обеспечит общность подхода к их изучению.

В пособии систематизированы основные понятия и определения, связанные с анализом характеристик преобразователей САУ и их параметров, дана классификация обратных связей, рассмотрено влияние различных видов обратных связей на характеристики преобразователей. Содержание пособия определено прежде всего тем, что подобный материал, хотя и содержится в учебной литературе, но изложен недостаточно глубоко и систематизировано.

Настоящее пособие является переработанным и дополненным изданием опубликованного в 1975 г. пособия Д.К. Виноградова "Основные характеристики преобразователей и усилителей динамических сигналов САУ", которое использовалось авторами в течение ряда лет при преподавании нескольких учебных курсов.

ВВЕДЕНИЕ

Большинство устройств, используемых в современной технике, в науке, в быту, являются преобразователями. Они преобразуют один вид энергии в другой или изменяют параметры, характеризующие поступающую на вход энергию.

В настоящем пособии мы ограничимся рассмотрением только тех преобразователей, которые используются в системах автоматического управления (САУ).

Под УПРАВЛЕНИЕМ понимают целенаправленные действия, которые позволяют поддерживать параметры, описывающие состояние объекта, постоянными, стабилизируют их, или изменяют эти параметры по какому-либо закону, причем закон изменения может быть известен заранее, запрограммирован, или формироваться в процессе работы системы.

СИСТЕМОЙ называется совокупность элементов и узлов, между которыми существуют энергетические и информационные связи. В реальных системах связи настолько сложны, многочисленны и взаимозависимы, что учесть их все не представляется возможным, поэтому ограничиваются рассмотрением только наиболее существенных, основных. Строго говоря, разделение связей на энергетические и информационные весьма условно, так как при рассмотрении любой связи можно выделить и энергетическую и информационную составляющие.

Само понятие ИНФОРМАЦИЯ означает отражение. Применительно к преобразователям оно означает отражение одним устройством состояния другого. В этом случае говорят, что от одного элемента к другому происходит передача информации. Носителем информации является информационный сигнал или просто СИГНАЛ. Всякий сигнал (электрический импульс, электромагнитная волна, звуковые колебания, механическое перемещение и т.д.) обладает определенной энергией, причем в общем случае ни вид энергии, ни ее количество не отражает количество информации, информационную емкость сигнала.

По способу изображения информации на носителе сигналы делятся на статические и динамические. Первые служат для запоминания, накопления, хранения информации (память), вторые – для ее передачи. В САУ используются в основном сигналы, передающие информацию, т.е. динамические. Статические сигналы, описывающие программы и алгоритмы работы системы, законы управления и т.д. ,

хранятся в памяти управляющей системы. В качестве такой памяти может быть и ЭВМ, и человек-оператор, который в этом случае должен рассматриваться как часть управляющей системы. Область науки, изучающая способы хранения, передачи, обработки информации, называется теорией информации, а системы, обеспечивающие эти процессы, — информационно-измерительными. В общем случае САУ может быть представлена в виде совокупности управляемой системы, или просто объекта управления (ОУ), и управляющей системы, которые объединены контролирующими и управляющими связями (рис. I).

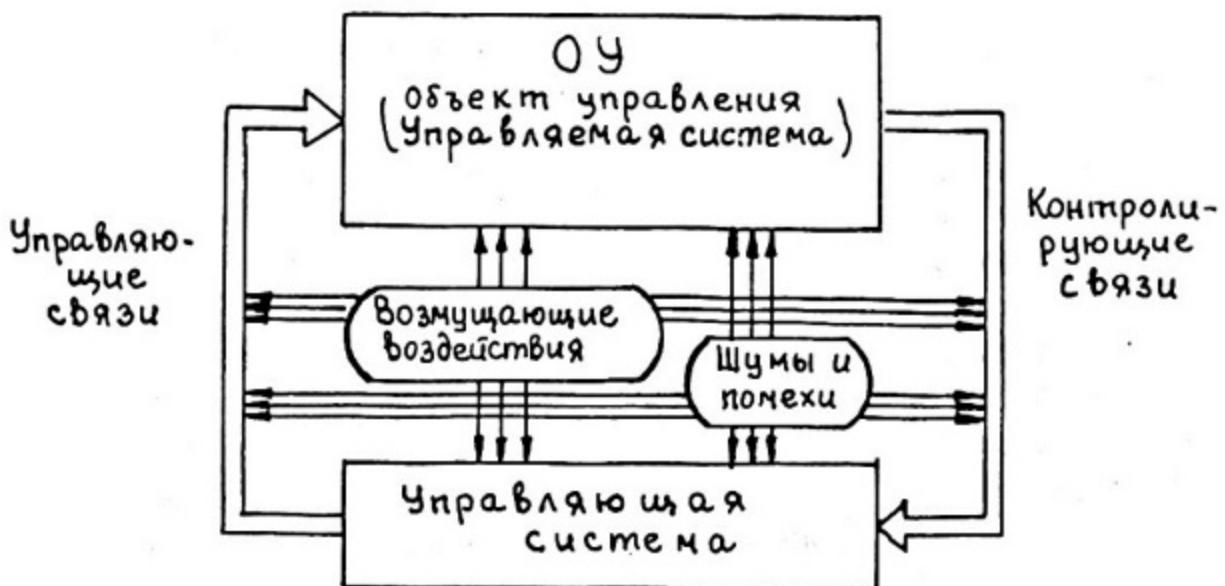


Рис. I. Структура системы управления, основные связи

Контролирующие, измерительные связи являются в основном информационными и поставляют в управляющую систему сведения о реальном состоянии объекта. В управляющей системе эти сведения сравниваются с заложенными в ее памяти требуемыми показателями и в результате этого сравнения система вырабатывает управляющее воздействие, которое должно привести ОУ в заданное состояние. В установившемся режиме в идеальном случае состояние ОУ должно точно соответствовать заданному, но в реальной системе за счет целого ряда причин соответствие выполняется с определенной степенью приближения. Разность между заданным и установленным состоянием называется статической ошибкой. Ошибка может быть вызвана, в частности, внешними воздействиями, учтенными при проектировании системы — возмущающими сигналами, или неучtenными — помехами, шумами.

Управление – процесс, протекающий во времени. Длительность и характер этого процесса при изменениях управляющего и возмущающего воздействий являются важными показателями качества работы системы и определяются ее динамическими характеристиками. Методы изучения и изменения динамических характеристик систем в целом – это предмет исследования теории автоматического управления. В настоящем пособии мы ограничимся рассмотрением динамических характеристик отдельных преобразователей, которые, будучи составными элементами САУ, во многом определяют ее свойства.

СТРУКТУРА САУ. КЛАССИФИКАЦИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПО ИХ МЕСТУ В СИСТЕМЕ

Выходная величина объекта управления в самом общем случае представляет собой поток энергии или вещества и управление, регулирование выходной величины сводится по существу к изменению этого потока. Для того, чтобы управление было возможно, ОУ должен содержать некоторое устройство, способное эффективно влиять на его состояние, изменять его выходную величину. Такое устройство называется РЕГУЛИРУЮЩИМ ОРГАНОМ (РО на рис. 2). Регулирующий орган является неотъемлемой частью объекта управления, но с другой стороны, в процессе работы САУ должно изменяться состояние, положение РО, поэтому необходимо рассматривать его как элемент управляющей системы.

Для измерения, контроля текущего значения регулируемой величины объект должен быть снабжен чувствительным элементом, датчиком (Д). Назначение датчика – измерить величину регулируемого параметра и преобразовать его в сигнал, удобный для дальнейшей передачи и обработки; таким сигналом, как правило, является электрический или электромагнитный.

Из принципа действия системы, рассмотренного ранее, следует, что в системе обязателен элемент сравнения (ЭС), вырабатывающий сигнал, пропорциональный разности текущего и заданного значений регулируемой величины.

Для изменения состояния РО служит исполнительное устройство (ИУ). В качестве ИУ может быть использован или усилитель мощности, или исполнительный двигатель (серводвигатель). Заметим, что для управления серводвигателем может потребоваться усилитель мощности. Поясним сказанное примером.

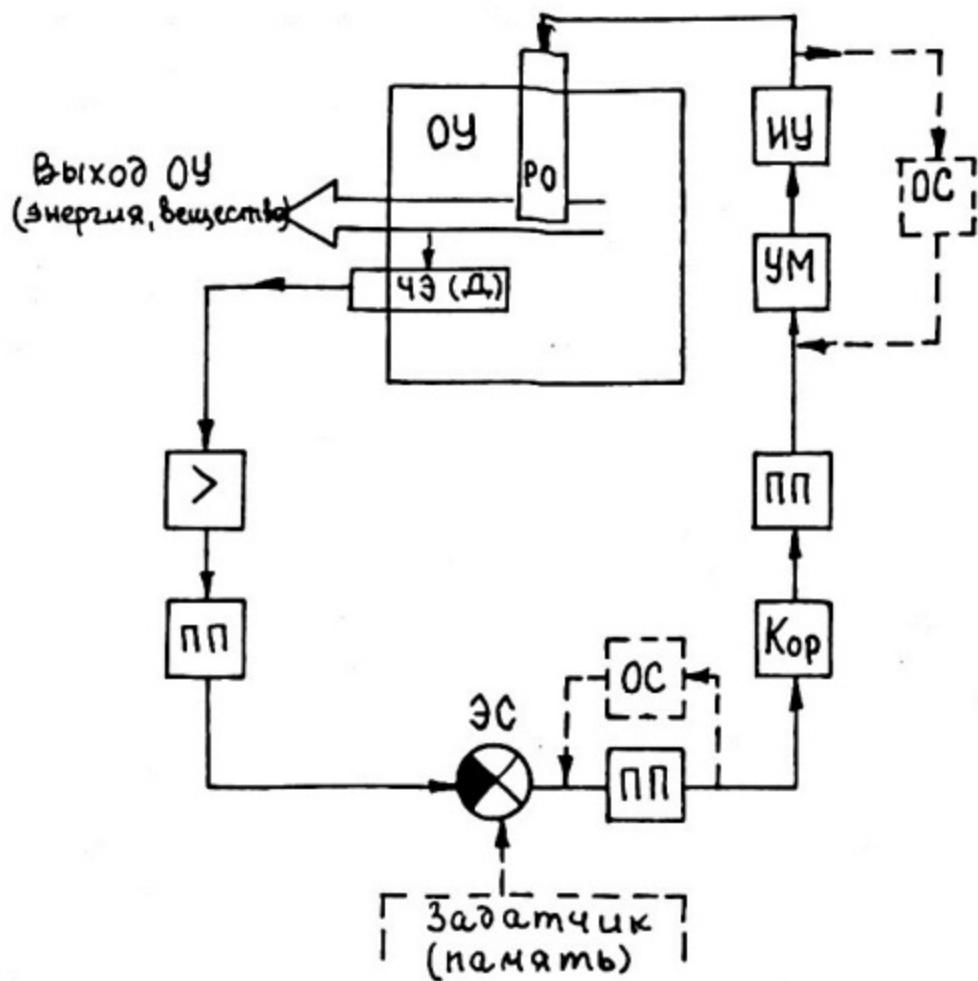


Рис.2. Функциональная структура САУ

Рассмотрим в качестве объекта управления термостат, в котором надо регулировать температуру. Если в качестве РО в термостате используется нагревательный элемент, представляющий собой постоянное активное сопротивление, то, изменяя с помощью усилия мощности прикладываемое к этому сопротивлению напряжение или, что то же самое, протекающий по нему ток, можно изменять величину электрической мощности, переходящей в тепло и, следовательно, изменять температуру в термостате. Возможен и другой вариант: использовать нагревательный элемент в виде переменного сопротивления – реостат с движком. Подключив такой реостат к нерегулируемому источнику электрической энергии, можно с помощью двигателя изменять положение движка и таким образом менять величину электрической мощности; в этом случае движок реостата является РО, его перемещение – управляющим воздействием,

а двигатель, осуществляющий это перемещение, -ИУ. В обоих рассмотренных случаях регулирование осуществляется изменением потока энергии, подводимой к объекту. Предоставим читателям самим разобрать два варианта аналогичной системы регулирования температуры изменением потока вещества, например, количества газа, сжигаемого внутри термостата. В одном случае потребуется регулировать давление подаваемого в горелку газа, а в другом - с помощью серводвигателя перемещать заслонку в трубопроводе, идущем к горелке.

Кроме перечисленных выше элементов - регулирующего органа, элемента сравнения, исполнительного устройства, усилителя мощности - в систему могут входить и другие элементы: промежуточные преобразователи и усилители, источники питания, устройства сигнализации и защиты, корректирующие устройства, обеспечивающие необходимый вид статических и динамических характеристик, и т.д. Исходя из этого, структурную схему САУ можно представить (см.рис.2), выявив не только информационные и управляющие, но и функциональные связи между элементами.

Структура САУ, показанная на рис.2 представляет собой замкнутую систему, систему с обратной связью.

Понятие ОБРАТНОЙ СВЯЗИ является едва ли не определяющим в САУ. Под обратной связью понимается воздействие выходной величины на вход. Воздействие выхода управляемой системы (сигнал с датчика) на вход управляющей (через элемент сравнения) обеспечивает возможность работы САУ и называется ГЛАВНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ. Кроме главной ОС в системе могут применяться местные, частные ОС, охватывающие группы и даже отдельные элементы с целью улучшения их характеристик. Более подробно назначение ОС и их влияние на характеристики преобразователей будет рассмотрено в гл.2.

1. КЛАССИФИКАЦИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Кроме классификации по функциональному признаку, по месту и назначению в системе, рассмотренной выше, преобразователи могут быть "рассортированы" еще по ряду других признаков. Назовем основные:

энергетические признаки: вид энергии, лежащей в основе работы преобразователя; однородность энергии входного и выходного сигналов; наличие источника вспомогательной энергии; обратимость;

вид статических характеристик;

вид динамических характеристик;

вид сигналов, существующих на входе и выходе преобразователя.

1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПО ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМ ПРИЗНАКАМ

По виду энергии, лежащей в основе действия устройства

Как отмечалось ранее, передача информации не может осуществляться без передачи энергии, причем ни количество информации, ни ее сущность не зависит от вида энергии. От этого фактора зависят свойства самого преобразователя, его характеристики. Например, в электромагнитных преобразователях можно ожидать нелинейность и гистерезис регулировочных характеристик, так как эти свойства присущи ферромагнитным материалам, используемым в таких преобразователях. В устройствах, работающих на потенциальной энергии жидкости или газа (гидро-пневмопреобразователях), - также проявляются нелинейности характеристик, но они обусловлены наличием различных утечек, которые зависят от конструктивных особенностей устройства, от свойств рабочих жидкостей и газов, от нагрузки, температуры и т.д.

Механические преобразователи, в которых происходит перемещение конечных масс на конечные расстояния, будут иметь меньшее быстродействие.

Если энергия входного и выходного сигналов имеет одну физическую природу, то такой преобразователь называют ОДНОРОДНЫМ, если физическая природа различна - НЕОДНОРОДНЫМ. Например, трансформатор - однородный (электрический) преобразователь, а электродвигатель - неоднородный (электро-механический); редуктор - однородный (механический), а насос - неоднородный (гидро-или пневмо-механический).

По наличию источника вспомогательной энергии

Если вся энергия выходного сигнала обусловлена сигналом входным, то такой преобразователь называется ПАССИВНЫМ (рис.3,а). Поскольку всегда существуют энергетические потери внутри самого преобразователя, то мощность выходного сигнала $N_{вых}$ обязательно меньше входной $N_{вх} < N_{вх}$. Вспомнив определение коэффициента полезного действия и учитя, что вся затраченная мощность получается за счет входного сигнала, получим выражение для определения КПД.: $\eta = \frac{N_{вых}}{N_{вх}} < 1$.

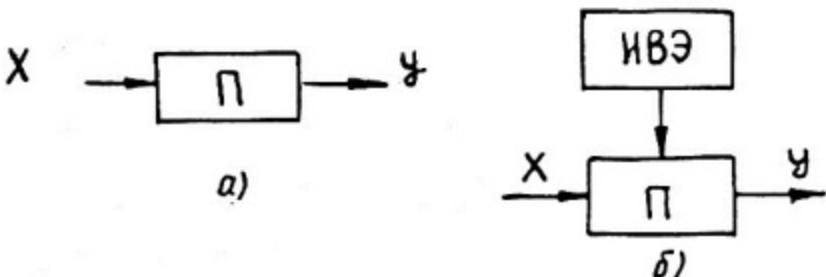


Рис.3. Пассивный (а) и активный (б) преобразователи

В том случае, когда преобразователь имеет источник вспомогательной энергии (рис.3,б) и входной сигнал каким-то образом регулирует подачу энергии от этого источника к нагрузке, то принципиально имеется возможность обеспечить $N_{вых} > N_{вх}$, т.е. тогда преобразователь становится усилителем и для оценки его работы вводится коэффициент усиления по мощности $K_N = \frac{N_{вых}}{N_{вх}} > 1$.

Преобразователи, имеющие источник вспомогательной энергии, называют АКТИВНЫМИ.

Из сказанного следует, что трансформатор, например, не является усилителем, даже если выходное напряжение больше входного, так как он относится к пассивным преобразователям, и мощность выходного сигнала всегда меньше мощности входной за счет ВНУТРЕННИХ ПОТЕРЬ.

По признаку обратимости

Под обратимостью понимают способность преобразователя передавать энергию не только от входа к выходу, но и в обратном направлении, т.е. способность не только отдавать энергию в нагрузку, но и отбирать ее от нагрузки. Для того, чтобы свойство обратимости могло проявиться, нагрузка должна обладать определен-

ными свойствами – содержать собственный источник энергии. Такая НАГРУЗКА называется активной (не путать с признаком активности преобразователя!). Примеры активной нагрузки для электрических преобразователей: аккумулятор, противоЭДС двигателя; если напряжение на выходе преобразователя меньше напряжения ЭДС нагрузки, то в случае обратимого преобразователя ток потечет от нагрузки к преобразователю, т.е. в обратном направлении. Для механических преобразователей примером активной нагрузки является опускаемый груз.

В большинстве случаев обратимыми являются пассивные преобразователи при их работе на активную нагрузку. В активных преобразователях при работе на активную нагрузку обратимость может проявиться в передаче энергии от нагрузки не на вход, а на источник вспомогательной энергии. Передача энергии в необратимых и обратимых преобразователях поясняется рис.4.

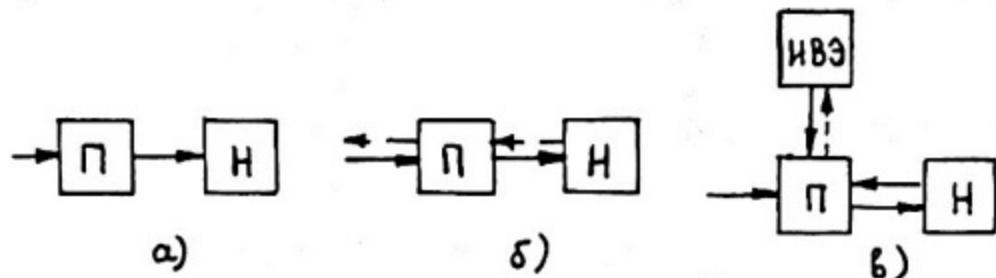


Рис.4. Необратимый (а) и обратимые (б,в) преобразователи

I.2. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ. КЛАССИФИКАЦИЯ ПО ВИДУ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК. ПАРАМЕТРЫ, ОПРЕДЕЛЯЕМЫЕ ПО СТАТИЧЕСКИМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ

Функциональная характеристика

Преобразование входного, управляющего сигнала $x(t)$ в выходную величину $y(t)$ может осуществляться по различным законам. Уравнение, описывающее закон преобразования, определяет его функциональную динамическую характеристику

$$y(t) = f[x(t)].$$

В общем случае физическая природа $x(t)$ и $y(t)$ может быть различна /неоднородные преобразователи/; кроме того, даже для одного и того же устройства в зависимости от его назначения может быть

изменена одна или даже обе эти величины. Например, для двигателя за выходную величину можно принять или скорость вращения вала, или развиваемый момент, а за входную – прикладываемое к его обмотке напряжение или протекающий по ней ток. В реальных преобразователях величина выходного сигнала может зависеть не только от $x(t)$, но и от условий работы (выходная мощность, нагрузка, температура и т.д.), т.е. в самом общем случае рассматриваемая характеристика представляет собой функцию многих переменных

$$y(t) = f[x(t), N(t), z_H(t), \theta^0(t) \dots].$$

В соответствии с ранее высказанным замечанием, ограничим рассмотрение только наиболее сильно действующим фактором. Таким фактором является выходная мощность, которая зависит от величины нагрузки.

Мощность всегда пропорциональна произведению двух параметров сигнала. Для электрических преобразователей это произведение тока на напряжение $N=U \cdot I$, для механических – произведение силы (момента) на скорость $N=F \cdot v$, $N=M\omega$ (линейную или угловую соответственно), для гидро-пневмопреобразователей – произведение давления на расход $N=PQ$ и т.д.

Если в общем виде y – выходной сигнал, то для того, чтобы охарактеризовать его мощность, надо ввести еще один параметр z , удовлетворяющий условию $N=y \cdot z$. Величина z называется нагрузочным параметром. Следует особо подчеркнуть, что нагрузочный параметр не есть собственно нагрузка. Сравнив выражения для мощности электрического преобразователя $N \sim UI$, $N \sim I^2 R_H$, $N \sim \frac{U^2}{R_H}$, можно убедиться: $R_H \neq z$. Используя понятие нагрузочного параметра, представим функциональную характеристику в виде $y(t)=f[x(t), z(t)]$.

Далее будем считать, что все переменные, входящие в уравнение функциональной характеристики, изменяются столь медленно, что инерционностью преобразователя можно пренебречь. Тогда функцию $y=f(x, z)$ можно считать СТАТИЧЕСКОЙ функциональной характеристикой преобразователя. Для удобства анализа и графического представления ее разбивают на два взаимосвязанных семейства статических характеристик:

$$y=f(x) \quad z - \text{параметр и } y=f(z) \quad x - \text{параметр}$$

Регулировочная характеристика

Статическая зависимость выходного сигнала от входного при постоянном значении нагрузочного параметра называется РЕГУЛИРОВОЧНОЙ характеристикой. Характеристика при $x=0$, т.е. при нулевой мощности в нагрузке, называется характеристикой холостого хода. На рис.5 представлено несколько типовых регулировочных характеристик.

