

## ПРИМЕРЫ СИСТЕМ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ

### *Пример системы с разомкнутыми цепями самонастройки*

Структурная схема системы с разомкнутыми цепями самонастройки показана на рис.2.

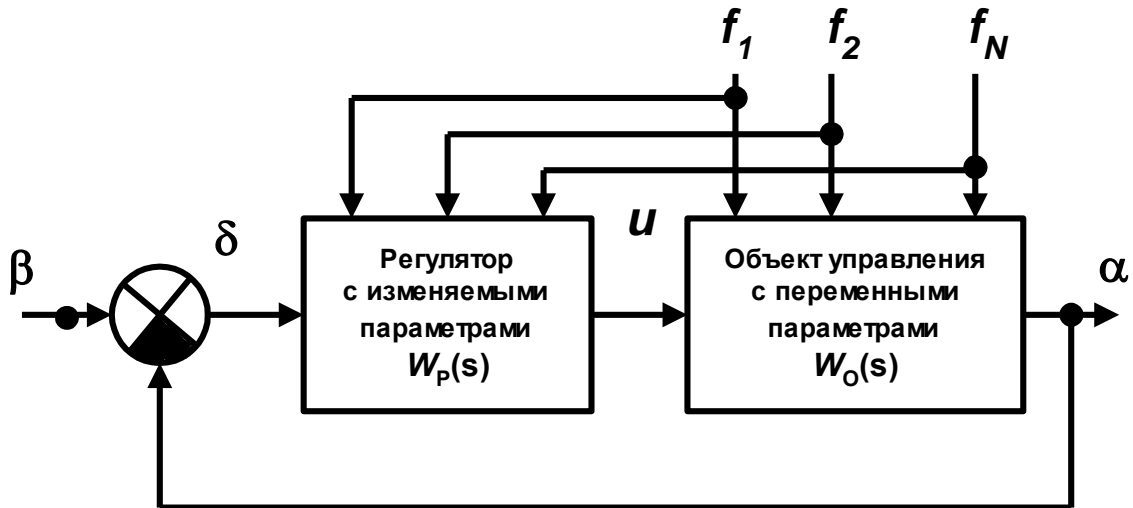


Рис. 2. Структурная схема системы с разомкнутыми цепями самонастройки

Она состоит из регулятора с передаточной функцией  $W_P(s)$  и объекта управления с передаточной функцией  $W_O(s)$ . К объекту управления приложены внешние воздействия  $f_1(s)$ ,  $f_2(s)$ , ...,  $f_N(s)$ , которые изменяют передаточную функцию объекта управления.

Задача состоит в том, чтобы с помощью автоматической подстройки параметров регулятора обеспечить стабильные свойства системы управления, а значит, стабильную передаточную функцию замкнутой системы

$$\Phi(s) = \frac{W_P(s)W_O(s)}{1 + W_P(s)W_O(s)}.$$

Наилучшие свойства система имеет в том случае, если объект управления и регулятор обладают «номинальными» передаточными функциями  $W_{OH}(s)$  и  $W_{PH}(s)$ .

Для постоянства передаточной функции необходимо выполнить условие

$$W_P(s) W_O(s) = W_{PH}(s) W_{OH}(s).$$

Поэтому передаточная функция регулятора должна изменяться по закону

$$W_P(s) = \frac{W_{PH}(s)W_{OH}(s)}{W_O(s)}.$$

Предполагается, что известен закон изменения передаточной функции объекта управления под воздействием величин  $f_1(s)$ ,  $f_2(s)$ , ...,  $f_N(s)$ . Тогда в адаптивной системе производится измерение этих воздействий и на основании результатов измерения вычисляется актуальная оценка передаточной функции объекта управления  $W_{O.PACH}(s)$ . Передаточная функция регулятора фактически формируется в соответствии с уравнением

$$W_P(s) = \frac{W_{PH}(s)W_{OH}(s)}{W_{O.PACH}(s)}.$$

Рассмотрим *пример*. В основном контуре системы управления последовательно включены ПИ-регулятор с передаточной функцией

$$W_P(s) = k_P \frac{T_P s + 1}{T_P s},$$

где  $k_P$  и  $T_P$  – коэффициент усиления и постоянная времени регулятора соответственно, и объект управления, имеющий передаточную функцию

$$W_O(s) = \frac{k_0}{(T_0 s + 1)(\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1)},$$

где  $k_0$  – коэффициент передачи объекта управления;  $T_0$  и  $\tau$  – постоянные времени;  $\zeta$  – коэффициент относительного демпфирования, причём  $\tau = 0,01\text{с}$  и  $\zeta = 0,5$ .

