Тема 4. ТИПЫ САМОНАСТРАИВАЮЩИХСЯ СИСТЕМ

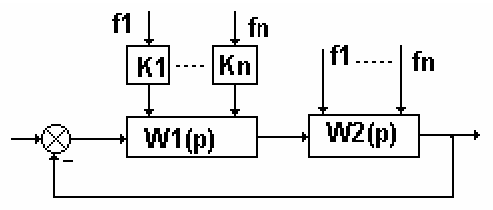
1. Системы с разомкнутым контуром самонастройки.

2. Система с эталонной моделью процесса.

3. Адаптивные системы с настраиваемой моделью процесса.

1. СИСТЕМЫ С РАЗОМКНУТЫМ КОНТУРОМ САМОНАСТРОЙКИ

В некоторых случаях имеется возможность замерить если не все возмущения, действующие на систему, то хотя бы основные.Структурная схема системы при этом может быть представлена в виде:



Здесь обозначены:

$\boldsymbol{W_1(p)}$ – передаточная функция изменяемой части системы, то что называют корректирующим устройством последовательного типа; по существу это- передаточная функция регулятора или его части;

$\boldsymbol{W_2(p)}$ – передаточная функция всей остальной неизменяемой части системы.

Необходимо помнить, что система является нестационарной и, если здесь говорится о передаточных функциях, то только потому, что имеется в виду, что система работает в квазистационарном режиме.

Допустим, что возмущения измеряются в данной системе некоторыми безинерционными устройствами с коэффициентами передачи **К1**, **К2**….**Кn**. Найдем условие самонастройки для такой системы.

После внесения внешних возмущений передаточная функция системы приняла вид:

$$\Phi(p) = \frac{W_1(p)*W_2(p)}{1+W_1(p)*W_2(p)} \quad (1)$$

Если теперь изменить каким-то образом $W_1(p)$, то можно обеспечить постоянство передаточной функции всей системы при изменении $W_2(p)$ под действием возмущений.

Логарифмируем (1):

$$\ln(\Phi) = \ln(W_1 * W_2) - \ln(1 + W_1 * W_2);$$

Продиффиренцируем и, разделяя переменные, получаем:

$$\frac{d\Phi}{\Phi} = \frac{d(W_1W_2)}{W_1W_2} - \frac{d(W_1W_2)}{1+W_1W_2} * \frac{d(W_1W_2)}{W_1W_2} = (1-\Phi)*(\frac{dW_1}{W_1} + \frac{dW_2}{W_2}); \quad (2)$$

то есть для обеспечения малости $d\Phi$ необходимо обеспечить постоянство произведения $W_1(p) \cdot W_2(p)$. Конечно, абсолютное выполнение условия (2) невозможно, поэтому достаточно обеспечить лишь приближенное его выполнение в любой момент времени.

По типу управления эта система является фактически системой комбинированного управления и имеет те же недостатки:

1. невозможно замерить все возмущения,

2. даже если бы это было возможно, то технически выполнить корректирующее устройство, которое с большой точностью выполняет условие (2) при изменении всех возмущений, нельзя.

Однако даже при низком качестве настройки система имеет свои преимущества перед адаптивными системами с замкнутым контуром настройки – практически мгновенное изменение настройки, что важно при быстром изменении возмущающих факторов.

2. СИСТЕМА С ЭТАЛОННОЙ МОДЕЛЬЮ ПРОЦЕССА

Эти системы относятся к адаптивным системам с замкнутым контуром настройки. С помощью автоматического поиска или без него в них определяются динамические характеристики замкнутой САУ, затем они сопоставляются с эталонными, заранее заданными значениями этих характеристик, затем измеренные отклонения этих характеристик воздействуют на изменяемую часть системы $\boldsymbol{W_1(p)}$, меняя ее параметры настройки так, чтобы фактическая характеристика системы приближалась к эталонной.