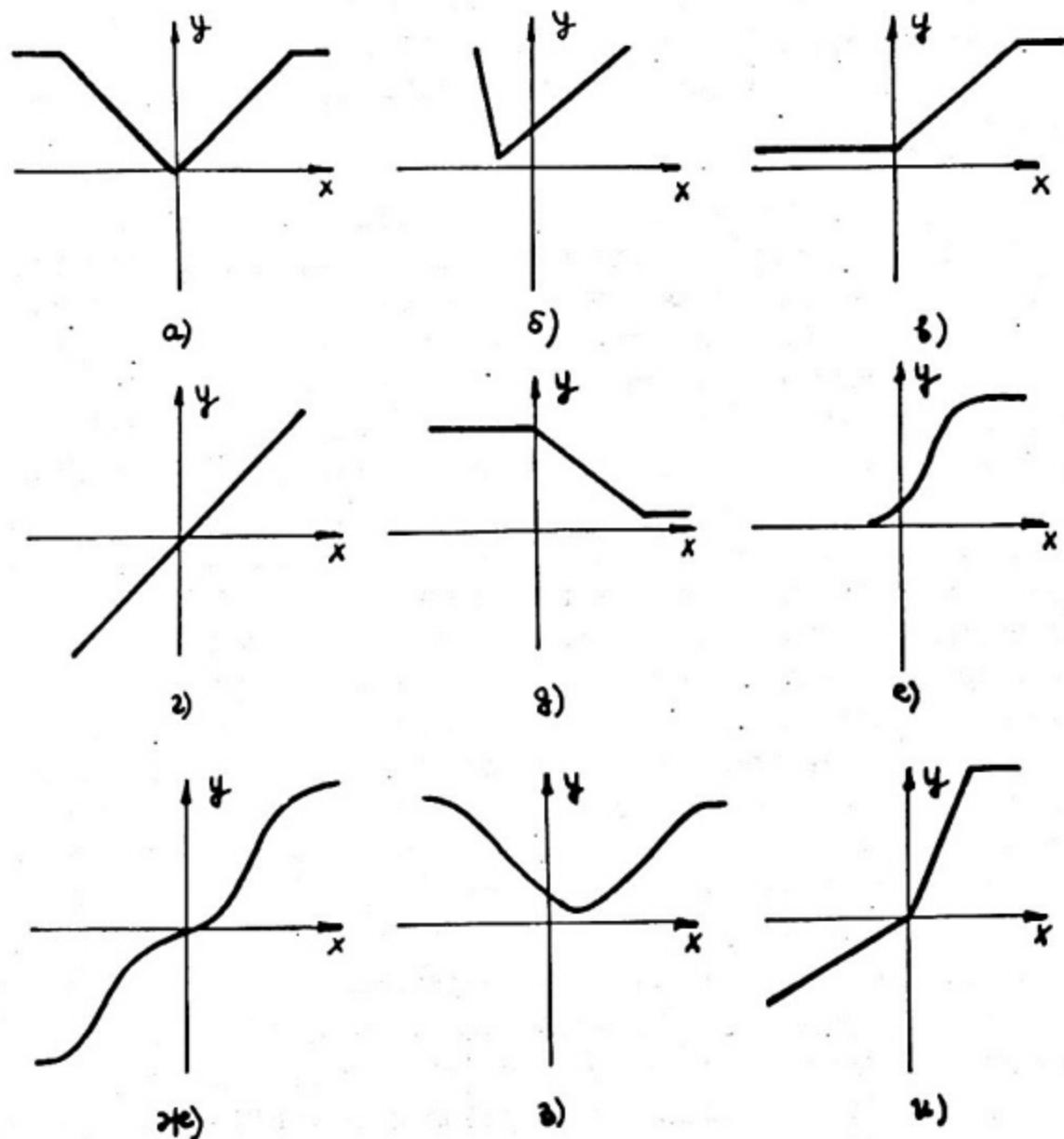


Рис.5. Статические регулировочные характеристики

Выделив наиболее существенные признаки характеристик, проведем их классификацию по этим признакам.

Классификация с точки зрения реакции преобразователя на изменение знака (полярности, фазы) входного сигнала.

Это важно для оценки возможности использования преобразователя в качестве того или иного функционального элемента САУ. В зависимости от этого признака преобразователи могут быть униполярными, нереверсивными, реверсивными.

Униполярные (рис.5,в,д,е) реагируют на входной сигнал только одного знака и на выходе способны обеспечить сигнал также только одной полярности. Типичным униполярным преобразователем является диод.

Нереверсивные (рис.5.а,б,з) обеспечивают выходной сигнал одной полярности независимо от знака управляющего сигнала.

В реверсивных преобразователях (рис.5.г,ж,и) изменение знака входного сигнала вызывает изменение знака (полярности, фазы) выходного сигнала. Часто возникает необходимость в реализации реверсивного режима, хотя по своей природе преобразователь таковым не является. В случае электрических преобразователей эта задача просто решается включением нереверсивных или униполярных преобразователей по мостовой (рис.6,а) или дифференциальной (рис.6,б) схеме. При идентичности преобразователей в случае отсутствия сигнала управления ток через нагрузку равен нулю в соответствии с законом Кирхгофа. Если преобразователи униполярны (полярность их включения показана в скобках на рис.6), то достаточно подать сигнал управления (допустим, положительный) на П1 и П3 в схеме рис.6,а или только на П1 в схеме рис.6,б, чтобы обеспечить протекание тока в нагрузке как это показано сплошной стрелкой. Подав отрицательный сигнал на П2 и П4 в мостовой схеме или только на П2 в дифференциальной, можно изменить направление тока в нагрузке (пунктирная стрелка). Характеристика, получаемая в этом случае, показана на рис.6,в.

Если преобразователи П1 – П4 нереверсивны, то сигнал управления любой полярности надо подавать одновременно на все, обеспечив при этом такой режим, чтобы сигнал положительной полярности увеличивал проводимость П1 и П3 и уменьшал П2 и П4 (ток в нагрузке показан сплошной стрелкой). Отрицательный сигнал управления должен вызывать обратное действие, и ток в нагрузке изменит свое направление (пунктирная стрелка). Характеристика

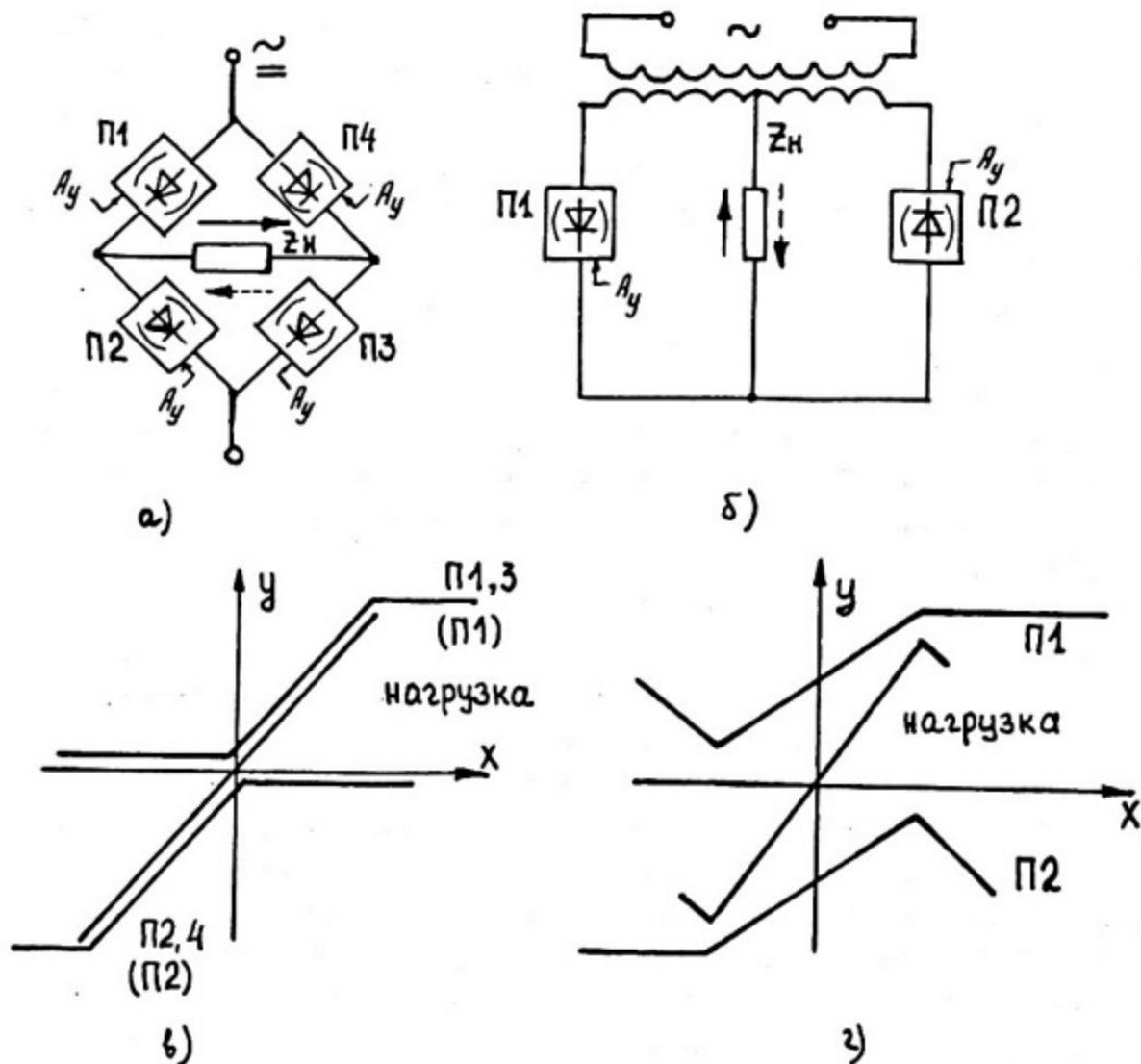


Рис.6. Схемы реверсивных преобразователей:
 а) мостовая, б) дифференциальная и их характеристики, в) при использовании униполярных преобразователей П1-П4 (направление их проводимости показано в скобках), г) при использовании нереверсивных преобразователей по схеме (б)

дифференциальной схемы, собранной на нереверсивных преобразователях показана на рис.6,г. Как видно из рисунка, для нормальной работы схемы необходимо смещение характеристик входящих в нее нереверсивных преобразователей. Кроме реакции на изменение знака управляющего сигнала, регулировочные характеристики позволяют провести классификацию преобразователей еще по ряду признаков.

Симметричность характеристики при изменении знака управляющего сигнала. Этот признак не нуждается в дополнительных пояснениях – характеристики рис.5, а, г, ж, симметричны, остальные нет. Иногда встает вопрос о симметризировании характеристик. В некоторых случаях эта задача решается введением постоянного смещения (рис.5, з), в других – требуется применение более сложных методов, например, введение обратных связей (гл.2).

Линейность характеристики. Этот признак также не нуждается в особых пояснениях – характеристики рис.5, б, г линейны, описываются уравнением вида $y = kx$ или $y = y_0 + kx$, остальные нелинейны.

Очевидно желание иметь идеально линейную характеристику вида $y = kx$, но точная реализация преобразователей такого вида затруднена.

Рассмотрим вкратце некоторые наиболее типичные виды нелинейности и их причины.

Нелинейность типа **НАСЫЩЕНИЕ** (рис.5, а, в, е, ж, з, и) обусловлена, как правило, конечностью геометрических размеров преобразователя, связанным с этим ограничением на величину передаваемой мощности. Нелинейности, показанные на рис.5, е, ж, з, могут быть связаны: с использованием ферромагнитных материалов, у которых кривая намагничивания $B = f(H)$ имеет нелинейность подобного вида; с утечками в гидро-пневмопреобразователях; с температурными зависимостями в тепловых и электрических приборах и т.д.

Если специфика использования преобразователя предъявляет повышенные требования к линейности, то регулировочная характеристика позволяет определить пригодность данного преобразователя или выбрать диапазон управляющих сигналов, где эти требования выполняются (участок АВ на рис.7, в). В противном случае следует применять специальные способы улучшения линейности, в частности с помощью введения обратной связи (см. гл.2).

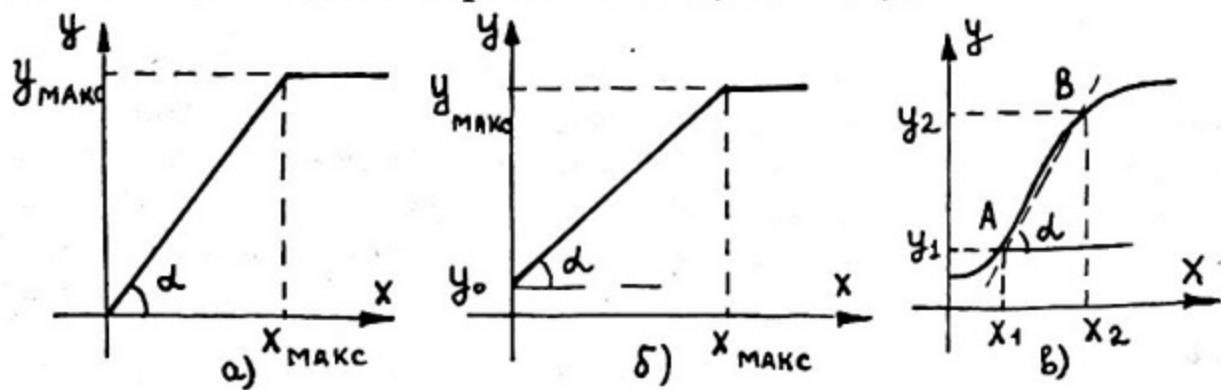


Рис.7. К определению параметров преобразователя по регулировочной характеристике холостого хода

Основные параметры преобразователей,
определенные по регулировочным характеристикам

На примере характеристики холостого хода униполярного преобразователя (рис.7) определим некоторые его параметры.

Коэффициент преобразования $K = \frac{dy}{dx}$. В теории автоматического регулирования эту величину принято называть коэффициентом передачи; применительно к чувствительным элементам, датчикам в информационной технике – чувствительностью, при изучении электронных схем – коэффициентом усиления. В дальнейшем будем пользоваться термином коэффициент передачи. Для идеальных линейных преобразователей (рис.7,а) $K = \frac{y}{x}$, из рисунка видно, что графической интерпретацией коэффициента передачи является $tg\alpha$. Следует отметить неправомерность отождествления коэффициента передачи с коэффициентом усиления, так как в общем случае может быть и $K < 1$. Для преобразователей с падающей характеристикой (рис.5,д) $K < 0$.

Динамический диапазон управляющего сигнала, т.е. диапазон, в котором может изменяться входной сигнал и при этом неизменным сохраняется K (например, от 0 до x_{MAX} на рис.7а,б) или нелинейность не превышает заданных пределов (например, от x_1 до x_2 на рис.7в).

Динамический диапазон выходного сигнала, т.е. пределы изменения выходной величины: $y_0 \leq y \leq y_{MAX}$ для рис.7,б и $y_1 \leq y \leq y_2$ для рис.7,в. Отметим, что ненулевое значение выходного сигнала y_0 при $x=0$ обычно называют сигналом холостого хода y_{xx} или начальным сигналом. Часто больший интерес представляют не абсолютные значения y_0 и y_{MAX} , а их отношение, называемое коэффициентом кратности $K_{kp} = \frac{y_{MAX}}{y_{xx}}$. Чем больше K_{kp} , тем шире динамический диапазон выходного сигнала.

Рассмотрим семейство регулировочных характеристик $y=f(x)$ при $z=const$, в которое характеристика холостого хода входит как основополагающая. Типичны два вида таких семейств (рис.8). Влияние нагрузки в первом случае (рис.8,а) проявляется в том, что при неизменности коэффициента передачи появляется ЗОНА НЕЧУВСТИТЕЛЬНОСТИ, т.е. такой интервал входных сигналов, при котором изменение x не вызывает изменения /появления/ выходного, т.е. фактически сужается или смешается динамический диапазон входных

сигналов. Из рис.8,а видно, что зона нечувствительности увеличивается с ростом отдаваемой мощности, т.е. с увеличением нагрузочного параметра z .

Для семейства, показанного на рис.8,б, с ростом z уменьшается коэффициент передачи и увеличивается динамический диапазон входных сигналов. Зона нечувствительности, изменение диапазона входных сигналов, изменение коэффициента передачи также могут рассматриваться как параметры преобразователя, определяемые по его статическим регулировочным характеристикам.

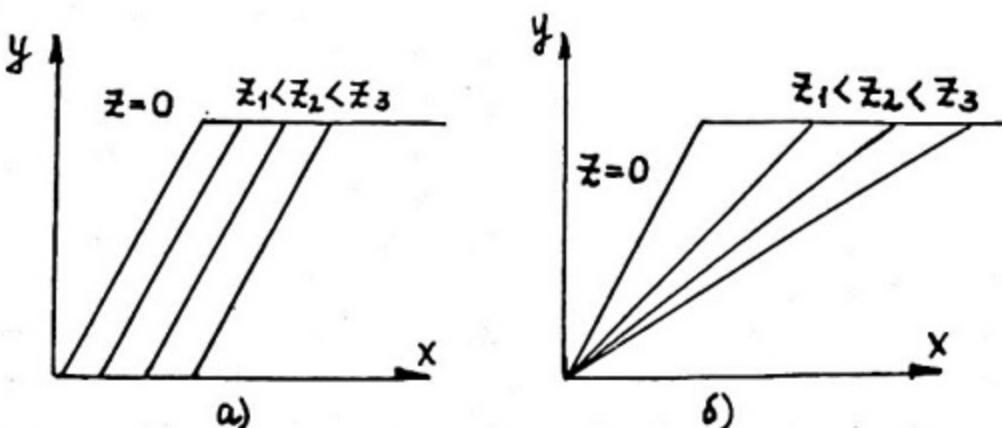


Рис.8. К определению параметров преобразователя по семейству регулировочных характеристик

Внешняя характеристика

Семейство статических характеристик $y=f(z)$ при $x=\text{const}$, описывающее поведение преобразователя под нагрузкой, обычно называется семейством ВНЕШНИХ ХАРАКТЕРИСТИК, хотя единства в терминологии здесь нет: для двигателей зависимость $\omega=f(M)$ чаще называют механической, для электромагнитных механизмов зависимость силы тяги от перемещения — $Q=f(\delta)$ — тяговой и т.д. В дальнейшем изложении для общности мы будем пользоваться термином "внешняя характеристика". Типовой вид семейства внешних характеристик и методика его получения из семейства регулировочных показаны на рис.9. Рассмотрим основные параметры, определяемые по этой характеристике.

Определение выходной мощности

Любая точка (т.А на рис.10), лежащая на характеристике, позволяет найти мощность выходного сигнала $N=y_1 z_1 = S$ как площадь прямоугольника $Oy_1 A z_1$; это вытекает из определения нагрузочного

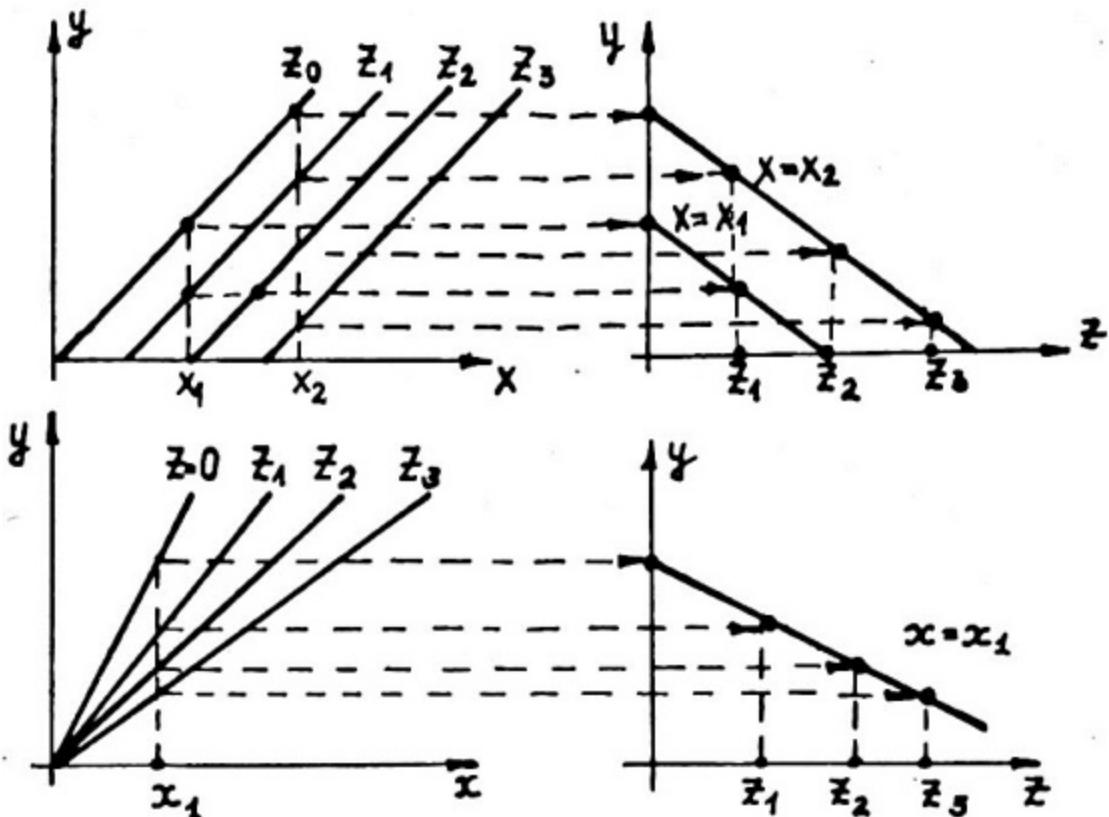


Рис.9. Получение внешних характеристик из семейства регулировочных

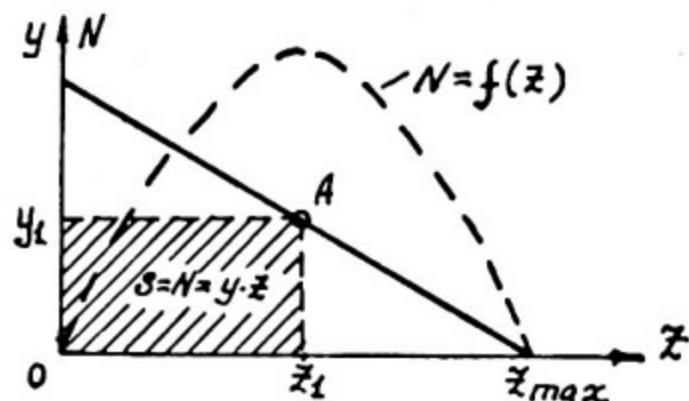


Рис.10. Определение мощности, отдаваемой преобразователем, по внешней характеристике

параметра. С учетом этого возникает возможность построить зависимость выходной мощности от величины нагрузочного параметра. Поскольку в точках $z=0$ и $z=z_{MAX}$ один из сомножителей, определяющих мощность, равен 0, $N=0$, кривая $N=f(z)$ должна иметь вид, показанный на рис. I0 пунктиром.

Определение КПД преобразователя

Рассмотрим идеальный преобразователь, в котором отсутствуют потери и вся входная мощность передается на выход. Семейство регулировочных характеристик такого преобразователя выродится в прямую, совпадающую с характеристикой холостого хода (рис.II,a),

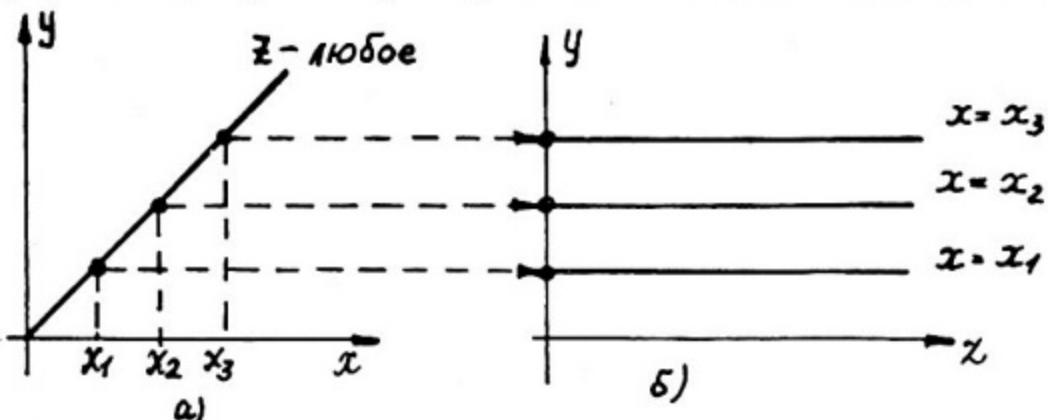


Рис.II. Регулировочная (а) и семейство внешних характеристик (б) идеального преобразователя.