Внешнее воздействие  $f$  вызывает изменение параметров  $k_0$  и  $T_0$  объекта управления. Зависимости этих параметров от  $f$  считаются известными:

$$k_0 = k_{0H} f,$$

$$T_0 = T_{0H} f^{-1}.$$

Значения параметров  $k_{0H} = 10$  и  $T_{0H} = 0,02$  с представляют собой номинальные значения коэффициента передачи и постоянной времени соответственно (при  $f = 1$ ).

При  $f = 1$  наилучшая (номинальная) настройка системы управления характеризуется частотой среза в разомкнутом состоянии, равной 20 рад/с, и соответствует следующим значениям параметров ПИ-регулятора:  $k_P = k_{PH} = 0,04$  и  $T_P = T_{0H} = 0,02$  с. В этом случае система имеет переходный процесс, показанный на рисунке А1. Длительность переходного процесса, имеющего апериодический характер, составляет примерно 0,12 с. Перерегулирование отсутствует.

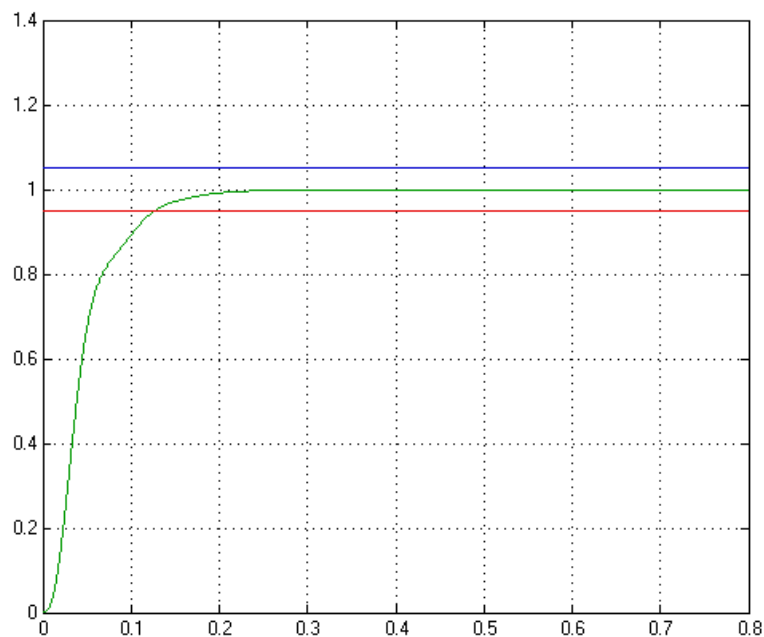


Рисунок А1. Переходный процесс системы управления при номинальной настройке регулятора

Будем считать, что значения  $f$  изменяются в диапазоне от 0,333 до 3. Тогда коэффициент передачи  $k_0$  может принимать значения от 3,33 до 30, а постоянная времени объекта управления  $T_0$  – значения от 6,66 мс до 60 мс. При этом, если не менять настройки регулятора, свойства системы управления существенно ухудшаются. В частности при  $f = 3$  коэффициент передачи  $k_0 = 30$ , постоянная времени объекта управления  $T_0 = 6,66$  мс, а переходный процесс в системе управления имеет вид, изображённый на рисунке А2.