Определим сначала связь между изменением передаточной функции системы (1) и изменением параметров настройки $\boldsymbol{\Delta W_1(p)}$ для таких систем. Пусть замкнутая САУ имеет передаточную функцию желаемого эталонного вида:

$$\Phi_0(p) = \frac{W_{10}W_{20}}{1+W_{10}W_{20}}; \qquad (1)$$

Изменение внешних воздействий вызывает изменение $\boldsymbol{W_2(p)}$ и через контур самонастройки изменяет $\boldsymbol{W_1(p)}$. Передаточная функция системы становится при этом:

$$\Phi(p) = \frac{W_1W_2}{1+W_1W_2}; \qquad (2)$$

где $\Phi(p) = \Phi_0(p) + \Delta\Phi(p);$

$W_1(p) = W_{10}(p) + \Delta W_1(p);$

$W_2(p) = W_{20}(p) + \Delta W_2(p);$

Преобразуем (2) :

$$\frac{\Phi}{1-\Phi} = W_1 W_2; \qquad (3)$$

и линеаризуем по методу малых отклонений. Левую часть выражения (3) распишем в виде ряда около значения $\boldsymbol{\Phi_0(p)}$:

$$\frac{\Phi_0 + \Delta\Phi}{1-\Phi_0+\Delta\Phi} = \frac{\Phi_0}{1-\Phi 0} + \frac{\Delta\Phi}{(1-\Phi_0)^2} = W_{10}W_{20} + W_{10}\Delta W_2 + W_{20}\Delta W_1 + \Delta W_1 \Delta W_2;$$

Исключая произведение малых вариаций $\boldsymbol{\Delta W_1 \cdot \Delta W_2}$ и члены стационарного состояния, получаем:

$$\frac{\Delta\Phi}{(1-\Phi_0)^2} = W_{20}\Delta W_1 + W_{10}\Delta W_2; \qquad (4)$$

Таким образом, мы должны обеспечить такую связь между $\Delta\boldsymbol{\Phi}$ и $\boldsymbol{\Delta W_1(p)}$, которая обеспечила бы малость $\Delta\boldsymbol{\Phi(p)}$ при изменении $\boldsymbol{\Delta W_2(p)}$ и была бы легко реализуема. Реализовать условие (4) можно самым различным образом. Зададим самую простую, пропорциональную зависимость между $\Delta\boldsymbol{\Phi}$ и $\boldsymbol{\Delta W_1(p)}$:

$$\Delta W_1 = -\frac{K}{1-\Phi_0} * \Delta\Phi; \qquad (5)$$

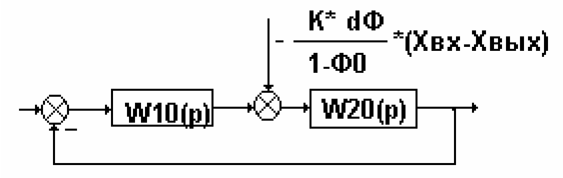
Тогда условие (4) имело бы вид:

$$\Delta\Phi(p)=\frac{W_{10}}{\frac{KW_{20}}{1-\Phi_0}+\frac{1}{(1-\Phi_0)^2}}*\Delta W_2;$$

Если ***K*** – очень велик, то изменения $\Delta\boldsymbol{\Phi}(\boldsymbol{p})$, вызванные изменениями $\boldsymbol{\Delta W_2(p)}$, будут малы. Как же реализовать условие (5)? Оказывается, схема системы при этом может быть очень простой. Умножим обе части уравнения (5) на сигнал рассогласования:

$$\Delta W_1(x_{вх}-x_{вых})=-K*\frac{\Delta\Phi}{1-\Phi_0}(x_{вх}-x_{вых}); \qquad (6)$$

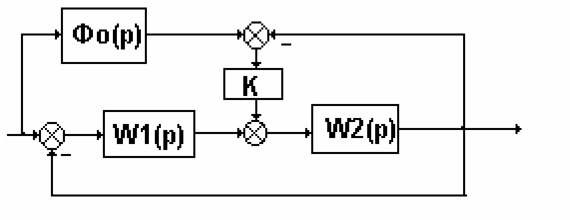
Левая часть выражения (6) определяет величину изменения $\boldsymbol{\Delta W_1(p)}$ под влиянием сигнала рассогласования системы. Но она может быть заменена правой частью равенства, которую можно трактовать как сигнал, поданный на вход объекта:



Как сформировать такой сигнал? Учитывая, что $\boldsymbol{x_{вых}=\Phi_0 \cdot x_{вх}}$, преобразуем выражение (6):

$$\Delta W_1(x_{вх}-x_{вых})=-K*\frac{\Delta\Phi}{1-\Phi_0}(x_{вх}-\Phi_0x_{вх})=-K*\Delta\Phi*x_{вх}=-K(\Phi-\Phi_0)x_{вх}=$$
$$=K*(x_{вых}-\Phi_0x_{вх});$$

Это соотношение выполняется в структуре:



Уравнение всей системы имеет вид:

$$x_{вых} = \frac{W_{10}W_2 + KW_2\Phi_0}{1 + KW_2} * x_{вх};$$

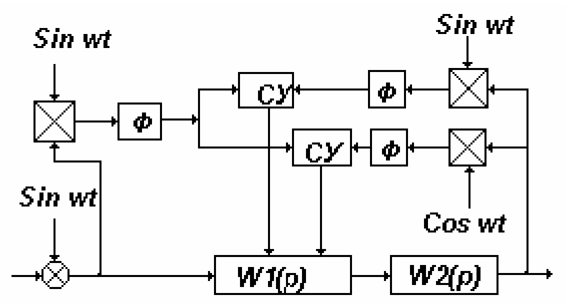
так что, если ***K*** достаточно велико, то $\boldsymbol{x_{вых} = \Phi_0(p)\cdot x_{вх}}$.

Возможности систем с эталонными моделями ограничены, так как увеличение коэффициента усиления контура настройки в одноконтурных системах ограничивается устойчивостью. Отсутствие идентификатора объекта управления не позволяет оптимизировать эталонное качество управления в широком диапазоне изменения внешних возмущений.

3. АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ С НАСТРАИВАЕМОЙ МОДЕЛЬЮ ПРОЦЕССА

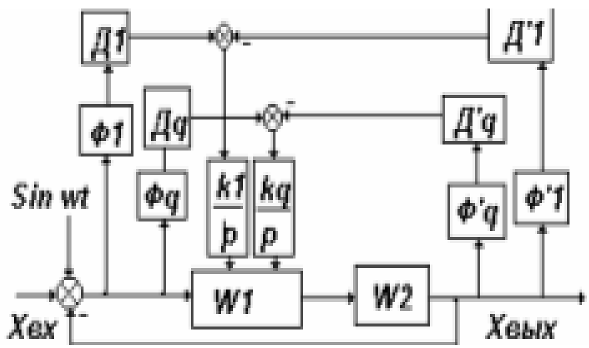
Рассмотрим второй путь создания адаптивных систем с замкнутым контуром самонастройки, при котором зависимость параметров настройки от меняющихся параметров системы уже не является постоянной. Для контроля характеристик системы можно использовать колебания системы, создаваемые возмущениями или специальными пробными сигналами. Используются частотные, временные или случайные характеристики системы. Рассмотрим в качестве примера систему, где контролируются частотные характеристики.

Так же, как и раньше, будем рассматривать систему в квазистационарном режиме, то есть предполагаем, что изменения параметров системы во времени под действием возмущений происходят медленнее, чем при изменении параметров настройки. Для создания контура самонастройки можно использовать ту же методику, что и при экспериментальном снятии частотных характеристик.



Сигналы определенной частоты выделяем из сигнала рассогласования на входе системы и одновременно на выходе системы. Сравниваем эти сигналы по амплитуде и фазе, и преобразованный сигнал этой разности вводим в корректирующее устройство $\boldsymbol{\Delta W_1(p)}$. Для минимально-фазовых систем, у которых амплитудная характеристика однозначно соответствует фазовой, можно ограничиться измерением только одной характеристики: фазовой или амплитудной. В качестве узкополосных фильтров, выделяющих сигналы определенной частоты можно использовать синхронные детекторы с опорным напряжением этой частоты. Полоса пропускания определяется полосой фильтра синхронного детектора и может быть сделана достаточно узкой (до тысячных долей герца). Количество параллельных каналов контроля определяется требуемой точностью контроля характеристик. Для надежности контроля на входе системы можно добавить пробные гармонические колебания Sin wt с регулируемой частотой.