а соответствующие ей внешние характеристики при разных значениях входного сигнала будут иметь вид, показанный на рис.II,б. Сравним теперь внешние характеристики идеального и реального преобразователей рис.I2. В реальном преобразователе $N=S_{0y,Az}$, в идеальном $N=S_{0y,A_0z}$. Но в идеальном площадь этого же прямоуголь-

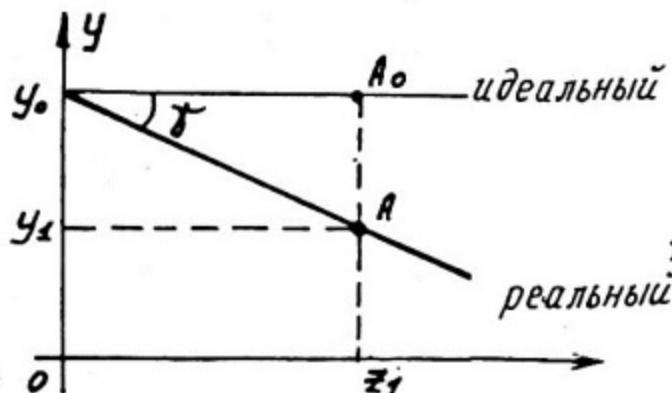


Рис.I2. Определение КПД и $R_{вых}$ преобразователя по его внешней характеристике

ника характеризует и входную мощность, так как $N_{вых} = N_{вх}$. Исходя из этого можно утверждать, что площадь прямоугольника $y_1 y_0 A_0 A$ характеризует мощность потерь внутри реального преобразователя. Откуда, вспомнив определение КПД, находим:

$$\eta_A = \frac{N_{вых}}{N_{вх}} = \frac{S_0 y_1 A_0 z_1}{S_0 y_0 A_0 z_1} = \frac{y_1 z_1}{y_0 z_1} = \frac{y_1}{y_0}.$$

Определение выходного сопротивления

В электрических преобразователях мерой внутренних потерь энергии является его выходное сопротивление $x_{вых}$. Из изложенного выше следует, что графической интерпретацией является тангенс угла наклона внешней характеристики $\operatorname{tg} \gamma$, а аналитически $x_{вых} = \frac{dy}{dz}$, или для нелинейной внешней характеристики $x_{вых} = \frac{dy}{dz}$ определяется в заданной точке. Предоставим читателю самостоятельно нарисовать внешние характеристики для идеального генератора напряжения с $x_{вых} = 0$ и идеального генератора тока с $x_{вых} = \infty$.

В совокупности с известным из электротехники параметром – входным сопротивлением – $x_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}}$, выходное сопротивление, определяемое по внешней характеристике, является очень важным для оценки работы преобразователя и согласования его с нагрузкой.

Определение обратимости по внешним характеристикам

Как следует из определения, в обратимом преобразователе мощность может отдаваться в нагрузку ($N > 0$) и отбираться от нее ($N < 0$). Это означает, что в необратимом преобразователе внешняя характеристика должна располагаться только в первом (для нереверсивных и униполярных) или в первом и третьем (для реверсивных) квадрантах, как это показано на рис. I.3, а, б. Обратимый реверсив-

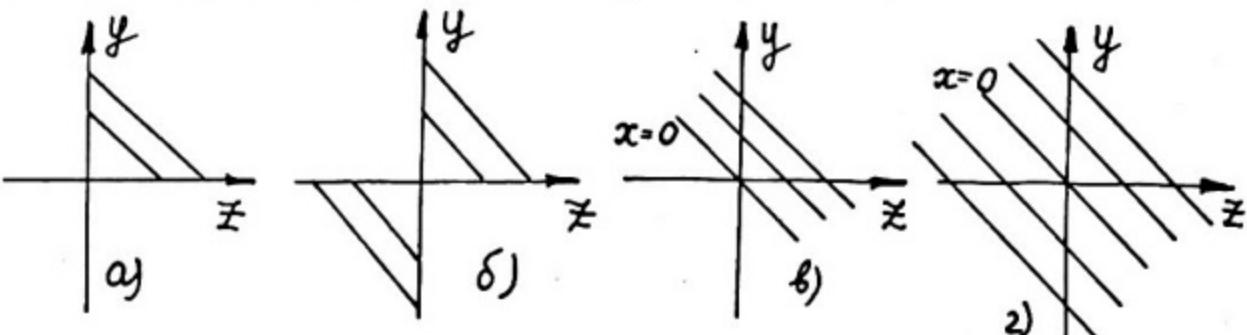


Рис. I.3. Внешние характеристики преобразователей: а) нереверсивного и униполярного необратимого; б) реверсивного необратимого; в) нереверсивного и униполярного обратимого, г) реверсивного обратимого

сивный преобразователь имеет внешние характеристики, лежащие во всех четырех квадрантах, а обратимые униполярные и нереверсивные – в трех (рис. I3, в, г). Следует отметить, что в обратимых преобразователях существует характеристика при $x=0$; а в необратимых такой характеристики быть не может, она вырождается в точку 0.

I.3. ХАРАКТЕРИСТИКИ НАГРУЗКИ. ПОНЯТИЕ О СТАТИЧЕСКОЙ УСТОЙЧИВОСТИ

Работа преобразователя сопряжена с отдачей мощности в нагрузку. Это справедливо и для преобразователей информационно-измерительных систем, так как передача информации происходит с передачей энергии. Поэтому важно знать характер нагрузки и законы ее изменения в зависимости от внешних условий и, прежде всего, от величины выходного сигнала преобразователя. Такая зависимость существует всегда. Например, электрический генератор работает на некоторое сопротивление, но в зависимости от приложенного к этому сопротивлению напряжения, на нем выделяется различное количество тепла, а от тепла, в свою очередь, зависит величина сопротивления. Поэтому для анализа работы преобразователя необходимо знать нагрузочную характеристику – зависимость $x_H = f(y)$. В электрических преобразователях эту зависимость чаще называют вольт-амперной характеристикой нагрузки. Рассмотрим типовые виды нагрузочных характеристик (рис. I4).

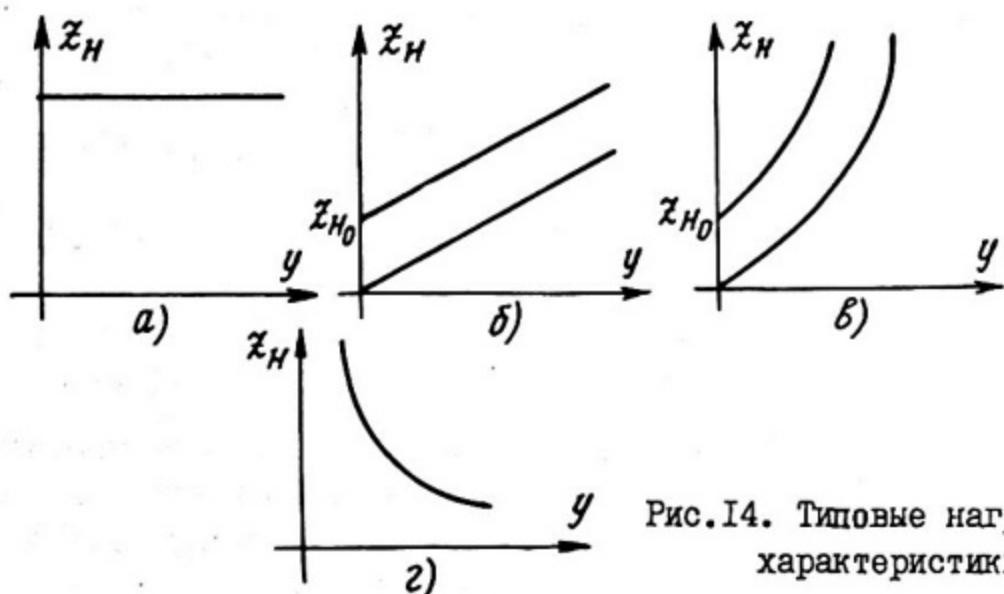


Рис. I4. Типовые нагрузочные характеристики

Постоянная нагрузка, $z_H = \text{const}$

Это тот частный случай, когда зависимостью нагрузки от выходной величины преобразователя можно пренебречь. К такому виду нагрузки можно отнести, например, момент, создаваемый силой веса груза при его перемещении подъемным краном.

Линейно-зависимая нагрузка $z_H = Ky$ или $z_H = z_{H_0} + Ky$

Пример такой нагрузки – сила сопротивления пружины при ее сжатии или растяжении, или сила вязкого трения линейно зависящая от скорости.

Степенная нагрузка $z_H = Ky^n$ или $z_H = z_{H_0} + Ky^n$, $n > 1$.

Зависимость сопротивления от приложенного напряжения:
 $R \geq R_0(1+\alpha\theta)$, $\theta \sim U^2$; момент нагрузки вентилятора, насоса
 $M \sim \omega^2$, где ω – угловая скорость вращения.

Нагрузка постоянной мощности $z_H = \frac{a}{y}$, где $a = \text{const}$

Примеры такой нагрузки: вольт–амперная характеристика дуги в сварочном аппарате, резец в металлообрабатывающем станке, лентопротяжный механизм в магнитофоне.

В реальных условиях существуют и более сложные зависимости, которые в общем случае могут быть сведены к комбинации вышеуказанных.

Согласование преобразователя с нагрузкой.

Статическая устойчивость

Развернем нагрузочную характеристику на 90 градусов и совместим ее с внешней характеристикой преобразователя (рис. I5, а). Точка пересечения соответствует стационарному режиму работы, так как в этой точке выполняется равенство $N_H = N_{\text{пр}}$, т.е. мощность, отдаваемая преобразователем в нагрузку, равна потребляемой мощности. Условию равенства мощностей удовлетворяют точки А и В на рис. I5, б, но эти две точки не эквивалентны с точки зрения УСТОЙЧИВОСТИ. Под статической устойчивостью системы преобразователь – нагрузка понимается способность ее при постоянном значении входного сигнала возвращаться в исходную точку после случайного самопроизвольного изменения значения выходной величины, которое могло произойти под влиянием каких-либо внешних воздействий (например колебания температуры, колебания напряжения питания, и т.д.).

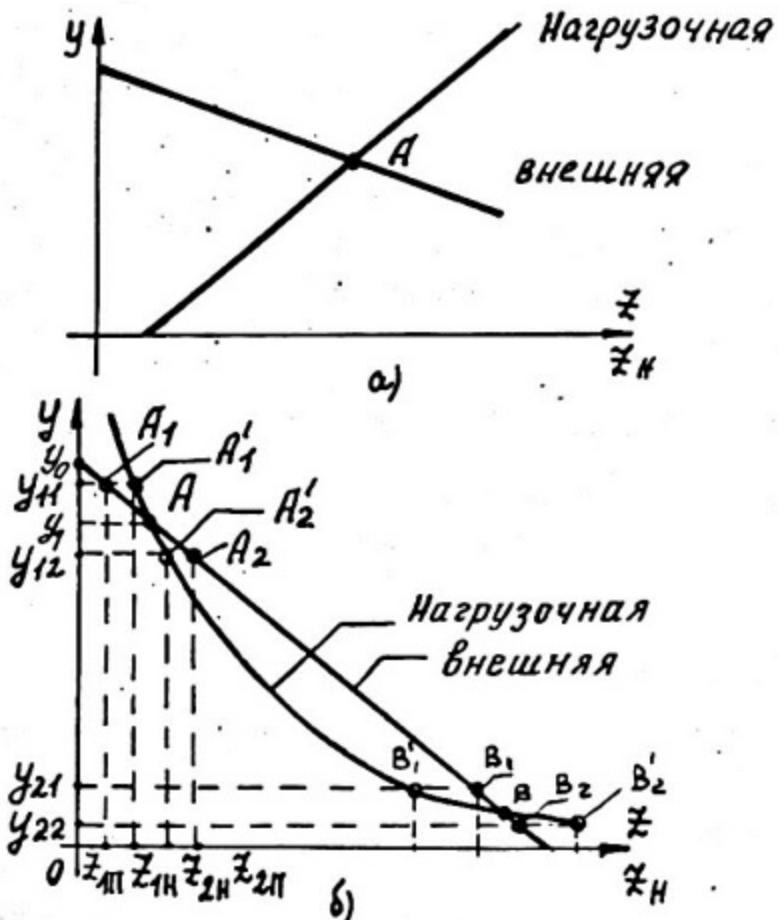


Рис.15. К определению статической устойчивости

Рассмотрим точку А. Пусть при случайном воздействии выходная величина увеличилась до значения y_{11} . Мощность, отдаваемая преобразователем $Sy_{11}A_1z_{1H}0$ стала меньше, чем мощность, потребляемая нагрузкой $Sy_{11}A'_1z_{1H}0$. Под действием этой разности мощностей выходная величина уменьшится до исходного значения y_1 . Если первоначальное изменение выходной величины происходило в сторону ее уменьшения — y_{12} , то, рассуждая аналогично, получим: мощность, отдаваемая преобразователем $Sy_{12}A_2z_{2H}0$, стала больше мощности, потребляемой нагрузкой $Sy_{12}A'_2z_{2H}0$. Возникшая разность мощностей приведет к возрастанию выходной величины до первоначального значения. В соответствии с определением, точка А является устойчивой.

Рассмотрим точку В. Случайное увеличение выходной величины до значения y_{21} приведет к тому, что мощность, отдаваемая преобразователем будет превышать мощность, потребляемую нагрузкой. Положительная разность мощностей приведет к дальнейшему росту

выходной величины. Случайное уменьшение y до значения y_{22} обусловит превышение мощности, потребляемой нагрузкой, над мощностью, отдаваемой преобразователем, что вызовет дальнейшее уменьшение выходной величины. Таким образом, точка В является неустойчивой.

Изменение выходной величины в случае неустойчивой точки будет происходить до тех пор, пока мощности преобразователя и нагрузки снова не сравняются, а это может произойти при нулевой мощности, $N_H = N_{pp} = 0$, т.е. при случайном уменьшении выходной величины y упадет до нуля, а при случайном увеличении вырастет до y_0 . Если и нагрузочная и внешняя характеристики падающие, можно воспользоваться математическим критерием устойчивости: если в точке пересечения характеристик выполняется неравенство $\left| \frac{dy}{dx} \right| < \left| \frac{dy}{dx}_{x_H} \right|$, то эта точка устойчива.

От вида нагрузочной характеристики зависит режим работы преобразователя. На рис. I6, а все точки пересечения нагрузочной и внешних характеристик устойчивы, и перестроенная регулировочная

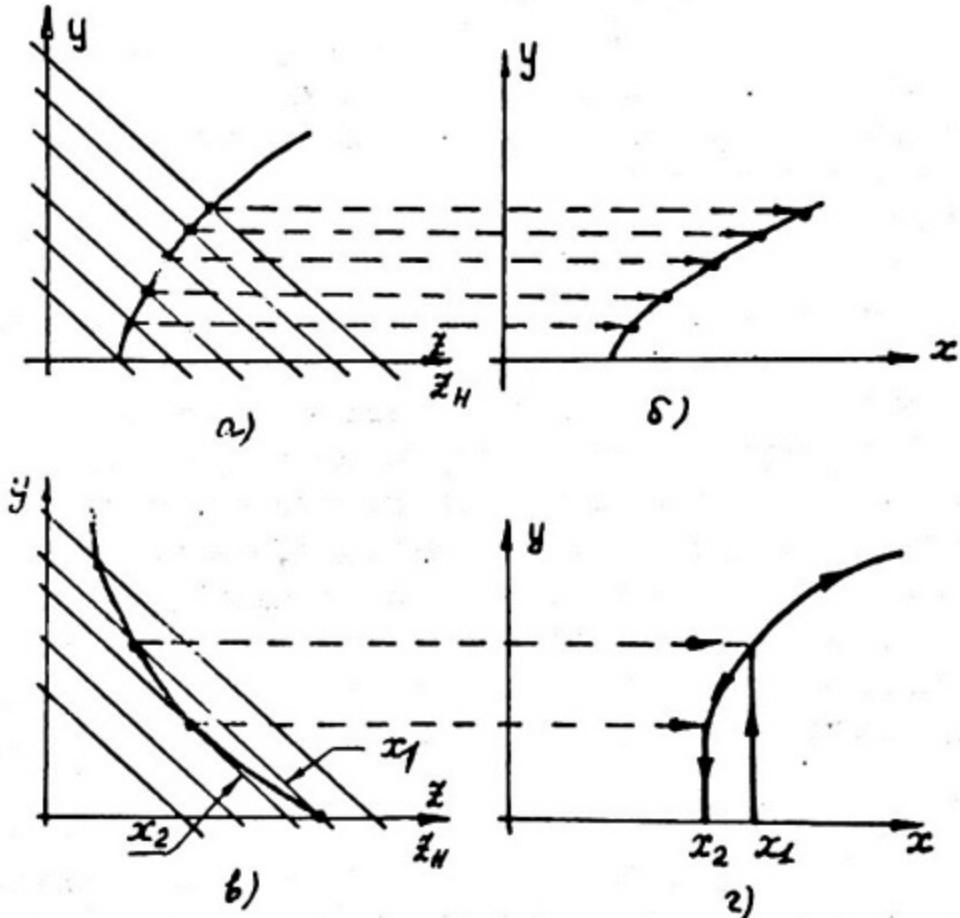


Рис. I6. Влияние вида нагрузки на характер работы преобразователя

характеристика соответствует работе преобразователя в непрерывном режиме (рис. I6, б). Предоставляем читателям определить самостоятельно устойчивые и неустойчивые точки на рис. I6, в и получить регулировочную характеристику со скачкообразным изменением выходного сигнала, как это показано на рис. I6, г. Действительно, при $x < x_1$, $y = 0$ (нет точек пересечения внешних и нагрузочной характеристик). При $x = x_1$, две точки пересечения – устойчивая и неустойчивая, на выходе скачкообразно возникает значение, соответствующее устойчивой. При дальнейшем увеличении x точки пересечения устойчивы и получаем характеристику, аналогично предыдущему случаю. При уменьшении входного сигнала неустойчивая точка возникнет при $x = x_2$, когда и произойдет срыв, выходная величина скачкообразно уменьшится до 0.

I.4. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ. ПОНЯТИЕ О ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ

Классификация преобразователей по виду динамических характеристик

Мы рассматриваем динамические сигналы, т.е. сигналы, изменяющиеся во времени. Если входной сигнал изменяется по некоторому закону $x(t)$, то в соответствии с функциональной характеристикой выходной сигнал будет изменяться по некоторому другому закону $y(t) = f[x(t), x(t)]$, причем в любой момент времени значение выходного сигнала будет отличаться от того, которое может быть определено по статической характеристике. Это значение установится через некоторое время после того, как прекратится изменение входного сигнала. Промежуток времени от момента окончания изменения входной величины до окончания изменения выходной (до достижения выходной величины установленвшегося значения, соответствующего статической характеристике), называется временем переходного процесса. Параметры, определяющие длительность переходного процесса и закон изменения выходной величины во время переходного процесса, находятся по динамическим характеристикам преобразователя.

Существование конечных переходных процессов в преобразователях в общем случае объясняется двумя физическими явлениями, связанными с процессом передачи энергии – инерционностью и запаздыванием, что в свою очередь обусловлено ограниченностью

мощности входного сигнала (источника вспомогательной энергии) и конечностью скорости распространения сигнала.

Для того, чтобы иметь возможность сравнивать преобразователи по их динамическим характеристикам, надо рассматривать их при одинаковых законах изменения входного сигнала $x(t)$. Обычно в качестве типового рассматривают скачкообразное изменение входного сигнала, "ступеньку". При этом можно выделить несколько типовых законов изменения $y(t)$, в соответствии с которыми в теории автоматического регулирования проводится систематизация типовых динамических звеньев, которой мы будем придерживаться при классификации преобразователей по их динамическим характеристикам.

Апериодическое звено

На рис. I7 показаны временные диаграммы изменения входных и выходных величин такого преобразователя. В момент времени t_1 происходит скачкообразное изменение x , на вход преобразователя подается ступенька от x_1 до x_2 , причем предполагается, что это изменение происходит мгновенно.

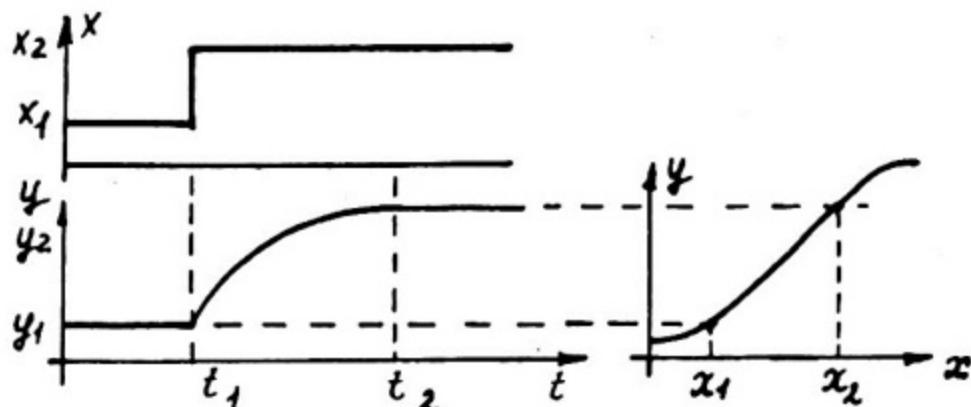


Рис. I7. Переходный процесс в преобразователе типа "апериодическое звено"

Выходная величина начинает плавно изменяться и к моменту времени t_2 достигает (с определенной степенью точности) своего установившегося значения, которое можно определить по статической характеристике. В соответствии с определением, интервал $[t_2 - t_1]$ и есть время переходного процесса. Для преобразователей такого типа дифференциальное уравнение, описывающее закон изменения $y(t)$ в течении переходного процесса, имеет вид:

$$y(t) + T_0 \frac{dy(t)}{dt} = K_0 x(t),$$

где $K_0 = \frac{dy}{dx}$ – коэффициент передачи, определяемый по статической характеристике; T_0 – постоянная времени преобразователя, т.е. некоторый коэффициент, имеющий размерность времени.

Постоянная времени определяет инерционность преобразователя и обусловлена характером физических процессов, протекающих в нем, т.е. зависит от вида энергии. Так, для механических преобразователей T_0 в соответствии с законом Ньютона зависит от массы или от момента инерции подвижных частей; в электрических – T_0 будет определяться наличием в цепи реактивных элементов (емкости или индуктивности) и их соотношением с величиной активного сопротивления; в гидро-пневмоэлементах T_0 физически обусловлена конечностью скорости распространения сигнала в среде, ее сжимаемостью и т.д.