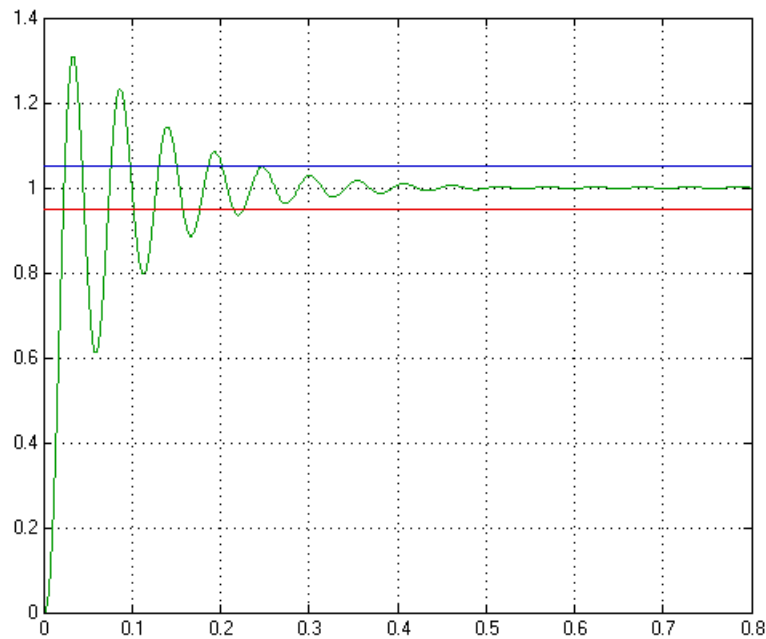


Рисунок А2. Переходный процесс системы управления при номинальной настройке регулятора и воздействии  $f = 3$

Видно, что переходный процесс имеет явно выраженный колебательный характер, длительность переходного процесса увеличилась до 0,22 с, а перерегулирование достигает 30%. Причина такого изменения свойств системы состоит в существенном снижении её запасов устойчивости из-за чрезмерного увеличения частоты среза.

При снижении  $f$  до 0,333 качество системы так же оказывается низким. В результате значительного уменьшения коэффициента передачи объекта управления падает значение частоты среза системы в разомкнутом состоянии. Поэтому, хотя переходный процесс носит апериодический характер и перерегулирование практически отсутствует, длительность этого процесса, равная примерно 0,33 с, оказывается значительно больше того же показателя при номинальных значениях параметров объекта управления (рисунок А3).

Приведённые результаты анализа свойств системы при различных значениях воздействия  $f$  свидетельствуют о целесообразности применения адаптивного управления для стабилизации свойств системы.

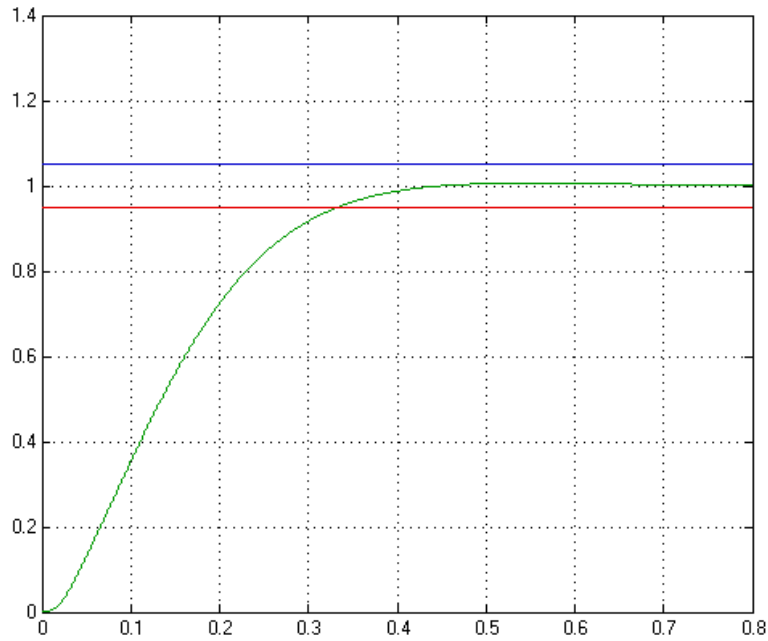


Рисунок А3. Переходный процесс системы управления при номинальной настройке регулятора и воздействии  $f = 0,333$