Допустим, что контролируется амплитудно-частотная характеристика системы (АЧХ). Структура системы имеет вид:



Гармоники с частотами $\boldsymbol{w_1, w_2 \ldots w_n}$ сигнала рассогласования выделяются узкополосными фильтрами ***Ф*1**, ***Ф*2**……***Ф*n**. Гармоники с этими же частотами на выходе объекта выделяются фильтрами ***Ф*’1**, ***Ф*’2**….***Ф*’n**. Затем сигналы детектируются на детекторах **Д1**, **Д2**….**Дn** – на входе системы и **Д’1**, **Д’2**….**Д’n** – на выходе системы.

Для выходных детекторов все коэффициенты передачи сделаны одинаковыми, поэтому напряжения $\boldsymbol{U_q}$ на выходе системы просто соответствуют ординатам текущей АЧХ системы $W_0(w)$.

Для входных детекторов коэффициенты передачи можно произвольно подобрать так, чтобы напряженияU_qна входе системы соответств овали ординатам желаемой АЧХ системы $W_ж(w)$.

Выходные сигналы детекторов вычитаются и поступают на усилители с коэффициентом A. Таким образом на выходе усилителей формируются сигналы вида:

$$\Delta U_q = A*[W_0(w_q) - W(w_q)];$$

Эти сигналы интегрируются и подаются на корректирующее устройство $W_1(p)$.

Величины $x_q = \frac{\Delta U_q}{p}$ будем называть параметрами настройки.

Допустим, что структура корректирующего устройства такова, что ордината его АЧХ в каждой точке пропорциональна параметру настройки. Тогда:

$$W_1(w_q) = \frac{W(w_q)}{W_2(w_q)} = B_q * A * \frac{1}{p} * [W_0(w_q) - W(w_q)] \quad (7)$$

Обозначим $\Delta W(wq) = W(wq) - W_0(wq)$ и продифференцируем (7):

$$\frac{\frac{dW}{dt}}{W_2} = -\frac{W}{W_2^2} * \frac{dW_2}{dt} = -B_q * A * \Delta W;$$

или, так как $W = W_1 \cdot W_2$ а $\frac{dW}{dt} = \frac{d\Delta W}{dt}$ имеем:

$$\frac{\frac{dW}{dt}}{W_2} - \frac{W_1}{W_2} * \frac{dW_2}{dt} = \frac{1}{W_2} * \left(\frac{d\Delta W}{dt} - W_1 * \frac{dW_2}{dt}\right) = -B_q * A * \Delta W$$

и окончательно получаем:

$$\frac{d\Delta W(w_q)}{dt} + B_q * A * W_2(w_q) * \Delta W(w_q) = W_1(w_q) * \frac{dW_2(w_q)}{dt} \qquad (8)$$

Выражение (8) является уравнением движения контура самонастройки с коэффициентом передачи $K_q = B_q * A * W_2(w_q)$.

Очевидно, оно представляет собой уравнение устойчивого апериодического звена с постоянной времени $T_q = \frac{1}{K_q}$:

$$\frac{1}{K_q}\frac{d\Delta W}{dt} + \Delta W = \frac{1}{K_q} * W_1 * \frac{dW_2}{dt} \qquad (9)$$

Уравнение (9) записано без учета постоянных времени фильтров системы контроля и поэтому дает завышенную оценку быстродействия процессов в контуре самонастройки. Постоянная времени T_q здесь определяет ошибки контура настройки, вызванные дрейфом характеристик объекта под действием возмущений.

Уменьшение постоянной времени контура самонастройки возможно за счет увеличения K_q, но значительно уменьшить длительность переходных процессов в контуре настройки по сравнению с длительностью переходных процессов в контуре регулирования не приходится. Наименьшая постоянная времени системы контроля характеристик всегда будет больше постоянной времени контура регулирования. Поэтому при резком уменьшении T_q возможна колебательная неустойчивость контура настройки и нарушение устойчивости контура регулирования.

Обычно длительность переходного процесса в контуре настройки на порядок превышает длительность переходного процесса в контуре регулирования.

Рассмотренная адаптивная система является наиболее совершенной. Она дает возможность стабилизировать качество при самых различных неконтролируемых возмущениях. Нетрудно заметить и ее **недостатки**: сложность цепей контроля характеристик, а следовательно и пониженная помехозащищенность.