Решение дифференциального уравнения с учетом краевых условий $t < t_1 \quad x=x_1, \quad y=y_1 = K_0 x_1, \quad t \rightarrow \infty \quad x=x_2, \quad y=y_2 = K_0 x_2$ имеет вид
 $y(t) = K_0 [x_2 - (x_2 - x_1) e^{-t/T_0}]$.

При анализе динамических характеристик в теории автоматического управления принято дифференциальные уравнения записывать в операторной форме, когда производная заменяется оператором Лапласа $\frac{d}{dt} \Rightarrow S$ $x(t) \Rightarrow x(s), y(t) \Rightarrow y(s)$ и уравнение, записанное в операторном виде

$$y(s) + T_0 S \cdot y(s) = K_0 x(s),$$

решается алгебраически:

$$\text{откуда } y(s) = \frac{K_0}{1+T_0 S} x(s),$$

Отношение $\frac{y(s)}{x(s)}$, полученное в результате его решения, называется передаточной функцией и обозначается $W(S)$. В случае апериодического звена, передаточная функция имеет вид:

$$W(S) = \frac{K_0}{1+T_0 S}.$$

Решение уравнения в операторной форме, предусматривающее переход от изображения к его оригиналу, дает уже приведенный ранее закон изменения выходной величины во время переходного процесса. Аналогичный вид переходного процесса будет при скачкообразном уменьшении входного сигнала. Представляем читателю самостоятельно нарисовать его.

Колебательное звено

В этом случае переходный процесс может быть трех типов (рис. I8). Дифференциальное уравнение и передаточная функция колебательного звена, полученные с помощью методики, аналогичной ранее описанной, имеют следующий вид: $T_0^2 \frac{d^2y(t)}{dt^2} + 2\xi_0 T_0 \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = K_0 x(t)$. $T_0^2 S^2 y(s) + 2\xi_0 T_0 S y(s) + y(s) = K_0 x(s)$,

откуда

$$W(S) = \frac{K_0}{T_0^2 S^2 + 2\xi_0 T_0 S + 1}$$

где ξ_0 – безразмерный коэффициент, называемый декрементом затухания; от его величины и зависит вид переходного процесса. При $0 < \xi_0 < 1$ переходный процесс имеет вид затухающих колебаний около установившегося значения y_2 (рис. I8, а). При $\xi_0 = 0$ – дифференциальное уравнение и передаточная функция имеют вид

$$T_0^2 \frac{d^2y(t)}{dt^2} + y(t) = K_0 x(t), \quad W(S) = \frac{K_0}{T_0^2 S + 1}$$

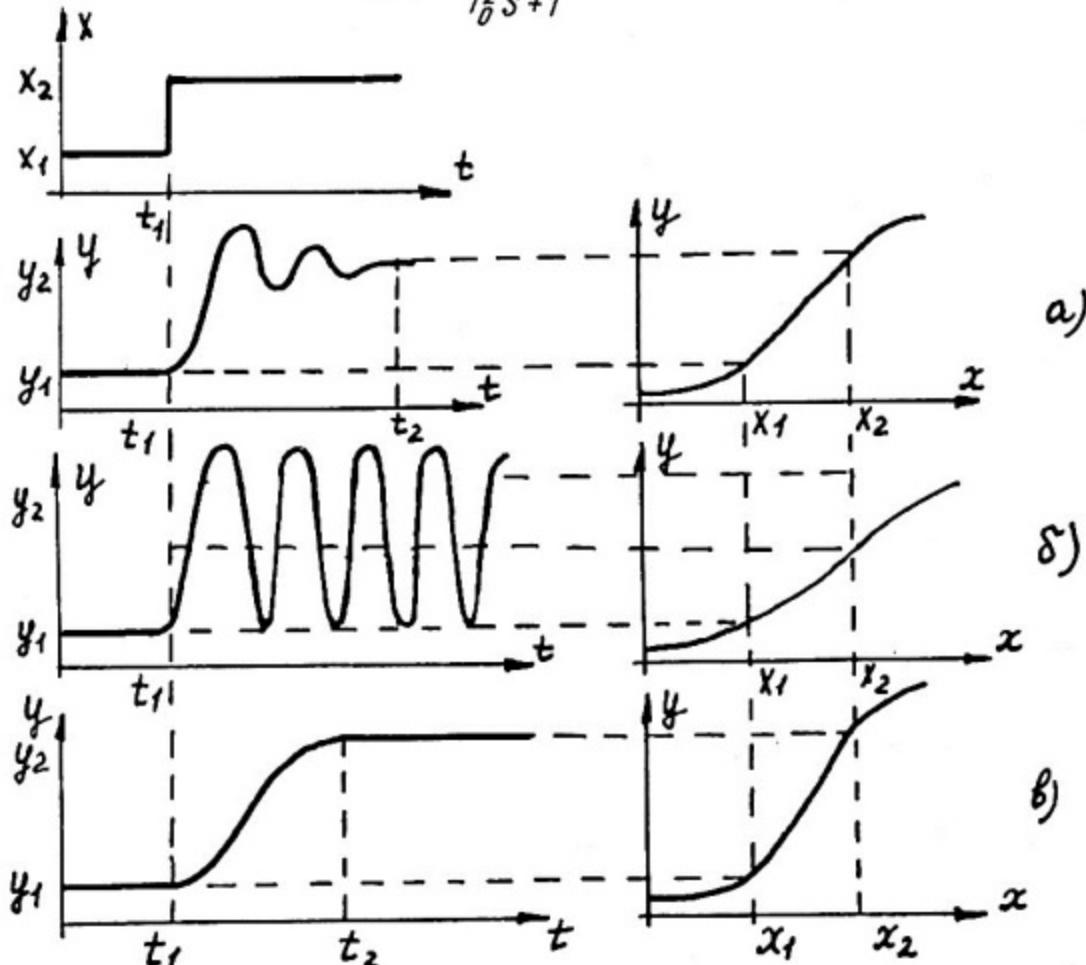


Рис. I8. Виды переходного процесса в преобразователе типа "колебательное звено"

Переходный процесс (рис. I8,в) незатухающие колебания с частотой $\Omega = \frac{1}{T_0}$, которая называется собственной частотой преобразователя. При $\xi_0 > 1$ переходный процесс имеет монотонный характер (рис. I8,в). Очевидно, с точки зрения работы САУ это самый предпочтительный случай.

Из рис. I8,б видно, что при $\xi_0 = 0$ длительность переходного процесса бесконечно велика, что в САУ недопустимо. Для того, чтобы избавиться от колебательности используют специальные корректирующие устройства или местные обратные связи.

Звено запаздывания

Вид переходного процесса такого звена показан на рис. I9, а уравнение и передаточная функция записываются как $y(t) = K_0 x(t-t_3)$ и $W(s) = K_0 e^{-t_3 s}$. Запаздывание может сочетаться с апериодичностью и колебательностью. В теории автоматического управления рассматриваются и другие звенья: интегрирующие, дифференцирующие. Приведем только их уравнения и передаточные функции: для интегрирующего звена

$$y(t) = K_0 \int_0^t x(\tau) d\tau \quad \text{или} \quad \frac{dy(t)}{dt} = K_0 x(t); \quad W(s) = \frac{K_0}{s};$$

для дифференцирующего звена

$$y(t) = K_0 \frac{dx(t)}{dt} \quad \text{или} \quad \int y(t) dt = K_0 x(t) \quad W(s) = K_0 s;$$

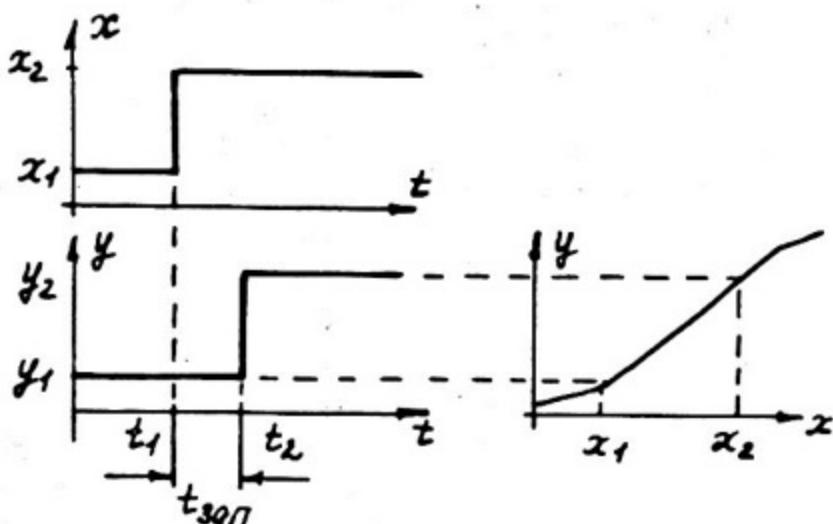


Рис. I9. Переходный процесс в преобразователе с чистым запаздыванием

Для сравнения различных преобразователей с учетом их статических и динамических характеристик, конечно, при условии идентичности вида переходного процесса используется понятие ДОБРОТНОСТИ, D , которое есть отношение коэффициента передачи мощности к постоянной времени $D = \frac{K_W}{T_D}$. Сравнив два преобразователя по этому параметру, можно выбрать тот, который может обеспечить создание системы с более высокими показателями.

I.5. КЛАССИФИКАЦИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПО ВИДУ СИГНАЛА. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДИСКРЕТНОГО ДЕЙСТВИЯ

Сигналы как носители информации могут быть классифицированы по ряду признаков. Одним из важнейших – непрерывность или дискретность.

Непрерывным называется сигнал, который существует всегда, в любой момент времени, и может принимать любое значение во всем динамическом диапазоне. Нарушение одного или обоих условий означает переход к сигналу дискретному.

Таким образом, дискретные сигналы могут быть трех типов: с квантованием по амплитуде, по времени, по амплитуде и времени. На рис.20 показаны временные диаграммы для всех трех случаев, пунктиром показан соответствующий непрерывный сигнал.

Использование дискретных сигналов облегчает передачу и обработку информации, так как при этом появляется возможность более надежной фильтрации всякого рода шумов и помех и выделения основного сообщения. Правда, следует иметь в виду возможность потери части информации. Повышение точности передачи информации в системах с дискретными сигналами за счет правильного выбора шага квантования, использования специальных методов кодирования и декодирования – одна из основных задач курса информационной техники.

В соответствии с типами обрабатываемых сигналов преобразователи также можно разделить на три группы: с квантованием по амплитуде, по времени, по амплитуде и времени. При этом не имеет

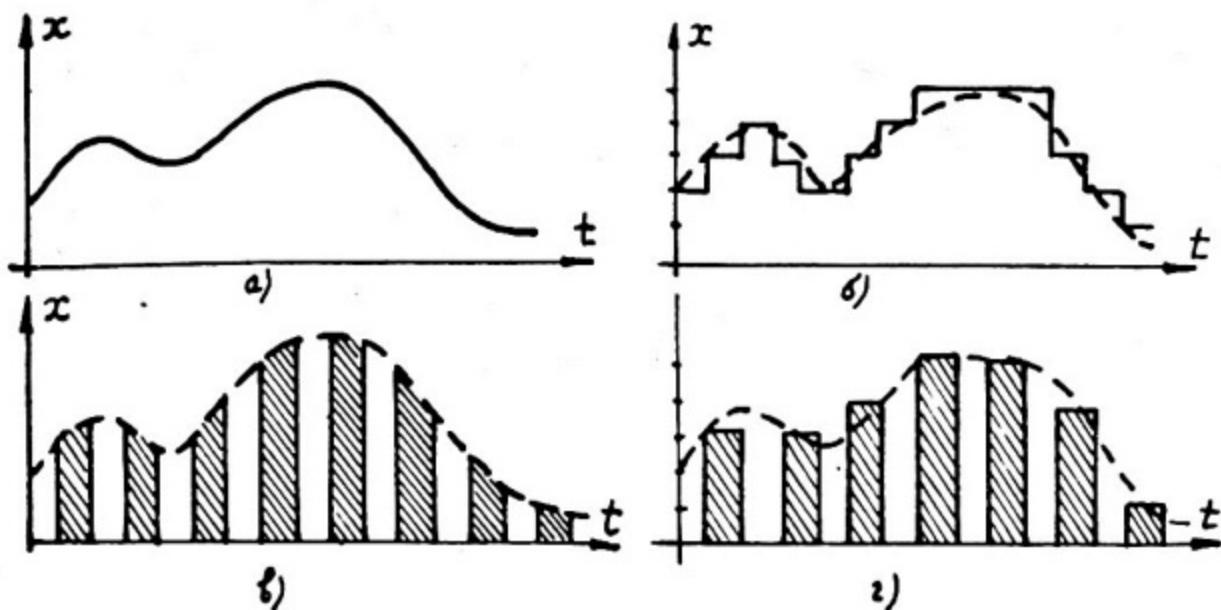


Рис.20. Виды сигналов: а) непрерывный; б) с квантованием по амплитуде; в) с квантованием по времени; г) с квантованием по времени и амплитуде

существенного значения, какой сигнал – входной или выходной – дискретен. В дальнейшем изложении ограничимся рассмотрением преобразователей с непрерывным входным и дискретным выходным сигналом. Преобразователи с дискретными входными и выходными сигналами и физическая природа их работы подробно изучаются в курсах электроники и импульсной техники.

Преобразователи дискретного действия (ПДД) с квантованием по амплитуде

ПДД такого типа, как и преобразователи непрерывного действия (ПНД), описываются функциональными характеристиками и соответственно их свойства иллюстрируются регулировочными и внешними характеристиками. Несколько типовых регулировочных характеристик с квантованием по амплитуде показаны на рис.21,а,б,в,г. Как и прежде, все рассматривается на примере униполярных преобразователей. Значения входного сигнала, при котором происходит скачкообразное изменение выходного, когда выходной сигнал переходит на новый, более высокий уровень, называется сигналом срабатывания (переброса, опрокидывания, отпирания). В общем случае,

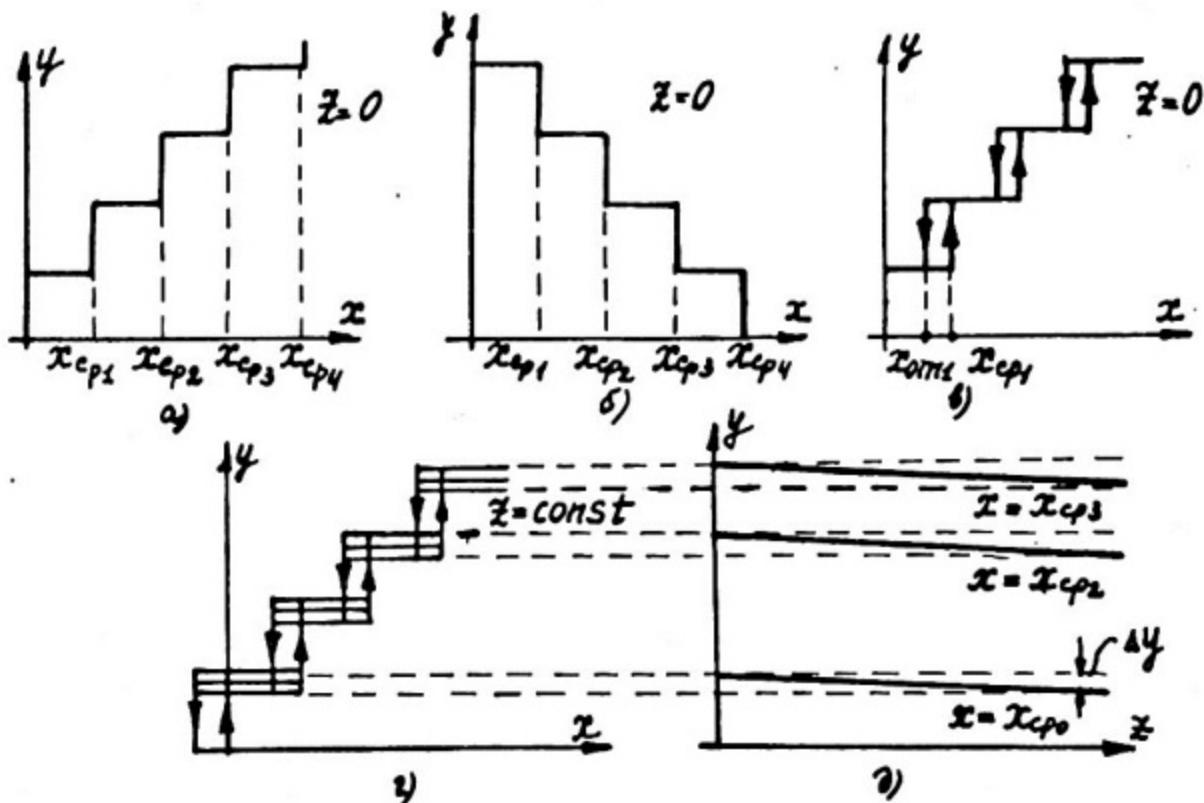


Рис.21. Регулировочные (а,б,в,г) и внешняя (д) характеристики
униполярных ПДД с квантованием по амплитуде

при уменьшении входного сигнала скачкообразное уменьшение выходного сигнала произойдет при другом, отличном от срабатывания, сигнале управления, называемом сигналом отпускания (запирания, возврата). Отношение $\frac{x_{cp}}{x_{off}}$ называется коэффициентом возврата. На рис.21,д показана внешняя характеристика, поясняющая работу ПДД под нагрузкой и построенная на основе регулировочной характеристики рис.21,г. Как видно, характеристика имеет вид, аналогичный внешней характеристике ПНД, но может существовать не при произвольном значении входного сигнала, а только при $x=x_{cp_i}$. Есть еще две существенные особенности, отличающие внешние характеристики ПДД и ПНД. Во-первых, изменение нагрузки не должно вызывать изменения уровней срабатывания и отпускания; во-вторых, изменение выходной величины при изменении нагрузки должно быть много меньше шага квантования, т.е. $\Delta y \ll [y_i - y_{(i-1)}]$.

Показанные на рис.22 регулировочные характеристики нереверсивных ПДД с квантованием по амплитуде не требуют пояснений.

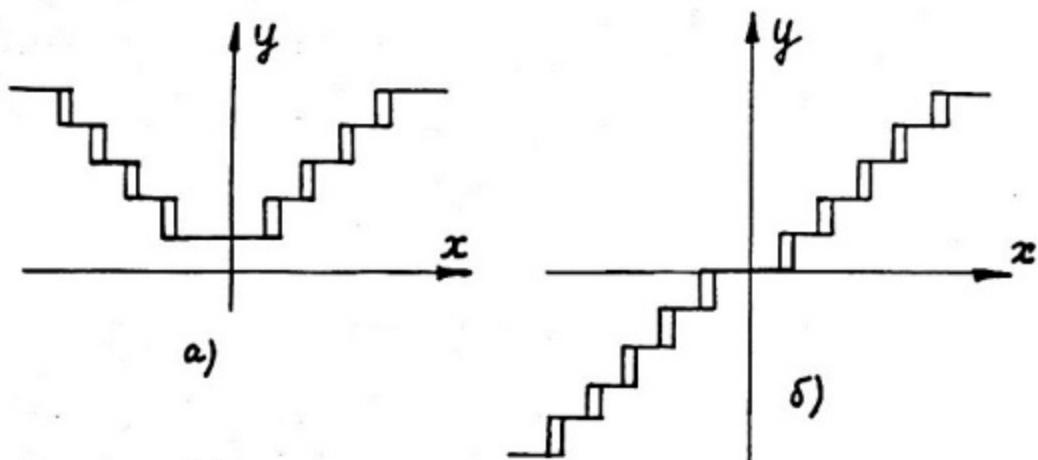


Рис.22. Регулировочные характеристики нереверсивного (а) и реверсивного (б) ПДД с квантованием по амплитуде

Среди ПДД с квантованием по амплитуде особый интерес представляют такие, в которых существуют как правило два (иногда три) уровня квантования, т.е. выходная величина может принимать два /три/ значения. Такие преобразователи называются релейными или просто реле.

На рис.23,24,25 показаны типовые статические характеристики релейных ПДД, построенных на базе униполярных, нереверсивных и реверсивных преобразователей. Эти преобразователи используются столь широко, что каждая характеристика имеет свое название, часто встречающееся в специальной литературе по разным отраслям знаний.

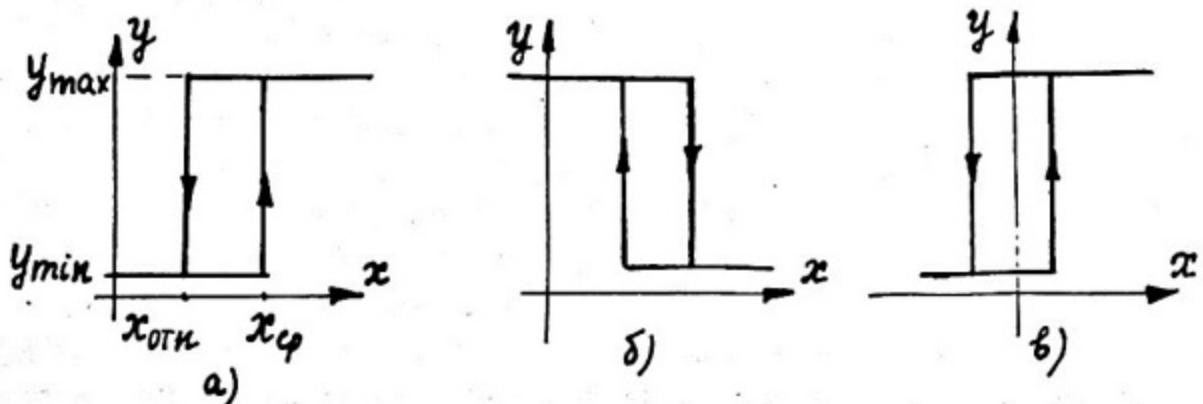


Рис.23. Регулировочные характеристики реле на базе униполярных преобразователей: а) униполярное реле – повторитель; б) униполярное реле – инвертор; в) униполярный статический триггер

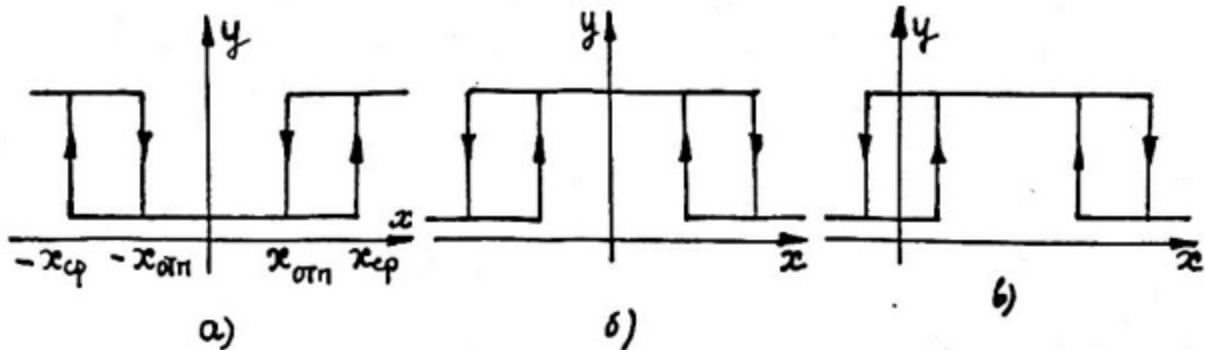


Рис.24. Регулировочные характеристики реле на базе нереверсивных преобразователей: а) нейтральное реле повторитель; б) нейтральное реле инвертор; в) статический триггер с однополярным выходом

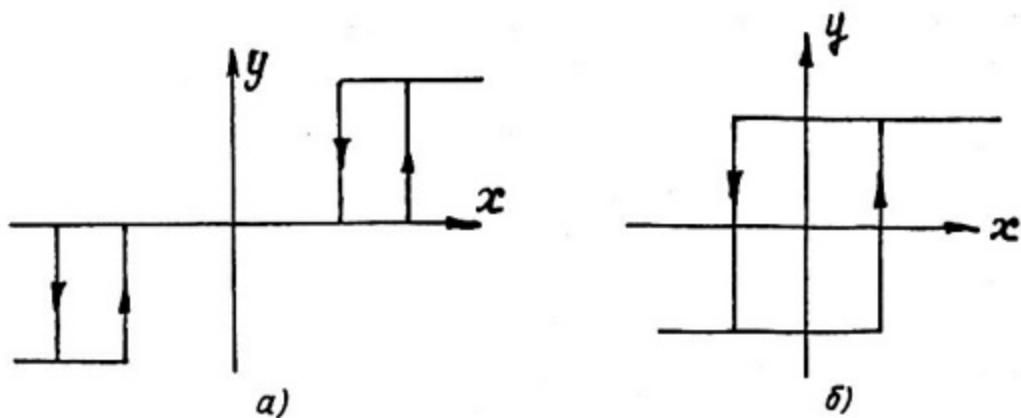


Рис.25. Регулировочные характеристики реле на базе реверсивных преобразователей: а) трехпозиционное реверсивное реле; б) двухпозиционное реверсивное реле (реверсивный триггер)

ПДД с квантованием по времени

Как следует из определения, сигнал на выходе таких преобразователей может принимать любое значение в пределах динамического диапазона, но существует только в определенные промежутки времени. По определению статической характеристики, должен быть исключен фактор времени. Сопоставив эти два определения, придем к выводу, что статические регулировочные и внешние характеристики ПДД с квантованием по времени ничем не отличаются от соответствующих характеристик ПНД.