Для построения системы адаптивного управления воспользуемся формулой

$$W_P(s) = \frac{W_{PH}(s)W_{OH}(s)}{W_{O.PACЧ}(s)},$$

где 
$$W_{OH}(s) = \frac{k_{0H}}{(T_{0H}s + 1)(\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1)},$$

$$W_{PH}(s) = k_{PH} \frac{T_{0H}s + 1}{T_{0H}s},$$

$$W_{O.PACЧ}(s) = \frac{k_{0H}f}{(T_{0H}f^{-1}s + 1)(\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1)}.$$

Учитывая, что

$$W_{PH}(s)W_{OH}(s) = \frac{k_{PH}k_{0H}}{T_{0H}s(\tau^2 s^2 + 2\zeta\tau s + 1)},$$

имеем

$$W_P(s) = \frac{k_{PH}}{f^2} \cdot \frac{(T_{0H}f^{-1}s + 1)}{T_{0H}f^{-1}s}.$$

Из последней формулы следуют правила адаптивной подстройки параметров ПИ-регулятора на основании измеренного воздействия  $f$  :

$$k_P = k_{PH} f^{-2},$$

$$T_P = T_{PH} f^{-1}.$$

При реализации полученных зависимостей свойства адаптивной системы оказываются стабильными при изменении воздействия  $f$  в указанном выше диапазоне значений, а переходный процесс приобретает вид, показанный на рисунке А4.

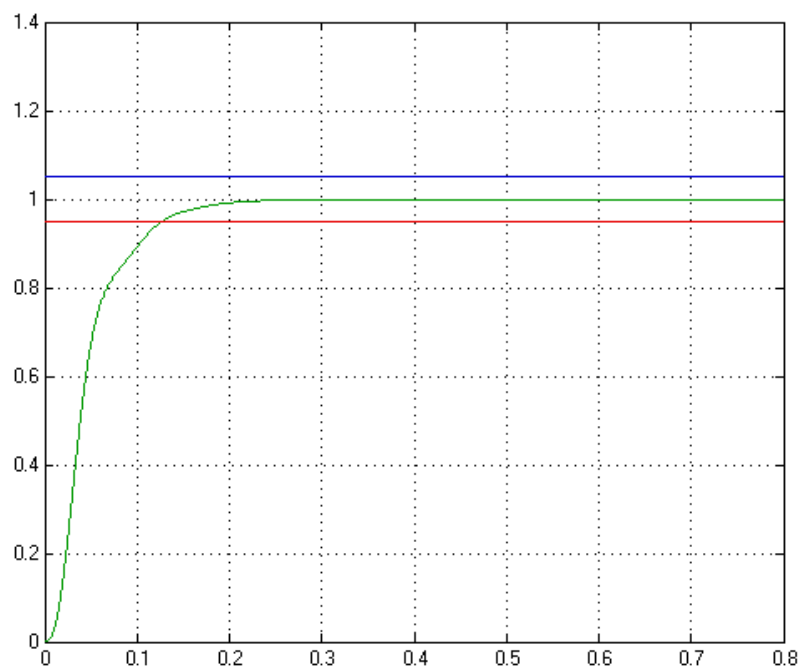


Рисунок А4. Переходный процесс системы управления при адаптивной подстройке значений параметров регулятора

Можно заметить, что, как и ожидалось, переходный процесс на рисунке А4 не отличается от процесса при номинальной настройке регулятора и номинальном значении воздействия (рисунок А1).

Точность решения задачи и динамические свойства системы зависят от точности измерения внешних воздействий и адекватности математической модели, характеризующей влияние этих воздействий на свойства объекта управления.

Естественно, что в данной постановке задача адаптивного управления решается приближённо. Тем не менее, такой подход широко применяется при построении адаптивных систем.

### **Пример системы с замкнутыми цепями самонастройки и сигнальной адаптацией**

Рассматривается система, которая должна обладать стабильным качеством процессов управления. В прямой цепи основного контура управления находятся регулятор с передаточной функцией  $W_P(s)$  и объект управления с передаточной функцией  $W_O(s)$ .

Реакция реальной системы сравнивается с реакцией эталонной модели, которая имеет передаточную функцию  $W_\Xi(s)$ , соответствующую желаемым свойствам всей системы адаптивного управления (рис. 3).

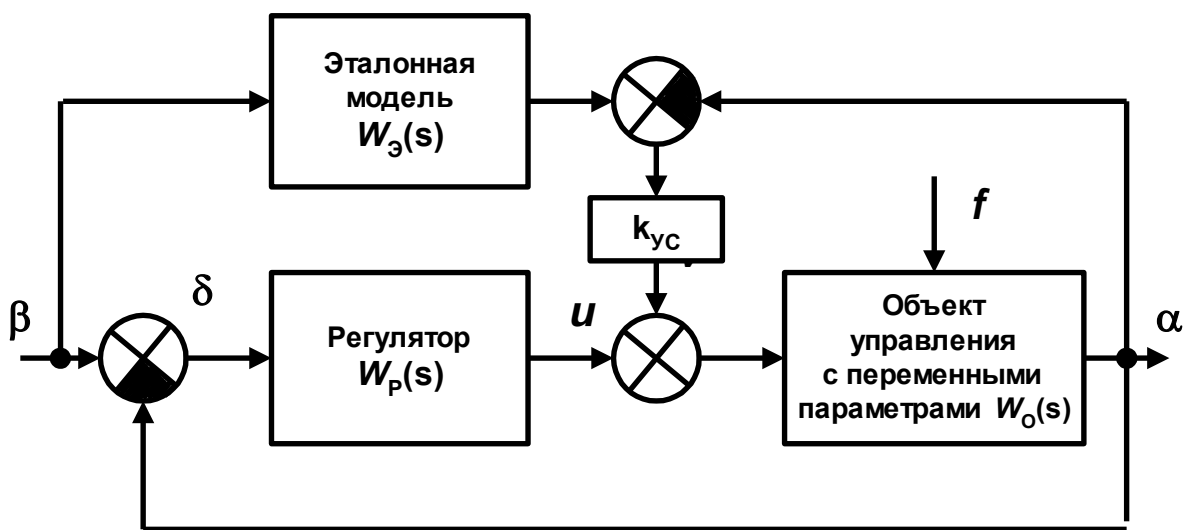


Рис. 3. Структурная схема системы с замкнутыми цепями самонастройки и сигнальной адаптацией

Цепь самонастройки содержит элемент сравнения и усилитель с коэффициентом усиления  $k_{yc}$ . На выходе усилителя образуется **корректирующий сигнал**, который суммируется с выходным сигналом регулятора и способствует улучшения динамических свойств системы в целом. В этом можно убедиться, выражение, характеризующее передаточную функцию  $\Phi(s)$  замкнутой адаптивной системы:

$$\Phi(s) = \frac{W_P(s)W_O(s) + k_{yc}W_O(s)W_\Xi(s)}{1 + W_P(s)W_O(s) + k_{yc}W_O(s)}.$$

Нетрудно заметить, что при достаточно большом значении  $k_{yc}$  передаточная функция замкнутой системы  $\Phi(s)$  стремится к передаточной

функции эталонной системы  $W_{\mathcal{E}}(s)$ . Поэтому адаптивная система приобретает свойства эталонной системы.

Однако при построении адаптивных систем с эталонной моделью может возникнуть проблема. Дело в том, что реализовать достаточно большое значение коэффициента усиления  $k_{yc}$  удаётся далеко не всегда. Это вызвано опасностью потери устойчивости системы, которая имеет два контура обратных связей. А при недостаточно высоком значении  $k_{yc}$  качество адаптивной системы может оказаться невысоким. Вместе с тем, адаптивные системы с сигнальной адаптацией достаточно широко распространены. Это обусловлено, в том числе, простотой их реализации.

Рассмотрим *пример*. В основном контуре системы управления последовательно включены П-регулятор с коэффициентом усиления  $k_p$  и объект управления, имеющий передаточную функцию

$$W_O(s) = \frac{k_0}{s(T_0s + 1)(\tau^2s^2 + 2\zeta\tau s + 1)},$$

где  $k_0$  – коэффициент передачи объекта управления;  $T_0$  и  $\tau$  – постоянные времени;  $\zeta$  – коэффициент относительного демпфирования, причём  $T_0 = 0,02\text{с}$ ;  $\tau = 0,01\text{ с}$  и  $\zeta = 0,5$ . Под действием внешнего возмущения коэффициент передачи меняется. Закон изменения его значений неизвестен. Но известно, что значения  $k_0$  могут принадлежать интервалу от 1 до 10.