Интервал времени, в течение которого происходит преобразование входного сигнала, т.е. в течение которого существует выход-

ной сигнал, может иметь постоянную продолжительность и повторяться с постоянной частотой – самый простой вид ПДД с квантованием по времени. ПДД с квантованием по времени более сложного типа, в которых непрерывный входной сигнал преобразуется в длительность импульсов при постоянной частоте их следования или в частоту следования импульсов постоянной длительности, называются широтно-импульсными (ШИМ) и частотно-импульсными модуляторами (ЧИМ). Такие модуляторы особенно полезны в телемеханических системах ввиду того, что при передаче такого сигнала на большие расстояния всякого рода шумы и помехи оказывают минимальное влияние. В ШИМ и ЧИМ системах переменной, выходной величиной можно считать отношение длительности импульса к периоду – скважность $\xi = \frac{t_u}{T}$. Введение понятия скважности позволяет по обобщенной теории рассматривать работу ШИМ и ЧИМ преобразователей.

В ПДД с квантованием по времени в промежутках между интервалами проводимости сигнал на выходе может быть равен нулю или изменяться по некоторому произвольному (чаще экспоненциальному) закону (рис.26). Во втором случае временная диаграмма выходного

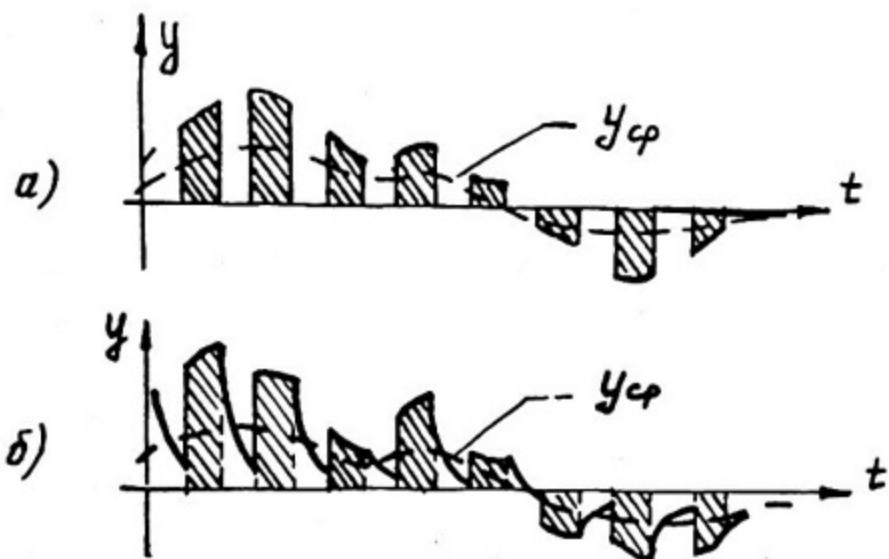


Рис.26. Временные диаграммы работы ПДД с квантованием по времени:
а) $y=0$ вне интервала проводимости; б) $y \neq 0$ вне интервала проводимости

сигнала напоминает характеристику ПНД, но таковой считаться не может, так как вне интервалов проводимости $y(t)$ не является отображением $x(t)$ и не происходит ни преобразования, ни передачи информации (незаштрихованные участки на рис.26,б).

Важно отметить еще одну особенность таких ПДД: если за выходную величину считать не мгновенное, а среднее значение $U_{ср}$ (пунктир на рис.26), то такой преобразователь должен быть отнесен к ПНД, поскольку среднее значение $U_{ср}$ может изменяться во всем динамическом диапазоне от 0 до $(U_{ср})_{\text{макс}}$ и существует всегда.

ПДД с квантованием по времени и амплитуде

Диаграмма, поясняющая работу таких преобразователей, показана на рис.20,е. Учтя замечание, сделанное в начале предыдущего параграфа, можно сделать вывод, что статические характеристики таких преобразователей полностью совпадают с характеристиками, ПДД с квантованием по амплитуде. ПДД с квантованием по времени и амплитуде широко используются для создания кодовых сигналов. Для этого используют преобразователи с двумя уровнями квантования по амплитуде, которым условно приписывают значение 1 и 0; наличие сигнала на выходе - 1, отсутствие - 0. Импульсы, образующие код, могут передаваться последовательно во времени по одному каналу связи (последовательный код) или одновременно по нескольким каналам связи, число которых должно соответствовать числу импульсов в максимальном сигнале (параллельный код). Последовательный режим проще осуществляется аппаратурно, но требует большого времени для передачи сигнала, параллельный - обладает высоким быстродействием, но требует более сложного аппаратурного решения. Коды, в которых все импульсы имеют одинаковый "вес", "цену", независимо от их положения в посылке, называются унитарными. Для передачи больших информационных сигналов они не пригодны, так как либо требуют много каналов связи, либо очень медленно передают информацию. Поэтому чаще применяются более сложно организованные коды, в которых "вес" импульса зависит от его положения в посылке, например, двоично-десятичные, восьмеричные, шестнадцатиричные и т.д. Такие коды используются в современных ЭВМ и рассматриваются в соответствующих курсах "Организация ЭВМ", "Машинная математика" и т.д.).

Квазидискретный режим работы ПНД

Иногда возникает необходимость перевести ПНД в дискретный режим работы. Это достигается, в частности, соответствующим выбором сигнала управления, используя сигнал управления, превы-

шающий x_{MAX} . Использование такого режима работы ПНД целесообразно в тех случаях, когда благодаря ему удается существенно снизить потери в преобразователе и увеличить выходную мощность. Особенно ощутим этот выигрыш в активных преобразователях, обладающих памятью. Подав один раз сигнал управления, можно в течение длительного времени передавать в нагрузку сигнал большой мощности. Такие преобразователи получили название ключевых или просто - ключей (с сохранением принятого состояния, т.е. с памятью).

2. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ.

КЛАССИФИКАЦИЯ И ВЛИЯНИЕ ОС НА ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

При рассмотрении структуры САУ и ее принципа действия отмечалась определяющая роль главной обратной связи для работы системы и целесообразность использования местных обратных связей для улучшения характеристик отдельных преобразователей и системы в целом. Ограничимся рассмотрением местных ОС и их влиянием на основные характеристики преобразователей.

Структура преобразователя с ОС показана на рис.27, где

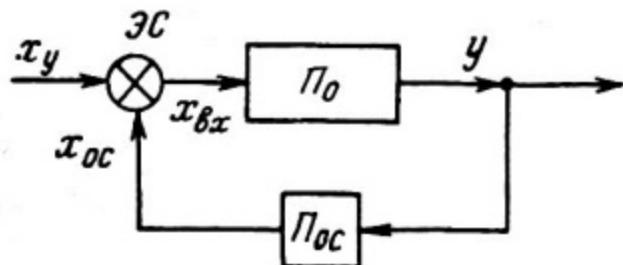


Рис.27. Структура преобразователя с ОС

Π_0 – основной преобразователь, Π_{OS} – преобразователь обратной связи, ЭС – элемент сравнения или сумматор. По существу, рассматриваемая структура представляет собой сочетание двух определенным образом соединенных преобразователей, каждый из которых имеет известные статические и динамические характеристики. Выходной сигнал основного преобразователя является входным для преобразователя ОС, а его выходной сигнал, называемый сигналом обратной связи, в свою очередь через сумматор поступает на вход основного преобразователя.

Из структурной схемы видно, что сигнал x_{OC} должен иметь ту же физическую природу, что и сигнал управления x_y , поступающий на сумматор извне.

В настоящей главе рассматривается классификация обратных связей и их влияние на характеристики и основные параметры преобразователей.

2.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И НАЗНАЧЕНИЕ ОС

По характеру взаимодействия сигналов ОС и управления

Из рис.27 видно, что сигнал, поступающий непосредственно на вход преобразователя, может быть больше или меньше управляющего сигнала, отличаясь от него на величину x_{oc} . Если сигнал ОС усиливает действие управляющего, т.е. если $x_{bx} = x_u + x_{oc}$, то такая ОС называется положительной (ПОС); если $x_{bx} = x_u - x_{oc}$, то имеет место отрицательная ОС (ООС).

Поскольку главная ОС в системе всегда отрицательная, при анализе САУ сигнал на выходе элемента сравнения обычно называют сигналом ошибки ϵ , но так как в преобразователях могут использоваться как ООС, так и ПОС, в дальнейшем ради общности будем применять термин входной сигнал – x_{bx} .

По виду статической характеристики преобразователя ОС (по виду функции $x_{oc} = f(y)$)

Если $x_{oc} = \beta y$, т.е. если преобразователь ОС имеет линейную характеристику, то такая ОС называется ЛИНЕЙНОЙ, во всех других случаях – нелинейной. Примеры наиболее часто использующихся нелинейных ОС: логарифмическая $x_{oc} \sim \ln y$, степенная $x_{oc} \sim y^n$.

Выбор типа нелинейной обратной связи определяется ее назначением, характером изменения выходной величины и рядом других факторов. Например, логарифмическую ОС целесообразно применять при большом динамическом диапазоне изменения выходной величины. В дальнейшем ограничимся рассмотрением линейной ОС.

По виду передаточной функции преобразователя ОС

Передача сигнала преобразователем ОС происходит во времени, что создает зависимость $x_{oc} = f(y, t)$. В ряде случаев инерционностью преобразователя ОС можно пренебречь. Такая ОС называется жесткой. Если инерционностью Π_{oc} пренебречь нельзя, говорят о гибкой, или динамической обратной связи. Наиболее часто встречаются следующие виды гибкой ОС:

$$\text{инерционная, } W_{oc}(S) = \frac{\beta}{T_{oc} S + 1};$$

дифференцирующая, $W_{OC}(S) = \beta S$; $x_{OC}(t) = \beta \frac{dy(t)}{dt}$;
интегрирующая, $W_{OC}(S) = \beta s$; $x_{OC}(t) = \beta \int y(t) dt$.

В дальнейшем ограничимся рассмотрением жесткой линейной обратной связи. Гибкие и нелинейные ОС рассматриваются в курсах электроники и ТАУ.

По глубине ОС

Разомкнем цепь ОС у входа на элемент сравнения и, рассматривая структуру из двух последовательно соединенных преобразователей, найдем значение сигнала обратной связи

$$x_{OC} = \beta y = \beta (K_D x_{BX}) = \beta K_D x_{BX} .$$

Произведение βK_D называется коэффициентом передачи разомкнутой системы или петлевым коэффициентом. Он показывает, какую часть входного сигнала составляет сигнал обратной связи; не трудно видеть, что при $\beta K_D \geq 1$ в случае ПОС, даже при нулевом управляющем сигнале существует ненулевой выходной за счет того, что $x_{BX} = x_{OC} \neq 0$, т.е. выходной сигнал поддерживает сам себя. Таким образом, при ПОС и петлевом коэффициенте $\beta K_D \geq 1$, основной преобразователь меняет режим работы, становится релейным, а если он при этом является активным, то может стать генератором.

Из приведенного рассуждения следует, что петлевой коэффициент, определяющий глубину ОС, - важный параметр для анализа работы преобразователя ОС. ОС считается глубокой, если $\beta K_D \sim 1$.

По способу формирования сигнала ОС

Этот признак классификации для простоты понимания разберем на примере электрических преобразователей (рис.28).

В схеме рис.28,а, где на вход преобразователя ОС поступает напряжение, равное напряжению на нагрузке, имеет место ОС по напряжению: $x_{OC} \sim U_H$.

В схеме рис.28,б на вход преобразователя ОС поступает напряжение, пропорциональное току нагрузки, это напряжение снимается со специального токосъемного сопротивления R_o включенного последовательно с сопротивлением нагрузки, т.е. реализована ОС по току. Учтя, что для преобразователя, выходной величиной которого является напряжение U_H , ток I_H - нагрузочный параметр, можно сделать вывод: сигнал обратной связи формируется или по выходной величине $|x_{OC} \sim y|$ или по нагрузочному параметру $|x_{OC} \sim z|$.

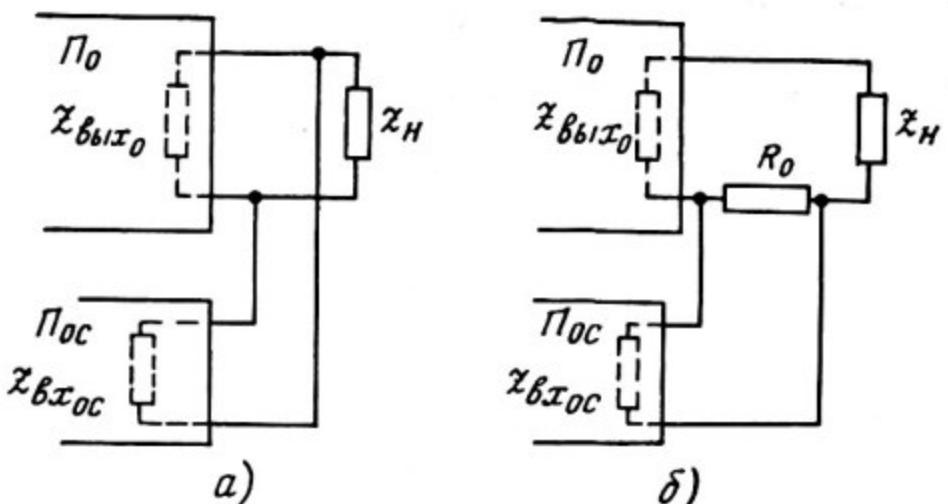


Рис.28. Формирование сигнала обратной связи по напряжению (а) и по току (б) нагрузки

На рис.28 пунктиром показаны выходное сопротивление $Z_{\delta x_{0c}}$ основного преобразователя и входное сопротивление $Z_{\delta x_{0c}}$ преобразователя обратной связи.

Предоставим читателю сформулировать условия реализации схем рис.28,а и 28,б, т.е. установив необходимые соотношения между Z_H , $Z_{\delta x_{0c}}$ и $Z_{\delta x_{0c}}$, и таким образом определить области применения этих схем.

По способу суммирования x_{0c} и x_u .

Этот признак классификации также рассмотрим на примере электрических преобразователей (рис.29).

На рис.29,а выход преобразователя обратной связи подключен параллельно источнику сигнала управления, а на рис.29,б – последовательно с ним. Соответственно и ОС называется параллельной и последовательной. В электромагнитных преобразователях возможно суммирование не электрических величин, тока или напряжения, а магнитных потоков (рис.29,в). Такая ОС называется магнитной. Могут быть и другие способы суммирования, например, одновременное существование электрической и магнитной ОС. Такие ОС называются комбинированными.

В схемах рис.29 также должны выполняться определенные соотношения между выходным сопротивлением преобразователя ОС ($Z_{\delta x_{0c}}$) и входным сопротивлением $Z_{\delta x_0}$ основного преобразователя. Предлагаем читателю сформулировать эти условия.

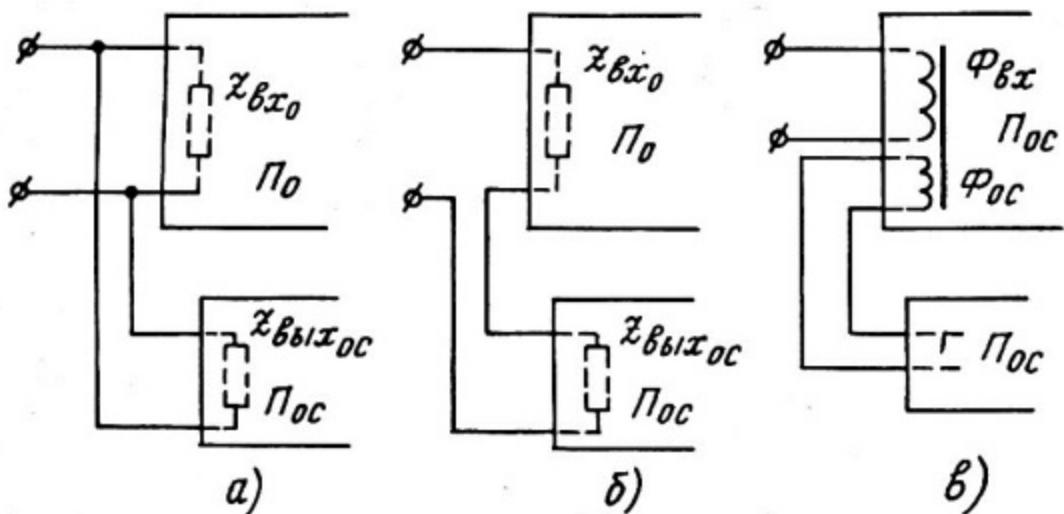


Рис.29. Классификация обратных связей по способу суммирования x_{oc} и x_y : а) параллельная; б) последовательная; в) магнитная ОС

Назначение обратных связей

Как отмечалось в введении, местные обратные связи, охватывающие один или несколько преобразователей, используются для улучшения их статических и динамических характеристик. Ограничившись только рассмотрением жестких линейных ОС, отметим, что обратные связи могут оказать влияние на:

- коэффициент передачи преобразователя;
- линейность и симметричность его статических характеристик;
- длительность (а иногда и характер) переходного процесса,
- т.е. динамические характеристики;
- величины входных и выходных сопротивлений;
- стабильность работы.

Рассмотрим это влияние более подробно.

2.2. ВЛИЯНИЕ ОС НА КОЭФФИЦИЕНТ ПЕРЕДАЧИ И РЕГУЛИРОВОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Влияние на коэффициент передачи и его аналитическое выражение. Считаем, что характеристики и параметры основного преобразователя и преобразователя обратной связи известны (K_0 и β). Задача фактически сводится к нахождению коэффициента передачи эквивалентного преобразователя K (рис.30).

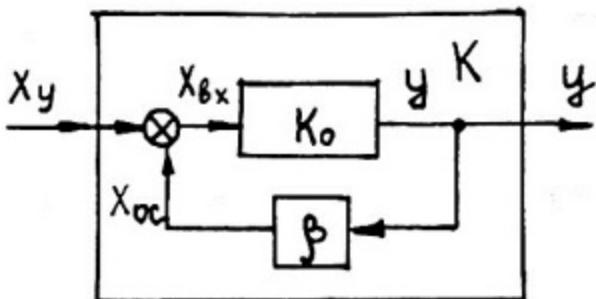


Рис.30. К определению коэффициента передачи преобразователя с ОС.

Запишем основные соотношения, связывающие входные и выходные величины, используя введенные ранее определения:

$$y = K_0 x_{bx} \quad (\text{при отсутствии ОС } x_{bx} = x_y),$$

$$x_{oc} = \beta y$$

$$x_{bx} = x_y \pm x_{oc}$$

(Верхний знак "+" для ПОС, нижний, "-" для ООС). Для искомого преобразователя $y = K x_y$. Найдем значение управляющего сигнала x_y , необходимое для получения такого же выходного сигнала в преобразователе с ОС, которое в основном преобразователе было при заданном x_{bx} : $x_y = x_{bx} \mp x_{oc}$ – здесь по-прежнему верхний знак для случая ПОС, нижний для ООС. Выразив $x_y = \frac{y}{K}$, $x_{bx} = \frac{y}{K_0}$ и подставив их в это соотношение, получим: $\frac{y}{K} = \frac{y}{K_0} \mp \beta y$, откуда

$$K = \frac{K_0}{1 \mp \beta K_0} . \quad (I)$$

Из (I) видно, что ПОС увеличивает в $\frac{1}{1-\beta K_0}$ раз коэффициент передачи, а ООС уменьшает его соответственно в $\frac{1}{1+\beta K_0}$ раз. Если заводится ПОС с петлевым коэффициентом $\beta K_0 = 1$, то в соответствии с (I) $K \rightarrow \infty$, что согласуется с замечанием, приведенным в п.2.1. Выражение (I) справедливо для режима холостого хода. Влияние нагрузки на изменение коэффициента передачи при введении ОС будет рассмотрено в п.2.4.

Графические методы построения регулировочных характеристик преобразователя с ОС

Существует несколько методик графического построения регулировочных характеристик, но все они основаны на нахождении управляющего сигнала x_y , необходимого для получения некоторого

значения y , путем графического сложения или вычитания $x_{\text{вх}}$ и $x_{\text{ОС}}$. Использование этих методов особенно целесообразно в тех случаях, когда основной преобразователь или преобразователь ОС (или оба) имеют нелинейные характеристики и применение аналитических методов затруднено.

Для упрощения изложения и понимания методов рассмотрим их применительно к линейным преобразователям.

Метод прямого построения

Представим характеристики основного преобразователя и преобразователя ОС (рис.3I, а, б), а затем совместим их в одной системе координат, для чего развернем второй график (рис.3I, в, г).

По оси абсцисс объединенного графика можно отсчитывать x_y , $x_{\text{вх}}$, $x_{\text{ОС}}$ (эти величины одной физической природы). Используя основные определения, данные при классификации ОС, по взаимному расположению характеристик можно определить знак и глубину ОС.

Если обе характеристики расположены в одном квадранте (т.е. если знаки $x_{\text{ОС}}$ и $x_{\text{вх}}$ одинаковы), то имеет место положительная ОС (рис.3I, в), если в разных – отрицательная (рис.3I, г).

Сравним при некотором фиксированном значении выходного сигнала $y=y'$, соответствующие ему $x_{\text{вх}}$ и $x_{\text{ОС}}$. Если $|x_{\text{ОС}}| < |x_{\text{вх}}|$, то петлевой коэффициент $\beta K_0 < 1$ (рис.3I, в, г). При $|x_{\text{ОС}}| > |x_{\text{вх}}|$ – $\beta K_0 > 1$ (рис.3I, д, е).