При настройке основного контура управления найдено наилучшее значение коэффициента усиления регулятора  $k_p = 1,5$ . Для максимального значения коэффициента  $k_0 = 10\text{ с}^{-1}$  это обеспечивает значение частоты среза разомкнутой системы  $\omega_C = 15\text{ с}^{-1}$ . В этом случае переходный процесс изменения выходной переменной системы имеет вид, представленный на рисунке А5.



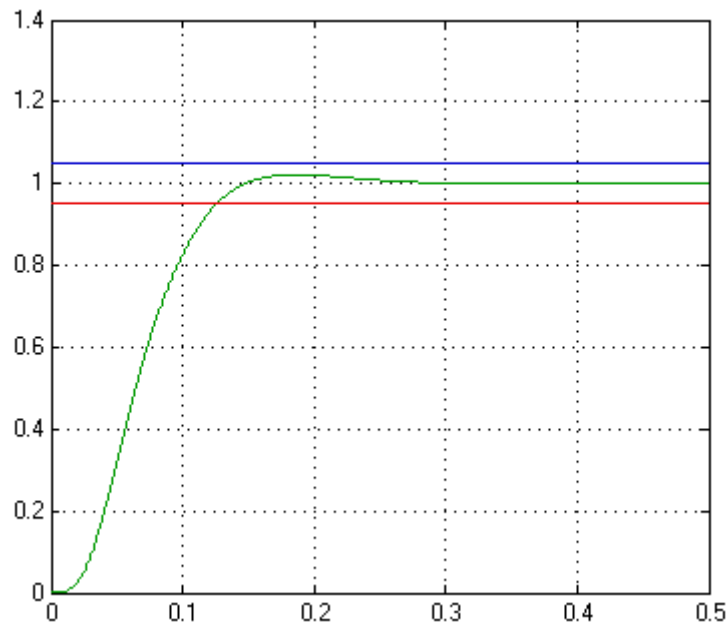


Рисунок А5. Переходный процесс в неадаптивной системе при  $k_0 = 10 \text{ с}^{-1}$

Можно заметить, что перерегулирование незначительно (примерно равно 2,5%), а длительность переходного процесса, составляющая 0,125 с, вполне приемлема. Однако при меньших значениях коэффициента  $k_0$  длительность процесса регулирования увеличивается и, таким образом, качество системы управления ухудшается. При  $k_0 = 5 \text{ с}^{-1}$  переходный процесс увеличивается до 0,33 с (рисунок А6), а при  $k_0 = 5 \text{ с}^{-1}$  он достигает примерно 2 с (рисунок А7).

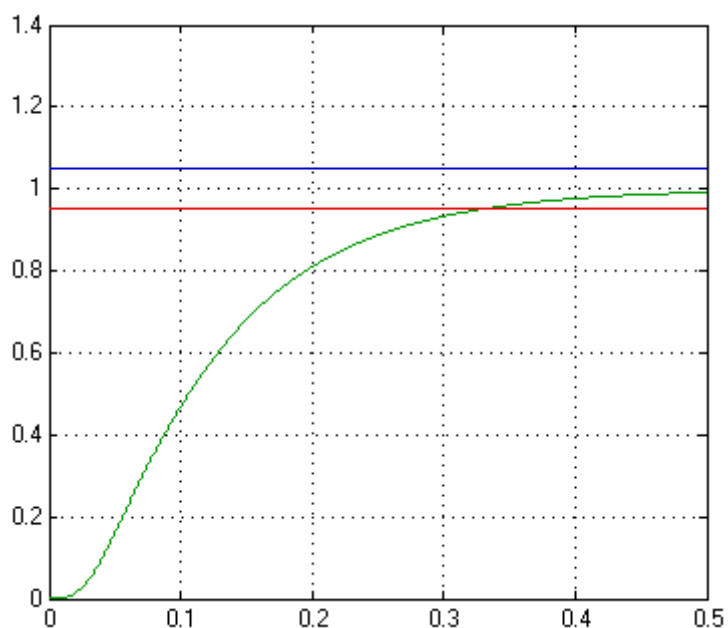


Рисунок А6. Переходный процесс в неадаптивной системе при  $k_0 = 5 \text{ с}^{-1}$