Найдем значение x_y , необходимое для получения y' , для чего отложим от $x_{\text{вх}}$ отрезок, равный $x_{\text{ОС}}$ (т.е. найдем $x_y = x_{\text{вх}} \mp x_{\text{ОС}}$) и определим точку А (рис.3I, в, г) искомой характеристики с координатами $(x_y; y')$.

В случае не линейных характеристик повторим эту процедуру еще для нескольких значений выходного сигнала. Для линейных преобразователей повторных построений можно и не делать, а просто провести прямую до уровня $y=y_{\text{МАКС}}$ через начало координат и найденную точку А. Итоговые характеристики, полученные таким образом для линейных и нелинейных преобразователей, охваченных ПОС и ООС при $\beta K_0 < 1$, показаны на рис.32. Из этого рисунка видно, что коэффициент передачи К при ООС уменьшается, а при ПОС увеличивается, что соответствует полученному выражению (I). Особенности характеристик при ПОС в случае $\beta K_0 > 1$ будут рассмотрены ниже.

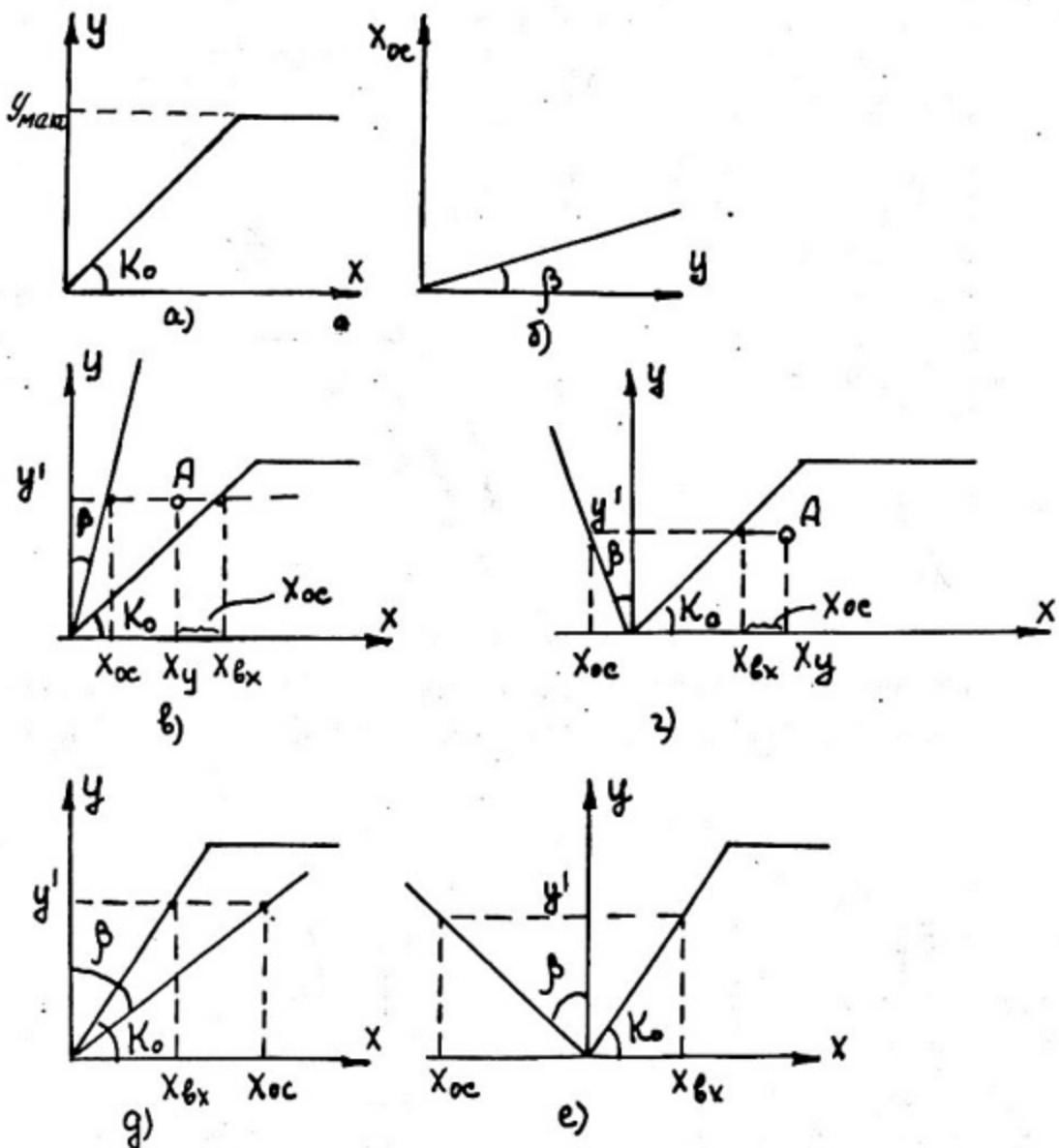


Рис.31. Регулировочные характеристики: а) основного преобразователя; б) преобразователя ОС; в) совмещение а и б для ПОС; г) совмещение а и б для ООС; д) совмещение характеристик при $K_{\beta} > 1$ для ПОС; е) совмещение характеристик при $K_{\beta} > 1$ для ООС

Метод построения с зеркальным отражением
характеристики ОС

Чтобы упростить процедуру нахождения $x_y = x_{\beta x} \mp x_{\beta C}$, можно характеристику преобразователя ОС (рис.33) отобразить симметрично относительно оси ординат. В этом методе при ПОС характеристика ОС будет лежать во втором квадранте, а для ООС – в первом. Дальнейшее построение ясно из рисунка.

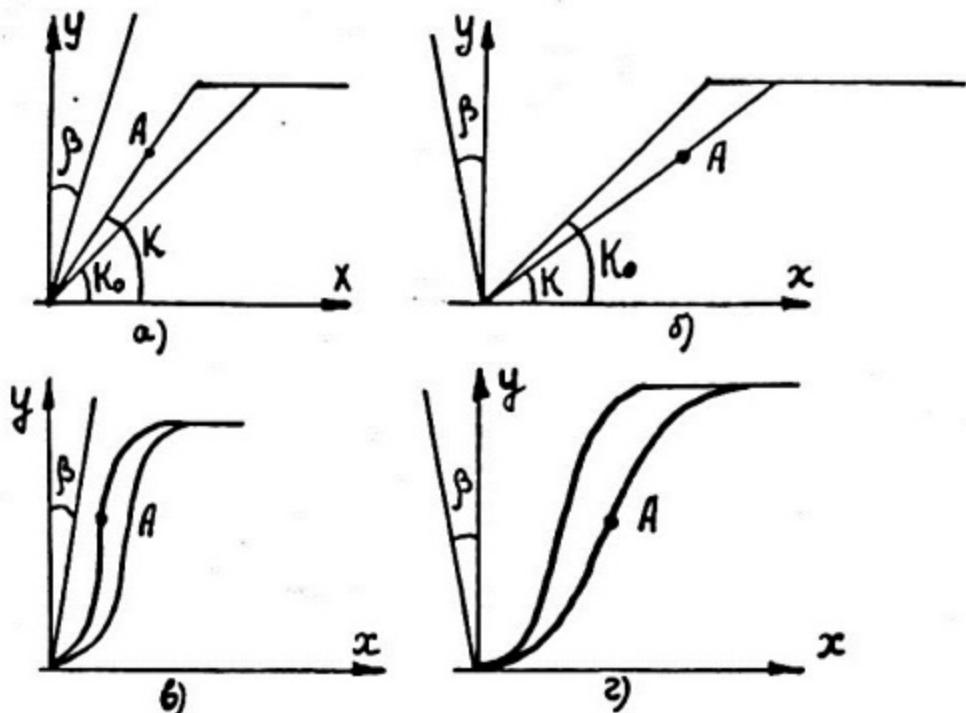


Рис.32. Итоговые характеристики для линейных (а, б) и нелинейных (в, г) преобразователей, охваченных ПОС (а, в) и ООС (б, г) при
 $\beta K_0 < 1$

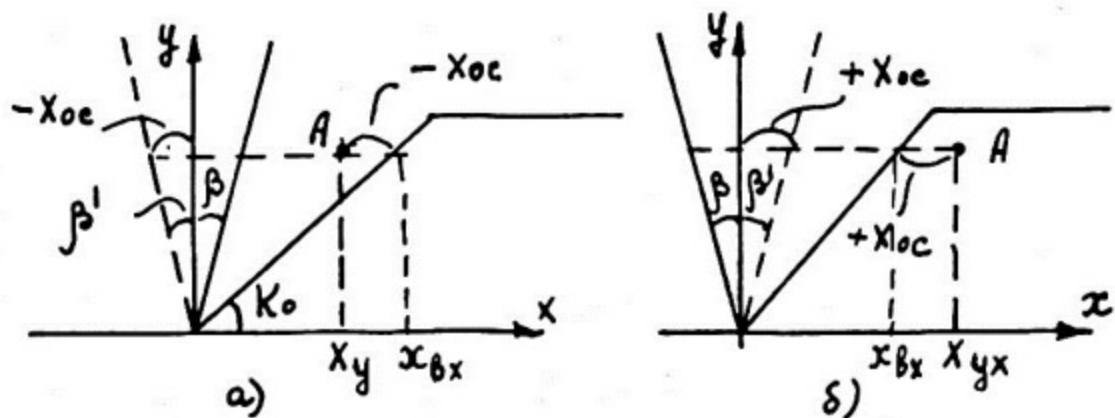


Рис.33. Построение с симметричным отражением характеристик ОС:
 а) при ПОС; б) при ООС

Метод параллельных секущих

На графике, где совмещены характеристики основного преобразователя и преобразователя ОС, проводим семейство прямых, параллельных характеристике ОС (рис.34). Каждая из этих прямых пересекает ось абсцисс и характеристику основного преобразователя (точки x'_y и A' на рис. 34,а). Поскольку отрезок AA' соответствует величине сигнала ОС при $y=y'$, то восстановив перпендикуляр в точке x'_y до его пересечения с линией $y=y'$, получим точку А искомой характеристики.

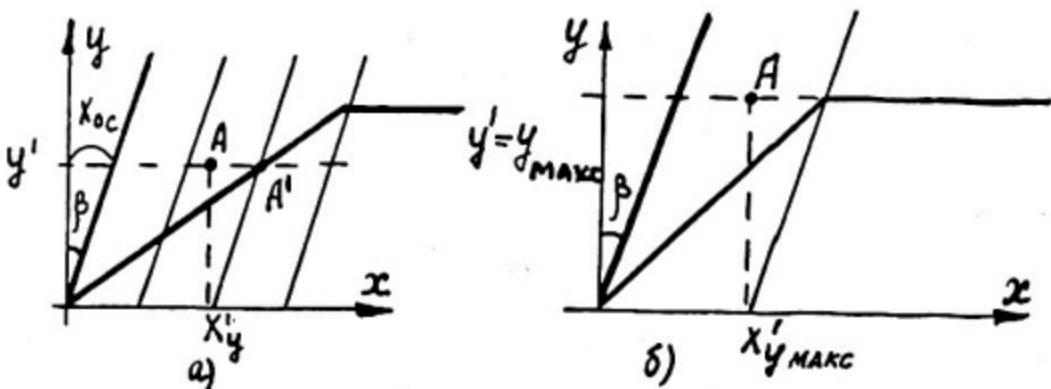


Рис 34. Построение характеристики преобразователя с ОС методом параллельных секущих: а) принцип метода; б) построение с уменьшенным числом секущих

Параллельные секущие целесообразно проводить через "особые" точки характеристики основного преобразователя, например, через точку излома, т.е. при $y=y_{\max}$ (рис.34,б). В этом случае количество параллельных секущих можно сократить, например, до одной в линейном преобразователе с насыщением.

Особенности построения характеристик при ПОС и $\beta K_0 > 1$

Аналогичное построение любым из рассмотренных методов проведем для положительной ОС $\beta K_0 = 1$ (рис.35). В этом случае характеристика ОС графически совпадает с характеристикой основного преобразователя, так как $x_{\beta K_0} = x_{\beta C}$, и следовательно, для любого значения $y' \neq 0$ и точка А искомой характеристики окажется на оси ординат, а сама характеристика будет иметь вид, показанный на рис.35 жирной линией. Коэффициент передачи $K \rightarrow \infty$, что подтверждается формулой (I) для этого случая.

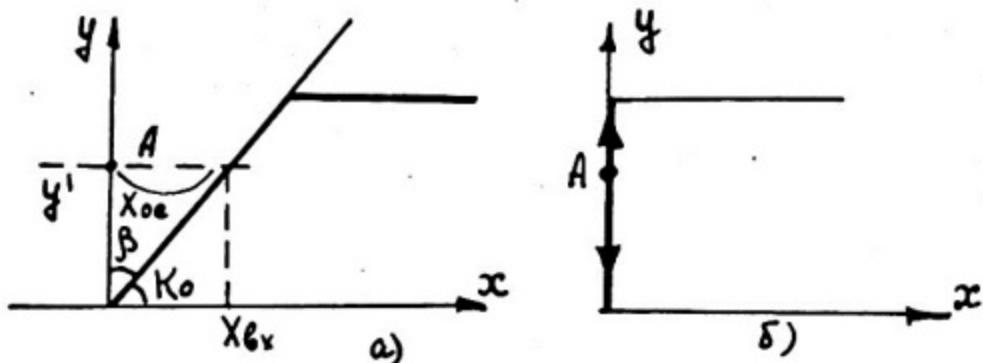


Рис.35. Характеристика преобразователя с ПОС при $K_{0B}=1$: а) построение, б) итоговая характеристика

Как видно из регулировочной характеристики, преобразователь, обладавший непрерывной характеристикой, стал дискретным: при $x_y < 0$ $y = 0$ и при $x_y > 0$ $y = y_{MAX}$; при $x_y = 0$ значение y однозначно не определено $0 < y < y_{MAX}$. Дальнейшее увеличение глубины ОС ($\beta K_0 > 1$) сместит точку А искомой характеристики во второй квадрант (рис.36), так как в этом случае $|x_{oc}| > |x_{bx}|$ и требуется отрицательный управляющий сигнал для компенсации разности: $x_y = x_{bx} - x_{oc} < 0$. В результате построения получается характеристика, показанная на рис.36 пунктиром. Участок В0 этой характеристики соответствует неустойчивому, нереализуемому в статике режиму.

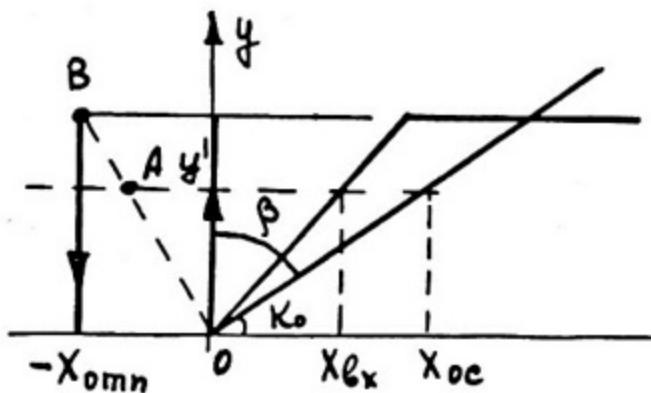


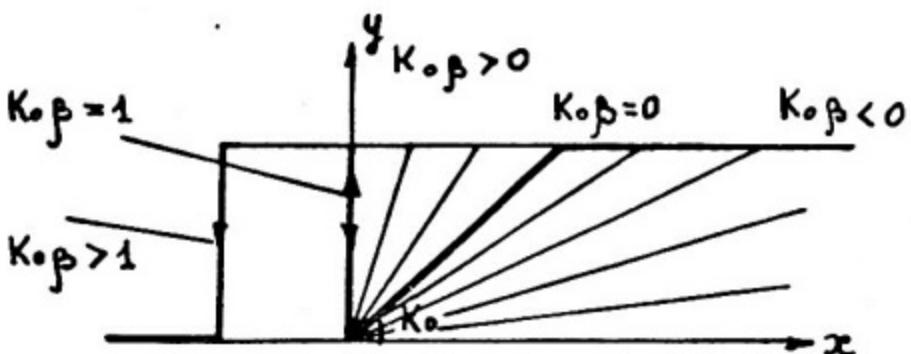
Рис.36. Построение характеристики идеального преобразователя с ПОС при различных значениях $\beta K_0 > 1$

Если увеличивать сигнал управления от отрицательных значений до 0, то выходной сигнал при $x_y = 0$ скачком изменится от $y = 0$ до $y = y_{MAX}$ (сравните с характеристикой рис.35), а при уменьшении управляющего сигнала от положительных значений до $x_y = -x_{otpp}$ произойдет скачкообразное уменьшение выходного сигнала от $y = y_{MAX}$ до $y = 0$ при $x_y = -x_{yotpp}$. Итоговая характеристика

будет иметь вид, показанный на рис.36 жирной линией. Преобразователь перешел в релейный режим работы, причем ширина петли гистерезиса (разность между двумя значениями управляющего сигнала, при которых выходная величина претерпевает скачкообразное изменение) тем больше, чем больше разность ($\beta K_0 - 1$).

Рассмотренный ранее случай при $\beta K_0 = 1$ (рис.35) представляет частный случай релейной характеристики с нулевой петлей гистерезиса, когда $x_{\varphi} = x_{\text{off}}$ ("идеальное" реле).

На рис.37 показано семейство характеристик при разных значениях петлевых коэффициентов.



На рис.37. Семейство характеристик идеального преобразователя с ОС при различных значениях $K_0 \cdot \beta$

Особенности построения характеристик неидеальных преобразователей с ОС

В преобразователях, у которых при отсутствии входного сигнала существует ненулевой выходной сигнал y_{xx} , при заведении обратной связи возникает $x_{oc} \neq 0$ при $x_y = 0$. За счет этого при $x_y = 0$ $x_{\varphi} = x_y + x_{oc} \neq 0$ и, как следствие, при ПОС увеличивается значение y ($y_0 > y_{xx}$ на рис.38) $y_0 = \frac{y_{xx}}{1 - \beta K_0}$. Для получения минимально возможного выходного сигнала (y_{xx}) потребуется управляющий сигнал, компенсирующий влияние x_{oc} , т.е. произойдет смещение регулировочной характеристики. В случае ООС смещение характеристики сопровождается увеличением зоны нечувствительности. Изменение коэффициента передачи и изменение динамического диапазона управления за счет введения ОС происходит так же, как и для идеального преобразователя.

На рис.38 показаны характеристики при изменении знака и глубины обратной связи. Предлагаем читателю получить эти ха-

теристики самостоятельно, используя любой из рассмотренных выше методов построения.

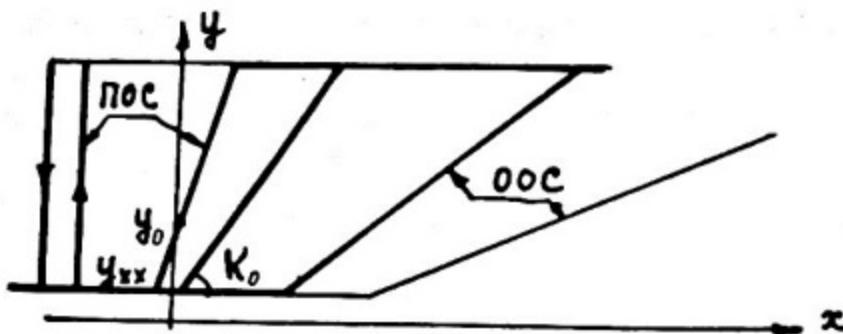


Рис.38. Влияние ОС на характеристики неидеального преобразователя

Особенности влияния ОС на регулировочные характеристики нереверсивных и реверсивных преобразователей

Основы аналитических и графических методов анализа влияния жесткой линейной ОС на характеристики таких преобразователей идентичны рассмотренным ранее для униполярных, но имеются и некоторые особенности.

Так, в случае нереверсивного основного преобразователя знак обратной связи оказывается зависящим от знака управляющего сигнала (рис.39).

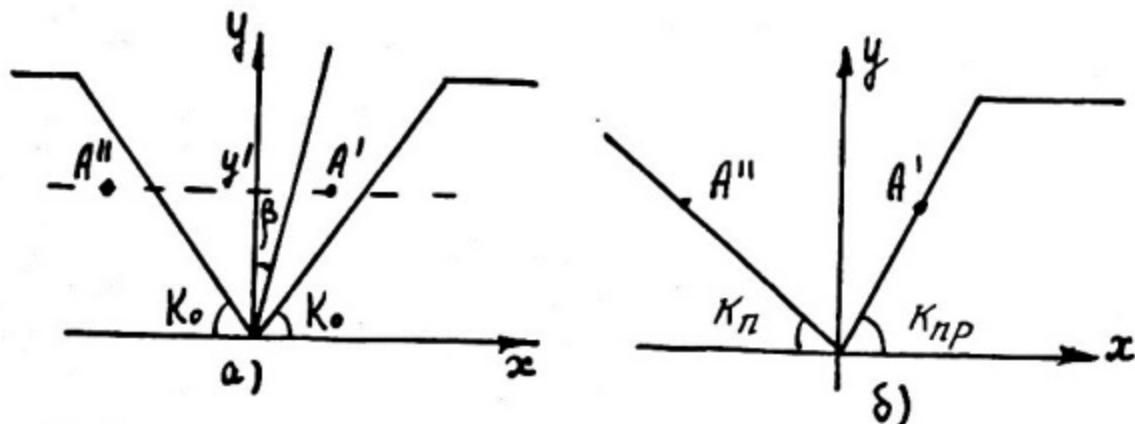


Рис.39. ОС в нереверсивных преобразователях: а) совмещение характеристик; б) искомая характеристика

При $x > 0$ (правая ветвь характеристики) имеет место положительная ОС в соответствии с определением и рассуждениями, изложенными в 2.1, а при $x < 0$ (левая ветвь характеристики) – по тем

же причинам обратная связь оказывается отрицательной. С учетом изменения знака ОС находим точки A' и A'' искомой характеристики. Как показано на рис.39,б, характеристика нереверсивного преобразователя, охваченного ОС, стала несимметричной и коэффициент передачи зависит от знака управляющего сигнала: для правой ветви $K_{pr} = \frac{K_0}{1-\beta K_0}$, а для левой $K_{pl} = \frac{K_0}{1+\beta K_0}$. Это свойство ОС может быть использовано для симметрирования изначально несимметричной характеристики основного преобразователя. Поскольку знак ОС в нереверсивных преобразователях не определяется однозначно, принято считать ОС положительной, если при $x > 0$ имеет место ПОС. В реверсивных преобразователях имеется еще одна особенность – необходимо учитывать вид характеристики самого преобразователя ОС.

На рис.40 показаны возможные варианты. Если преобразователь ОС также реверсивный, знак ОС не зависит от знака x_y (рис.40,а).