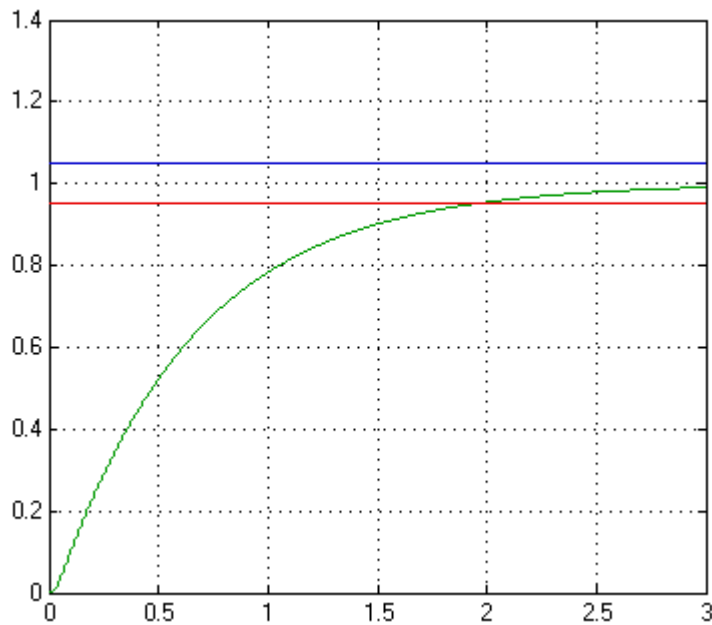


Рисунок А7. Переходный процесс в неадаптивной системе при  $k_0 = 1 \text{ с}^{-1}$

Для улучшения динамических свойств системы управления целесообразно использовать сигнальную адаптацию. В качестве эталонной модели замкнутой системы управления выбирается модель аperiodического звена, описываемого передаточной функцией

$$W_{\mathcal{D}}(s) = \frac{1}{T_{\mathcal{D}}s + 1},$$

с постоянной времени  $T_{\mathcal{D}} = 0,05 \text{ с}$ .

Для обеспечения необходимых запасов устойчивости адаптивной системы выбор допустимого значения коэффициента усиления  $k_{yc}$  целесообразно производить при наибольшем допустимом значении коэффициента передачи  $k_0$  объекта управления. В результате компьютерного моделирования установлено, что приемлемым значением коэффициента  $k_{yc}$  является 1,5. В этом случае переходный процесс системы имеет вид, показанный на рисунке А8, а процесс изменения дополнительного корректирующего сигнала изображён на рисунке А9.

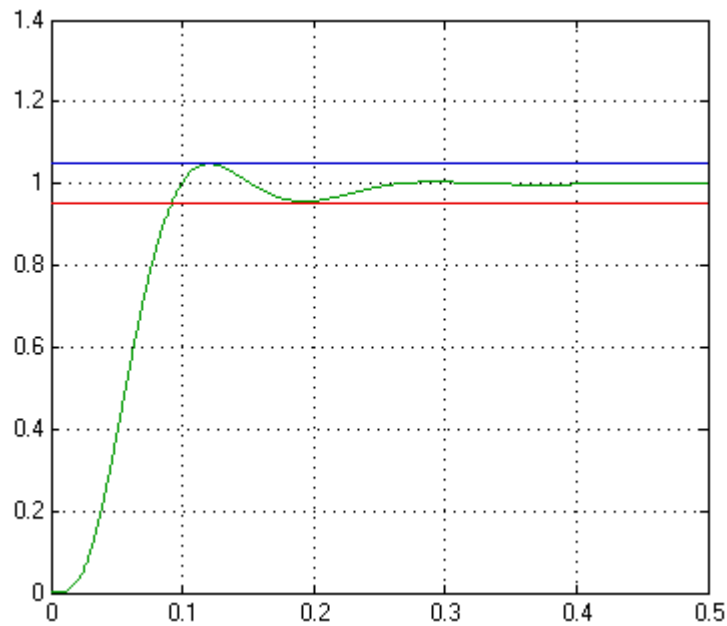


Рисунок А8. Переходный процесс в адаптивной системе при  $k_0 = 10 \text{ с}^{-1}$

В результате действия сигнала в дополнительном контуре обратной связи запасы устойчивости несколько снизились. Это привело к появлению затухающих колебаний. Но при этом перерегулирование не превышает 5%, а время переходного процесса составляет примерно 0,09 с, что можно считать приемлемым.