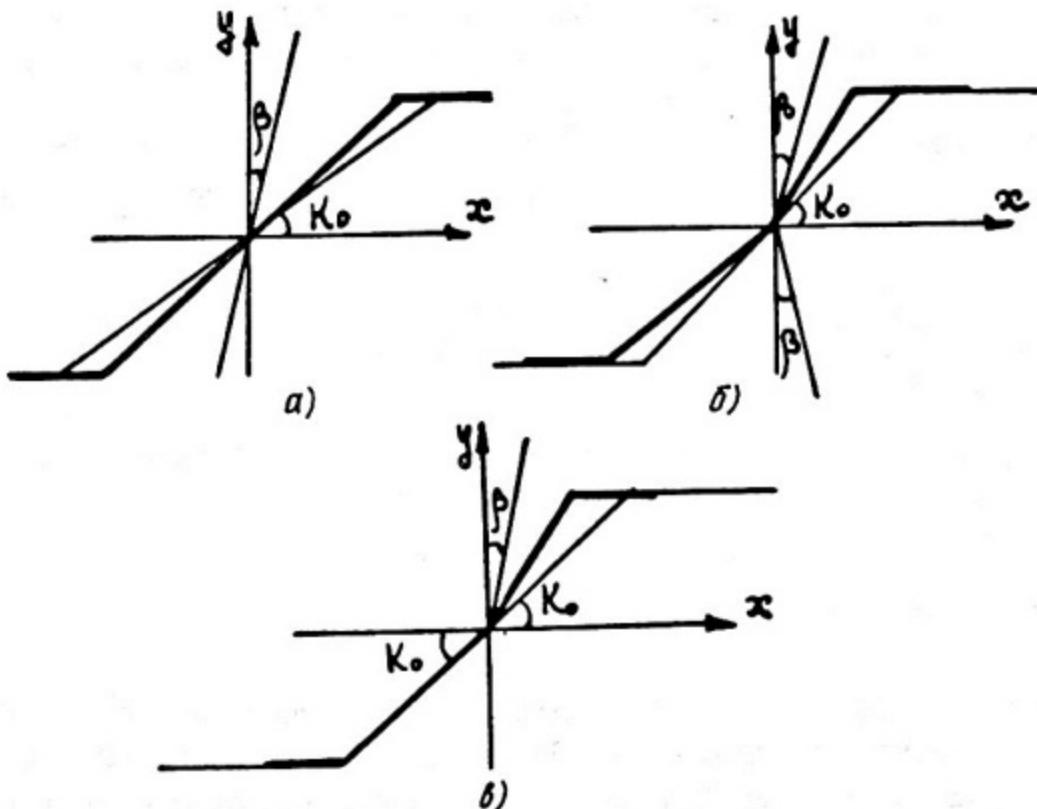


Рис.40. ОС в реверсивных преобразователях для случаев, когда преобразователь ОС: а) реверсивный, б) нереверсивный, в) униполярный

При нереверсивном преобразователе ОС знак ОС зависит от x_y (рис.40,б) и определяется по первому квадранту.

В случае униполярного преобразователя ОС (рис.40,в) обратная связь действует только при одной полярности x_y , а при другой – отсутствует и, следовательно, соответствующая ветвь характеристики никак не изменяется.

Искомые характеристики, показанные на рис.40 жирной линией, получены по известной методике и не требуют дополнительных пояснений.

Влияние обратных связей на линейность характеристик преобразователей

Описанные выше графические и аналитические методы нахождения характеристик при введении ОС одинаково хорошо работают в том случае, когда оба преобразователя имеют линейные характеристики. В случае использования нелинейных преобразователей предпочтение следует отдать графическим методам, поскольку они оказываются менее трудоемкими и быстро позволяют получить достаточно точную исходную характеристику.

Охватим отрицательной обратной связью униполярный преобразователь с нелинейной характеристикой (кривая I рис.4I). Восполь-

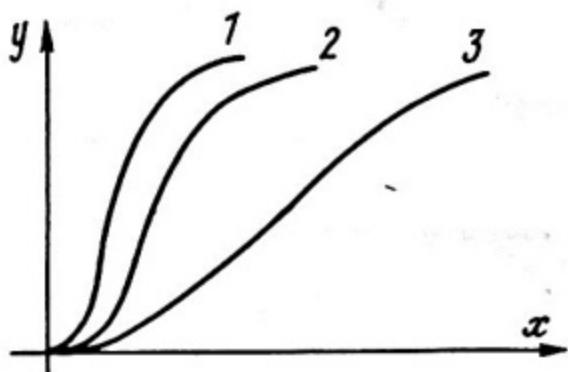


Рис.4I. Влияние отрицательной ОС на линейность регулировочной характеристики

зовавшись одним из описанных графических методов, найдем итоговую характеристику (кривая 2). Увеличим глубину обратной связи и повторим построение (кривая 3). Из сравнения полученных кривых с исходной можно сделать вывод, что отрицательная обратная связь существенно уменьшает нелинейность характеристики основного преобразователя, т.е. линеаризует ее. Причем, чем глубже ОС, тем

более линейна итоговая характеристика, но при этом следует иметь ввиду, что улучшение линейности достигается ценой уменьшения коэффициента передачи.

2.3. ВЛИЯНИЕ ОС НА ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ВЫХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Оценить влияние ОС на эти характеристики также можно, используя аналитические и графические методы. Сначала рассмотрим графические методы как более простые и наглядные. Исходный преобразователь с линейной внешней характеристикой (прямая АВ на рис. 42) охватим обратной связью по напряжению. В точке В напряжение на нагрузке равно 0, и, следовательно, сигнал обратной связи тоже равен 0, а значит, она будет принадлежать и искомой характеристике преобразователя с ОС.

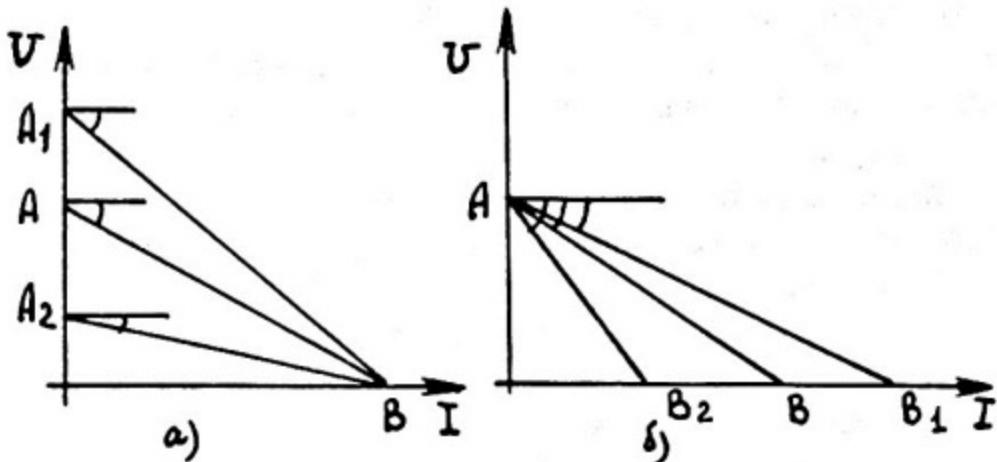


Рис.42. Влияние на внешние характеристики и выходное сопротивление ОС по напряжению (а) и по току (б)

В точке А выходное напряжение максимально, поэтому наиболее сильно проявится действие ОС, так как $x_{oc} \sim U_H$ также имеет наибольшее значение.

Отсюда следует, что при положительной ОС точка А должна переместиться в точку A_1 , а при отрицательной - в точку A_2 . Проведя прямые A_1B и A_2B , получим внешние характеристики преобразователя с ОС по напряжению (рис.42, а).

Вспомнив, как определяется по внешней характеристике преобразователя его выходное сопротивление, найдем, что положительная ОС по напряжению увеличивает, а отрицательная уменьшает его.

Рассмотрим ОС по току. В этом случае нулевой сигнал обратной связи будет при $I_H = 0$, т.е. в точке А, а максимальное значение \dot{x}_{OC} в точке В, что приведет к перемещению ее в точку В₁ при ПОС или в точку В₂ при ООС (рис.42,б). Проведя прямые АВ₁ и АВ₂, получим внешние характеристики преобразователя с ОС по току. Сравнив эти характеристики с исходной, придем к выводу, что положительная ОС по току уменьшает, а отрицательная увеличивает выходное сопротивление преобразователя, т.е. ее влияние противоположно действию ОС по напряжению.

Из приведенных выше рассуждений следует, что для оценки влияния ОС на выходное сопротивление преобразователя существенным оказывается знак ОС и способ формирования сигнала ОС по напряжению или по току (или в более общем виде – по выходному сигналу U или по нагрузочному параметру x), и совершенно не играет роли способ суммирования сигналов управления и обратной связи на входе преобразователя.

Рассмотрим аналитически влияние ОС на выходное сопротивление преобразователя для случая последовательной ОС по напряжению (рис.43,а).

Уравнение для основного преобразователя: $U_H = K_0 U_{BX} - I_H \dot{x}_{BUX_0}$; для преобразователя обратной связи: $U_{OC} = \beta U$; для преобразователя с ОС: $U_H = KU_y - I_H \dot{x}_{BUX}$.

Поскольку имеет место последовательная ОС и $U_{BX} = U_y \pm U_{OC}$, первое уравнение можно записать в виде $U_H = K_0(U_y \pm \beta U_H) - I_H \dot{x}_{BUX_0}$. После преобразований получим

$$U_H = \frac{K_0}{1 \mp \beta K_0} U_y - \frac{\dot{x}_{BUX_0}}{1 \mp \beta K_0} \cdot I_H$$

Сопоставив это уравнение с уравнением преобразователя с ОС, получим $K = \frac{K_0}{1 \mp \beta K_0}$ (сравнить с формулой (I)) и $\dot{x}_{BUX} = \frac{\dot{x}_{BUX_0}}{1 \mp \beta K_0}$ – выражение, подтверждающее вывод, сделанный на основе анализа графического метода о влиянии ОС по напряжению на выходное сопротивление преобразователя.

Для схемы с параллельной ОС по напряжению (рис.43,б) имеем

$$I_{BX} = I_y \pm I_{OC}$$

Уравнение основного преобразователя: $U_H = K_0 I_{BX} - I_H \dot{x}_{BUX_0}$ (здесь K_0 размерная величина, которая не является коэффициентом передачи тока или напряжения). Уравнение преобразователя ОС $I_{OC} = \beta U_H$ (β – также размерная величина).

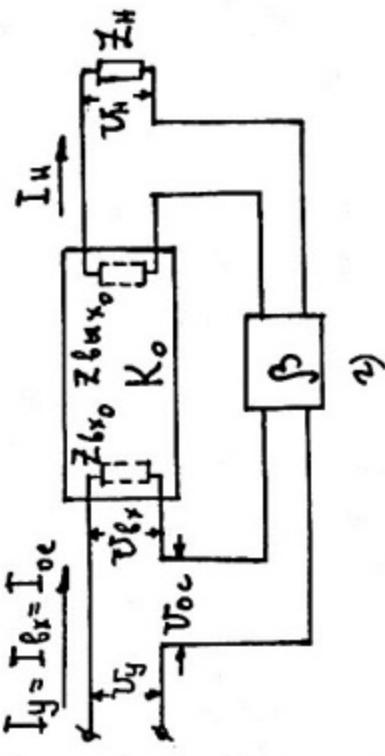
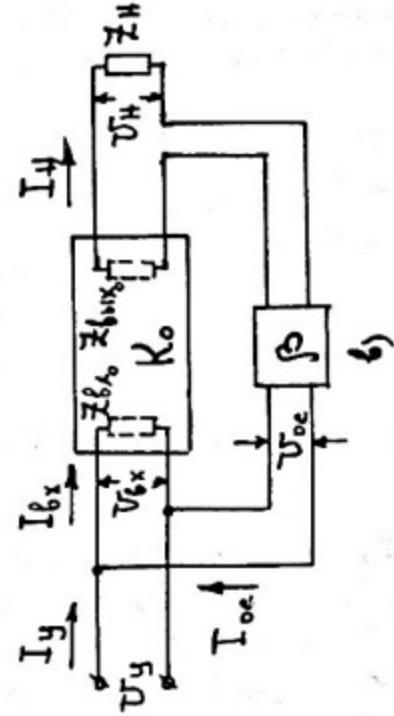
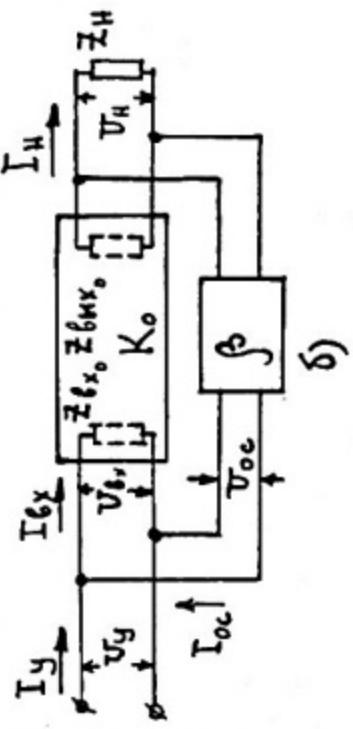
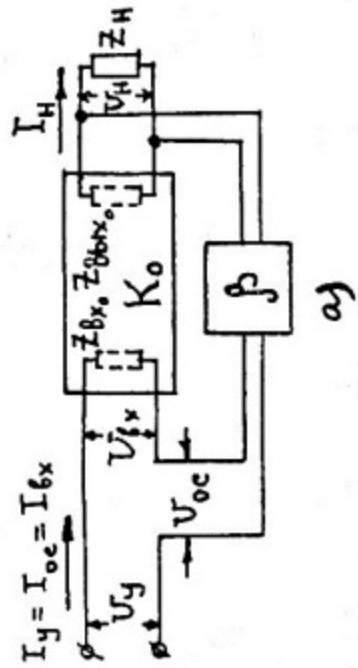


Рис. 43. Схемы электрических обратных связей: а) последовательная по напряжению, б) цепь параллельная по напряжению; в) параллельная по току; г) последовательная по току

Решая совместно последние два уравнения и уравнение замыкания $I_{Bx} = I_y \pm I_{OC}$, получим $U_H = K_0 (I_y \pm \beta U_H) - I_H z_{Bx}$. Откуда уравнение преобразователя с ОС:

$$U_H = \frac{K_0}{1 + \beta K_0} I_y - \frac{z_{Bx}}{1 + \beta K_0} I_H, \quad \text{т.е. } z_{Bx} = \frac{z_{Bx}}{1 + \beta K_0}.$$

Сравнив выражения для z_{Bx} для двух рассмотренных обратных связей (параллельной и последовательной по напряжению) убедимся, что способ суммирования сигналов управления и ОС не влияет на изменение выходного сопротивления.

В схеме рис.43,в применена параллельная ОС по току. Здесь так же, как и в схеме на рис.43,г, входным сигналом преобразователя ОС является I_H , а не $U = I_H R_0$, как в схеме рис.28,б. В этом случае уравнение основного преобразователя удобнее записать, используя понятие выходной проводимости $\hat{g}_{Bx} = \frac{1}{z_{Bx}}$: $I_H = K_0 I_{Bx} - \hat{g}_{Bx} U_H$. Как и в предыдущем случае $I_{Bx} = I_y \pm I_{OC}$, но $I_{OC} = \beta I_H$. Откуда $I_H = K_0 (I_y \pm \beta I_H) - \hat{g}_{Bx} U_H$ и уравнение преобразователя с ОС $I_H = \frac{K_0}{1 + \beta K_0} I_y - \frac{\hat{g}_{Bx}}{1 + \beta K_0} U_H$. Обозначив коэффициент перед U_H через \hat{g}_{Bx} — выходную проводимость преобразователя с ОС, $\hat{g}_{Bx} = \frac{z_{Bx}}{1 + \beta K_0}$ и, учитя, что $\hat{g} = \frac{1}{z}$, получим $\hat{z}_{Bx} = \frac{1}{\hat{g}_{Bx}} = \frac{1}{z_{Bx}} \cdot \frac{1}{1 + \beta K_0}$ и окончательно для выходного сопротивления имеем выражение $\hat{z}_{Bx} = \hat{z}_{Bx} (1 + \beta K_0)$. Для схемы с последовательной ОС по току (рис.43,г) аналогично: основной преобразователь описывается уравнением $I_H = K_0 U_{Bx} - \hat{g}_{Bx} U_H$, преобразователь ОС — $U_{OC} = \beta I_H$, а $U_{Bx} = U_y \pm U_{OC}$. Откуда уравнение преобразователя с ОС $I_H = K_0 (U_y \pm U_{OC}) - \hat{g}_{Bx} U_H = K_0 (U_H \pm \beta I_H) - \hat{g}_{Bx} U_H$ и $I_H = \frac{K_0}{1 + \beta K_0} U_y - \frac{\hat{g}_{Bx}}{1 + \beta K_0} U_H$. Учтя, что $\hat{g} = \frac{1}{z}$, получаем окончательно $\hat{z}_{Bx} = \hat{z}_{Bx} (1 + \beta K_0)$.

Еще раз убедимся, что способ суммирования сигналов управления и ОС не влияет на изменение выходного сопротивления.

Влияние обратной связи на входное сопротивление преобразователя

По определению, входное сопротивление основного преобразователя $\hat{z}_{Bx} = U_{Bx} / I_{Bx}$, а преобразователя с ОС:

$$\hat{z}_{Bx} = U_g / I_y.$$

В схемах, показанных на рис.43,а,г (последовательная ОС)

$I_{Bx} = I_y = I_{OC}$ и $U_{Bx} = U_y \pm U_{OC}$, а при параллельной ОС (рис.43,б,в) $U_{Bx} = U_y = U_{OC}$ и $I_{Bx} = I_y \pm I_{OC}$. Отсюда следует, что изменение входного сопротивления не зависит от способа формирования сигнала ОС, а

определяется способом заведения обратной связи, т.е. способом суммирования сигналов ОС и управления.

Определим изменение входного сопротивления при последовательной ОС по напряжению: $\frac{U_{OC}}{I_y} = \beta U_H = \beta K_0 U_{BX}$

$$z_{BX} = \frac{U_y}{I_y} = \frac{U_{AX} + U_{OC}}{I_y} = \frac{U_{BX} + \beta K_0 U_{BX}}{I_y} = \frac{U_{BX}(1 + \beta K_0)}{I_{BX}} = z_{BX_0}(1 + \beta K_0)$$

и по току: $\frac{U_{OC}}{I_y} = \beta I_H = \beta K_0 U_{BX}$

$$z_{BX} = \frac{U_y}{I_y} = \frac{U_{BX} + U_{OC}}{I_y} = \frac{U_{BX} + \beta I_H}{I_y} = \frac{U_{BX}(1 + \beta K_0)}{I_{BX}} = z_{BX_0}(1 + \beta K_0).$$

Для параллельной ОС воспользуемся понятием входной проводимости $g_{BX_0} = \frac{1}{z_{BX_0}} = \frac{I_{BX}}{U_{BX}}$, тогда

$$g_{BX} = \frac{I_y}{U_y} = \frac{I_{BX} + I_{OC}}{U_y} = \frac{I_{BX} + \beta K_0 I_{BX}}{U_y} = \frac{I_{BX}}{U_{BX}}(1 + \beta K_0) = g_{BX_0}(1 + \beta K_0)$$

и окончательно $z_{BX} = \frac{z_{BX_0}}{1 + \beta K_0}$.

2.4. ВЛИЯНИЕ ОС НА КОЭФФИЦИЕНТЫ ПЕРЕДАЧИ ТОКА, НАПРЯЖЕНИЯ, МОЩНОСТИ

Коэффициент передачи преобразователя K_0 характеризует работу его в режиме холостого хода. При наличии нагрузки, как указывалось при рассмотрении внешних характеристик I.2, выходная величина уменьшается, и, следовательно, уменьшается коэффициент передачи.

Запишем основное уравнение преобразователя, считая его генератором напряжения, выразив ток нагрузки через напряжение и сопротивление $U_H = K_0 U_{BX} - I_H z_{VYIX_0} = K_0 U_{BX} - \frac{U_H}{z_H} z_{VYIX_0}$

$$U_H = \frac{K_0}{1 + \frac{z_{VYIX_0}}{z_H}} U_{BX} = K'_0 U_{BX}, \text{ откуда}$$

коэффициент K'_0 стоящий перед U_{BX} , учитывающий уменьшение коэффициента передачи преобразователя при его работе на нагрузку, зависит от соотношения z_H и z_{VYIX_0}

$$K'_0 = \frac{K_0}{1 + \frac{z_{VYIX_0}}{z_H}}. \quad (2)$$

Как показано в предыдущем параграфе, ОС изменяет выходное сопротивление. Следовательно, при введении ОС, коэффициент передачи изменяется не только за счет ее влияния на K_0 , но и из-за изменения z_{VYIX_0} . С учетом этого замечания вернемся к рассмотрению схем, показанных на рис.43.

Последовательная ОС по напряжению (см. рис. 43.а)

Запишем основные уравнения $U_H = K'_0 U_{BX}$, $U_{DC} = \beta U_H$, $U_{BX} = U_y \pm U_{DC}$. Решая их совместно, получим $U_H = K'_0 (U_y \pm \beta U_H)$, откуда $U_H = \frac{K'_0}{1 + \beta K'_0} U_y$, т.е. коэффициент передачи преобразователя с ОС при работе на нагрузку $K' = \frac{K'_0}{1 + \beta K'_0}$.

Коэффициенты K_0 , K'_0 , K' в нашем случае суть безразмерные величины и являются коэффициентами передачи напряжения:

$$K_0 = \frac{U_H}{U_{BX}} = K_{U_0}; \quad K'_0 = \frac{U_H}{U_{BX}} = K'_{U_0};$$

$$K = \frac{U_H}{U_y} = \frac{K_0}{1 + \beta K_0} = K_U; \quad K' = \frac{K'_0}{1 + \beta K'_0} = K'_U.$$

Индексы "0" у коэффициентов относятся к основному преобразователю без ОС, отсутствие "0" – означает, что данный параметр описывает работу преобразователя с ОС.

Индекс "I" указывает, что рассматривается преобразователь, работающий на нагрузку, а отсутствие "I" – на режим холостого хода.

Определим коэффициенты передачи тока K'_{I_0} и K'_I , где $K'_{I_0} = \frac{I_H}{I_{BX}}$, а $K'_I = \frac{I_H}{I_y}$. Поскольку в данной схеме $I_y = I_{BX} = I_{DC}$, то $K'_{I_0} = K'_I = K'_0 = \frac{K'_0}{1 + \beta K'_0}$, так как $I_H = \frac{U_H}{Z_H}$, а $I_y = I_{BX} = \frac{U_{BX}}{Z_{BX_0}}$.

С учетом замечания, сделанного в начале настоящего параграфа, при работе на нагрузку во всех формулах для определения Z_{BX} коэффициент K_0 следует заменить на K'_0 .

Коэффициент передачи мощности $K_N = \frac{N_H}{N_{BX}} = \frac{U_H I_H}{U_{BX} I_{BX}} = K_U K_I$, тогда $K'_{N_0} = K'_{U_0} K'_{I_0}$ и $K'_N = K'_U \cdot K'_I = \frac{K'_0}{1 + \beta K'_0}$.

Подводя итог рассмотрению влияния последовательной обратной связи по напряжению на основные параметры преобразователя, составим табл. I.

Параллельная обратная связь по напряжению (см. рис. 43.б)

Запишем основные уравнения: $U_H = K_0 I_{BX} - Z_{BX_0} I_H$,

$$I_{BX} = I_y \pm I_{DC}; \quad I_{DC} = \beta U_H; \quad U_y = U_{BX} = U_{DC}.$$

Напомним, что K_0 – размерная величина, которая не является ни одним из интересующих нас коэффициентом передачи.

В режиме холостого хода $U_H = K_0 I_{BX} = K_0 \frac{U_{BX}}{Z_{BX_0}}$, откуда коэффициент передачи напряжения $K_{U_0} = K_0 \frac{1}{Z_{BX_0}}$. Рассуждая аналогично предыдущему, найдем, что при работе на нагрузку коэффициент передачи напряжения уменьшится в

$$\frac{1}{1 + \frac{Z_{BX_0}}{Z_H}} \text{ раз, т.е. } K'_{U_0} = K_0 \frac{1}{Z_{BX_0}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{Z_{BX_0}}{Z_H}} = K'_0 \frac{1}{Z_{BX_0}}.$$

Таблица I

Влияние последовательной ОС по напряжению на параметры преобразователя

Параметр	Основной преобразователь	Преобразователь с ОС	Чащенция
Коэффициент передачи напряжения в режиме хх при работе на нагрузку	$K_{V_0} = \frac{U_H}{U_{6x}} = K_0$ $K'_{V_0} = \frac{U_H}{U_{6x}} = \frac{K_0}{1 + (\frac{\beta}{\alpha} b_{6x} / \alpha_{6x})} K'_0$	$K_{V} = \frac{U_H}{U_Y} = \frac{K_0}{1 + \beta K_0}$ $K'_{V} = \frac{U_H}{U_Y} = \frac{K'_0}{1 + \beta K'_0}$	Исходные - основного преобразования
Коэффициент передачи тока	$K'_{I_0} = \frac{I_H}{I_{6x}} = K'_0 \cdot \frac{\gamma_{6x}}{\alpha_H}$	$K_I = \frac{I_H}{I_Y} = K'_0 \cdot \frac{\gamma_{6x}}{\alpha_H} = K'_I$	$U_{oc} = \beta U_H$ $U_{6x} = U_Y \pm U_{oc}$ $I_{6x} = I_Y = I_{oc}$
Коэффициент передачи мощности	$K'_{N_0} = K'_{V_0} \cdot K'_{I_0} = (K'_0)^2 \cdot \frac{\gamma_{6x}}{\alpha_H}$	$K'_N = \frac{K'_{N_0}}{1 + \beta K'_0} = \frac{(K'_0)^2 \cdot \frac{\gamma_{6x}}{\alpha_H}}{1 + \beta \cdot K'_0}$	
Выходное сопротивление	$\gamma_{6x_0} = \frac{\Delta V_H}{\Delta I_H}$	$\gamma_{6x} = \frac{\Delta V_H}{\Delta I_H} = \frac{\gamma_{6x_0}}{1 + \beta \cdot K_0}$	Итоговое - преобразователя с ОС
Выходное сопротивление	$\gamma_{6x} = \frac{U_Y}{I_Y} = \frac{U_{6x}}{I_{6x}} \cdot (1 + \beta K'_0)$	$U_H = K_V \cdot U_Y - I_H \cdot \gamma_{6x}$	

Поскольку имеет место параллельная ОС, $U_y = U_{bx} = U_{oc}$ и, следовательно, коэффициент передачи напряжения не изменяется $K'_U = K'_{U_0}$ и $K_U = K_{U_0}$. Выразив $I_H = \frac{U_H}{Z_H}$, найдем коэффициенты передачи тока:

$$K'_{I_D} = \frac{K_D}{Z_H} \quad \text{и} \quad K'_I = \frac{K'_D}{1 + \beta K'_D} \cdot \frac{1}{Z_H}$$

Из предыдущих параграфов найдем Z_{bx} и Z_{bvx} и сведем все данные в итоговую табл. 2.

Параллельная ОС по току (см. рис. 43, в)

Запишем основное уравнение преобразователя в виде $I_H = K_D I_{bx} - g_{bvx} U_H$, где $g_{bvx} = \frac{1}{Z_{bvx}}$ – выходная проводимость. Ток обратной связи $I_{oc} = \beta I_H$. Суммирование сигналов обратной связи и управления дает $I_{bx} = I_y + I_{oc}$ и $U_{bx} = U_{oc} = U_y$. Решая совместно эти уравнения, найдем основные параметры преобразователя, табл. 3.

Последовательная ОС по току (см. рис. 43, г)

Уравнение исходного преобразователя запишем в виде $I_H = K_D U_{bx} - g_{bvx} U_H$. Здесь K_D размерная величина и не может быть коэффициентом передачи тока или напряжения. Сигнал обратной связи $U_{oc} = \beta I_H$, а из способа суммирования его с сигналом управления получаем $U_{bx} = U_y \pm U_{oc}$ и $I_{bx} = I_y = I_{oc}$. Решение системы уравнений позволяет найти основные параметры преобразователей (табл. 4).

Предлагаем читателю вывести формулы для расчета влияния всех четырех типов ОС для преобразователей, описываемых уравнениями

$$U_H = K_D U_{bx} - I_H Z_{bvx} ;$$

$$U_H = K_D I_{bx} - I_H Z_{bvx} ;$$

$$I_H = K_D U_{bx} - g_{bvx} U_H ;$$

$$I_H = K_D I_{bx} - g_{bvx} U_H ,$$

и проверить полученные результаты по соответствующим таблицам

[1]. Следует иметь в виду, что во всех случаях, кроме рассмотренных выше, присутствующий во многих формулах коэффициент

$\frac{1}{1 + \beta K_D}$ примет вид $\frac{1}{1 + \beta K_D Z}$ или $\frac{1}{1 + \beta K_D \cdot \frac{1}{Z}}$, в зависимости от размерности произведения βK_D .

Таблица 2

Влияние параллельной ОС по напряжению на параметры преобразователя

Параметр	Основной преобразователь	Преобразователь с ОС	Уравнения
Коэффициент передачи напряжения	$K_U = \frac{U_H}{U_{6x}} = K_o \cdot \frac{1}{Z_{6x}}$	$K_U = \frac{U_H}{U_Y} = K_o \cdot \frac{1}{Z_{6x}}$	Исходные - основного преобразователя
Фактическое значение при работе на нагрузку	$K'_U = \frac{U_H}{U_{6x}} = \frac{K_o \cdot \frac{1}{Z_{6x}}}{1 + (\frac{Z_{6x}}{R_H})} = K'_o \cdot \frac{1}{Z_{6x}}$	$K'_U = \frac{U_H}{U_Y} = K'_o \cdot \frac{1}{Z_{6x}}$	$U_H = K_o I_{6x} - I_H Z_{6x}$
Коэффициент передачи тока	$K'_I = \frac{I_H}{I_{6x}} = K'_o \cdot \frac{1}{Z_H}$	$K'_I = \frac{I_H}{I_Y} = \frac{K'_o \cdot \frac{1}{Z_H}}{1 + \beta K'_o}$	$I_{oe} = \beta U_H$
Коэффициент передачи мощности	$K'_{N'} = K'_{Uo} \cdot K'_{Io} = (K'_o)^2 \cdot \frac{1}{Z_H \cdot Z_{6x}}$	$K'_{N'} = K'_{Uo} \cdot K'_{I} = \frac{(K'_o)^2}{Z_H \cdot Z_{6x}} \cdot \frac{1}{1 + \beta K'_o}$	$I_{6x} = I_y + I_{oe}$
Выходное сопротивление	$Z_{6xx} = \frac{\Delta U_H}{\Delta I_H}$	$Z_{6xx} = \frac{\Delta U_H}{\Delta I_H} = Z_{6x} / x_o (1 + \beta K'_o)$	Изменение - преобразователя с ОС
Входное сопротивление	$Z_{6x_0} = \frac{U_{6x}}{I_{6x}}$	$Z_{6x} = \frac{U_Y}{I_Y} = \frac{Z_{6x_0}}{1 + \beta K'_o}$	$U_H = K I_Y - I_H Z_{6x}$

Влияние параллельной ОС по току на параметры преобразователя

Таблица 3

Параметр	Основной преобразователь	Преобразователь с ОС	Уравнения
Коэффициент передачи напряжения в режиме х.х.	$K_{U_0} = \frac{U_H}{U_{\epsilon_X}} = K_0 \cdot \chi_H$	$K_{U_0}' = \frac{U_H}{U_Y} = \frac{K_0 \cdot \chi_H}{1 + g_{\text{без}} \cdot \chi_H}$	Исходные - основного преобразования
при работе на нагрузку	$K_{V_0}' = \frac{U_H}{U_{\epsilon_X}} = K_0' \cdot \chi_H = \frac{K_0 \cdot \chi_H}{1 + g_{\text{без}} \cdot \chi_H}$	$K_{V_0}' = \frac{U_H}{U_Y} = \frac{K_0' \cdot \chi_H}{1 + g_{\text{без}} \cdot \chi_H} = K_0' \cdot \chi_H = K_{V_0}$	$\Gamma_H = K_0' \cdot \Gamma_{\epsilon_X}$
Коэффициент передачи тока	$K_{I_0}' = \frac{\Gamma_H}{\Gamma_{\epsilon_X}} = K_0 \cdot \frac{1}{1 + g_{\text{без}} \cdot \chi_H} = K_0'$	$K_I' = \frac{\Gamma_H}{\Gamma_Y} = \frac{K_0'}{1 + \beta K_0}$	$K_0 = K_0 \frac{1}{1 + g_{\text{без}} \cdot \chi_H}$
Коэффициент передачи мощности	$K_{N_0}' = K_{I_0} \cdot K_{V_0} = (K_0')^2 \cdot \chi_H$	$K_N' = K_0' \cdot K_I' = \frac{(K_0')^2 \cdot \chi_H}{1 + \beta K_0}$	$\Gamma_{\epsilon_X} = \beta \Gamma_H$
Выходное сопротивление	$\chi_{\text{без}} = \frac{\Delta U_H}{\Delta I_H} = \frac{1}{g_{\text{без}}}$	$\chi_{\text{без}} = \frac{\Delta U_H}{\Delta I_H} = \frac{1}{g_{\text{без}} (1 + \beta K_0)} = \frac{1}{g_{\text{без}}}$	$\Gamma_H = K \cdot \Gamma_Y - g_{\text{без}} \cdot U_H$
Выходное сопротивление	$\chi_{\text{без}} = \frac{U_{\epsilon_X}}{\Gamma_{\epsilon_X}}$	$\chi_{\text{без}} = \frac{U_{\epsilon_X}}{1 + \beta \cdot K_0}$	$K = \frac{K_0}{1 + \beta K_0}$

Таблица 4
Влияние последовательной ОС по току на параметры преобразователя

Параметр	Основной преобразователь	Преобразователь с ОС	Уравнения
Коэффициент передачи напряжения в режиме х.х при работе на нагрузку	$K_{U_0} = \frac{U_H}{U_{E_x}} = K_o \cdot Z_H$ $K_{V_0}^1 = \frac{U_H}{U_{E_x}} = \frac{K_o \cdot Z_H}{1 + g_{\text{без}} \cdot Z_H} = K_o \cdot Z_H$	$K_U^1 = \frac{U_H}{U_Y} = \frac{K_o^1 \cdot Z_o}{1 + \beta \cdot K_o^1}$	Численные - основного преобразования ОС
Коэффициент передачи тока	$K_{I_0}^1 = \frac{I_H}{I_{E_x}} = K_o \cdot Z_{E_x}$	$K_I^1 = \frac{I_H}{I_Y} = K_o^1 \cdot Z_{E_x} = K_I^1$	$I_{E_x} = \beta I_H$ $V_{E_x} = V_Y \pm V_{O_C}$
Коэффициент передачи мощности	$K_{N_0}^1 = K_V^1 \cdot K_{I_0}^1 = (K_o^1)^2 \cdot Z_{E_x} \cdot Z_H$	$K_N^1 = \frac{(K_o^1)^2 \cdot Z_{E_x} \cdot Z_H}{1 + \beta \cdot K_o^1} = \frac{K_{N_0}}{1 + \beta K_o^1}$	Изменение - преобразователя с ОС
Выходное сопротивление.	$Z_{\text{без}} = \frac{\Delta U_H}{\Delta I_H} = \frac{1}{g_{\text{без}} K_o}$	$Z_{\text{без}} = \frac{\Delta U_H}{\Delta I_H} = \frac{Z_{E_x} \cdot (1 + \beta K_o)}{1 / g_{\text{без}} K_o} =$	$I_H = K U_{E_x} - g_{\text{без}} U_H$ $K = \frac{K_o}{1 + \beta K_o}$
Входное сопротивление	$Z_{E_x} = \frac{U_{E_x}}{I_{E_x}}$	$Z_{E_x} = Z_{E_x} \cdot (1 + \beta K_o)$	

Особенности влияния магнитной ОС

Структурная схема преобразователя с магнитной обратной связью (МОС) показана на рис. 44. Существенной особенностью такой ОС является отсутствие гальванической связи между входной и выходной цепями. Обратная связь осуществляется за счет алгебраического суммирования магнитных потоков. Для этого в схеме

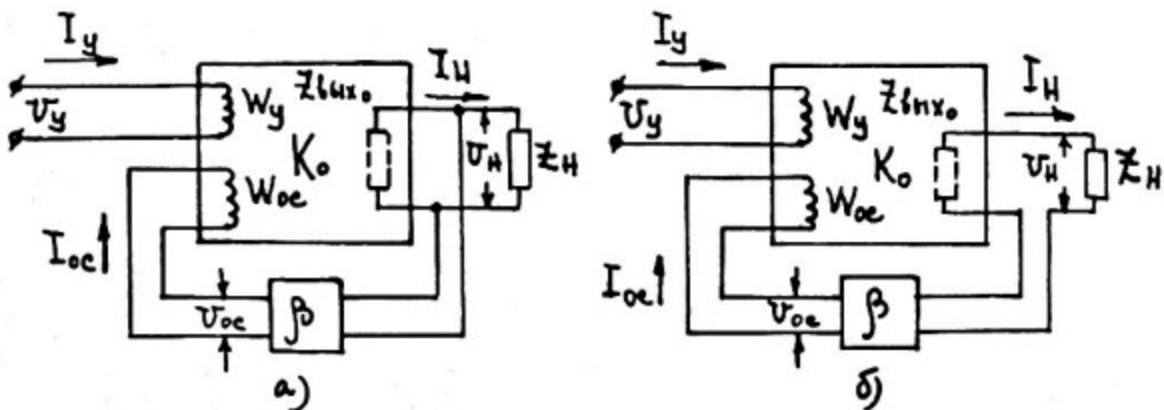


Рис. 44. Преобразователь с магнитной ОС: а) по напряжению,
б) по току

преобразователя должен быть магнитопровод, на котором размещается несколько обмоток. По принципу суперпозиции полей, поток в сердечнике равен алгебраической сумме потоков, каждый из которых создается намагничивающей (магнитодвижущей) силой, обусловленной протеканием тока по виткам соответствующей обмотки. Таким образом, если в одну из обмоток, называемую обычно управляющей W_y , подать сигнал управления, а в другую — W_{oc} — сигнал, пропорциональный U_H или I_H , то результирующий поток будет являться входным сигналом $\Phi_{\delta x} = \Phi_y \pm \Phi_{oc}$, т.е. реализуется магнитная обратная связь.

Отсутствие гальванической связи между входными и выходными цепями определяет ряд специфических особенностей МОС: во-первых, в отличие от электрической обратной связи МОС не может изменить входное сопротивление преобразователя, т.е. $\hat{z}_{\delta x} = \hat{z}_{\delta x_0}$; во-вторых, как видно из приведенных в предыдущем параграфе таблиц, электрическая ОС изменяет только один из коэффициентов передачи K'_I или K'_U , а МОС — оба: $K'_I = \frac{K_I}{1 + \beta K'_0}$, $K'_U = \frac{K_U}{1 + \beta K'_0}$. Как следствие этого, МОС оказывает более сильное влияние на коэффициент мощности: $K'_N = K'_I K'_U = \frac{K_N}{(1 + \beta K'_0)^2}$ в то время, как при

электрической ОС $K_N' = \frac{K_N'}{(1 + \beta K_0)}$. Поскольку изменение выходного сопротивления не зависит от способа суммирования сигналов управления и ОС, влияние МОС на этот параметр такое же, как и в случае электрической ОС, поэтому в приведенных выше выражениях для определения коэффициентов передачи, как и ранее, должен быть использован коэффициент $K_0' = \frac{K_0}{1 + \frac{x_{вых}}{x_H}}$. В табл. 5 приведены коэффициенты передачи и параметры преобразователя с МОС по напряжению. Введение МОС по току изменит значение $x_{вых}$, а использование основного преобразователя, описываемого другим уравнением, приведет к другому выражению коэффициента K_0' .

2.5. ВЛИЯНИЕ ОС НА ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ И ЕГО ПЕРЕДАТОЧНУЮ ФУНКЦИЮ

Найдем передаточную функцию преобразователя с ОС, исходя из следующих условий: передаточная функция основного преобразователя $W_0(s) = \frac{y(s)}{x_{вх}(s)}$; преобразователя ОС $W_{oc}(s) = \frac{x_{oc}(s)}{y(s)}$, уравнение связи $x_{вх}(s) = x_y(s) + x_{oc}(s)$. Искомая передаточная функция

$$W(s) = \frac{y(s)}{x_y(s)} = \frac{y(s)}{x_{вх}(s) + x_{oc}(s)} = \frac{y(s)/x_{вх}(s)}{1 + \frac{x_{oc}(s)}{x_{вх}(s)} \cdot \frac{y(s)}{x_{вх}(s)}} = \frac{W_0(s)}{1 + W_0(s)W_{oc}(s)}$$

Полученное выражение позволяет оценить влияние ОС на постоянную времени и переходный процесс для любой комбинации $W_0(s)$ и $W_{oc}(s)$. Для апериодического звена, охваченного жесткой линейной ОС, имеем $W_0(s) = \frac{K_0}{T_0 s + 1}$, $W_{oc}(s) = \beta$.

$$W(s) = \frac{\frac{K_0}{T_0 s + 1}}{1 + \beta \frac{\frac{K_0}{T_0 s + 1}}{K_0}} = \frac{K_0}{T_0 s + 1 + \beta K_0} = \frac{\frac{K_0}{1 + \beta K_0}}{\frac{T_0 s}{1 + \beta K_0} + 1} = \frac{K}{Ts + 1},$$

где $K = \frac{K_0}{1 + \beta K_0}$, $T = \frac{T_0}{1 + \beta K_0}$. Тогда

Таблица 5

Влияние магнитной ОС по напряжению на параметры преобразователя

Параметр	Основной преобразователь	Преобразователь с ОС	Уравнения
Коэффициент передачи напряжения в режиме ХХ при работе на нагрузку	$K_{U_0} = \frac{U_H}{U_{\ell_X}} = K_0$ $K'_{U_0} = \frac{U_H}{U_{\ell_X}} = \frac{K_0}{1 + \frac{Z_{\ell_{Hx}}}{Z_H}} = K'_0$	$K_U = \frac{U_H}{U_Y} = \frac{K_0}{1 + \beta K_0}$ $K'_U = \frac{U_H}{U_Y} = \frac{K'_0}{1 + \beta K'_0}$	$U_H = K_0 U_{\ell_X} - I_H Z_{\ell_{Hx}}$ $U'_H = K'_0 U_{\ell_X}$ $K'_0 = \frac{K_0}{1 + \frac{\beta K_0}{Z_H}}$
Коэффициент передачи тока	$K'_{I_0} = \frac{I_H}{I_{\ell_X}} = K'_0 \frac{Z_{\ell_{Hx}}}{Z_H}$	$K'_I = \frac{K'_0}{1 + \beta K'_0} \cdot \frac{Z_{\ell_{Hx}}}{Z_H}$	$U_{0C} = \beta U_H$ $\Phi_{\ell_X} = \Phi_Y \pm \Phi_{0C}$
Коэффициент передачи индуктивности	$K'_{N_0} = K'_0 K'_{U_0} = (K'_0)^2 \cdot \frac{Z_{\ell_{Hx}}}{Z_H}$	$K'_N = K'_0 K'_I = \frac{(K'_0)^2}{(1 + \beta K'_0)^2} \cdot \frac{Z_{\ell_{Hx}}}{Z_H}$	
Выходное сопротивление	$Z_{\ell_{Hx}} = \frac{\Delta U_H}{\Delta I_H}$	$Z_{\ell_{Hx}} = \frac{\Delta U_H}{\Delta I_H} = \frac{Z_{\ell_{Hx}}}{1 + \beta K_0}$	Умножение - преобразование с ОС
Выходное сопротивление	$Z_{\ell_X} = \frac{U_{\ell_X}}{I_{\ell_X}}$	$Z_{\ell_X} = \frac{U_Y}{I_Y} \cdot \frac{Z_{\ell_{Hx}}}{Z_H}$	$U_H = K_Y U_Y - I_H \cdot R_{Hx}$

т.е. и в этом случае не изменяется характер звена, но вид переходного процесса может стать другим - за счет изменения декремента затухания: вместо монотонности появятся колебания, вместо незатузающих колебаний возникнет монотонность и т.д.

Следует обратить внимание на тот факт, что изменение динамических характеристик при введении ОС не зависит ни от способа формирования сигнала обратной связи, ни от способа его заведения, все решает только знак ОС. Это замечание позволяет сделать следующий вывод: электрическая ОС не изменяет добротности преобразователя

$$D = \frac{K'_N}{T} = \frac{\frac{K'_N}{\tau_{\beta} K'_0}}{\frac{T_0}{\tau_{\beta} K'_0}} = \frac{K'_N}{T_0} = D_0 ,$$

а магнитная - изменяет его:

$$D = \frac{K'_N}{T} = \frac{\frac{K'_N}{(\tau_{\beta} K'_0)^2}}{\frac{T_0}{\tau_{\beta} K'_0}} = \frac{K'_N}{T_0} \cdot \frac{1}{\frac{1}{\tau_{\beta} K'_0}} = \frac{D_0}{\tau_{\beta} K'_0} .$$

Этот факт следует учитывать при определении типа ОС, когда имеется возможность выбора: при необходимости заведения ПОС предпочтение следует отдать МОС, а в случае отрицательной ОС - лучше использовать электрическую обратную связь.

Рекомендуемая литература

I. Виноградов Д.К. Основные характеристики преобразователей и усилителей динамических сигналов САУ . М.: МИФИ, 1975.

О Г Л А В Л Е Н И Е

Введение	4
I. Классификация преобразователей	8
I.I. Классификация преобразователей по энергетическим признакам	9
I.2. Статические характеристики преобразователей. Классификация по виду статических характеристик. Параметры, определяемые по статическим характеристикам	II
I.3. Характеристики нагрузки. Понятие о статической устойчивости	22
I.4. Динамические характеристики преобразователей. Понятие о передаточной функции. Классификация по виду динамических характеристик	26
I.5. Классификация преобразователей по виду сигнала Преобразователи дискретного действия.	31
2. Обратные связи в преобразователях. Классификация и влияние ОС на характеристики и параметры преобразователей	38
2.1. Классификация и назначение ОС.	39
2.2. Влияние ОС на коэффициент передачи и регулировочные характеристики	42
2.3. Влияние ОС на внешние характеристики и выходное сопротивление преобразователя	53
2.4. Влияние ОС на коэффициенты передачи тока, напряжения, мощности	57
2.5. Влияние ОС на динамические характеристики преобразователя.	65