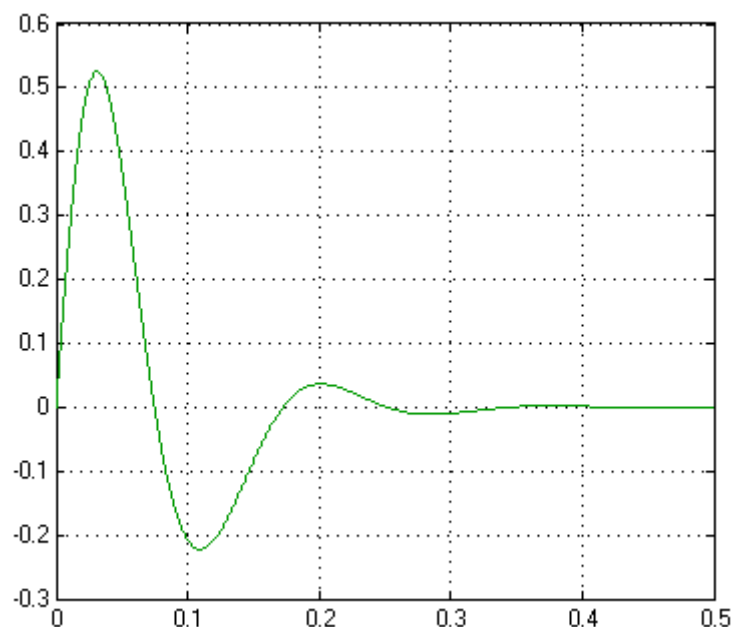


Рисунок А9. Процесс изменения корректирующего сигнала при  $k_0 = 10 \text{ с}^{-1}$

Благодаря сигналу адаптивной коррекции движение объекта управления форсируется при значениях коэффициента передачи, меньших 10

$\text{с}^{-1}$ . В результате этого время переходного процесса сокращается по сравнению со случаем отсутствия адаптации. При  $k_0 = 5 \text{ с}^{-1}$  в адаптивной системе возникает практически аperiodический переходный процесс, время которого составляет примерно 0,18 с (рисунок A10). Процесс изменения соответствующего корректирующего сигнала показан на рисунке A11.

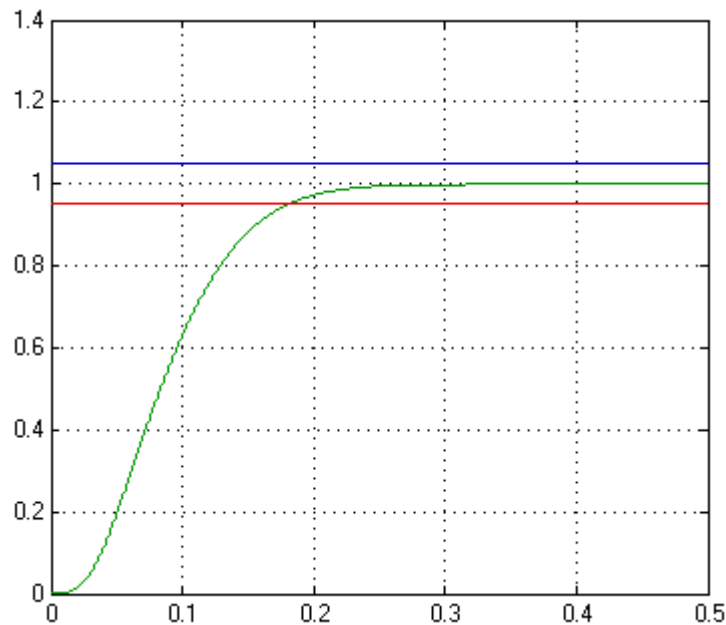


Рисунок A10. Переходный процесс в адаптивной системе при  $k_0 = 5 \text{ с}^{-1}$

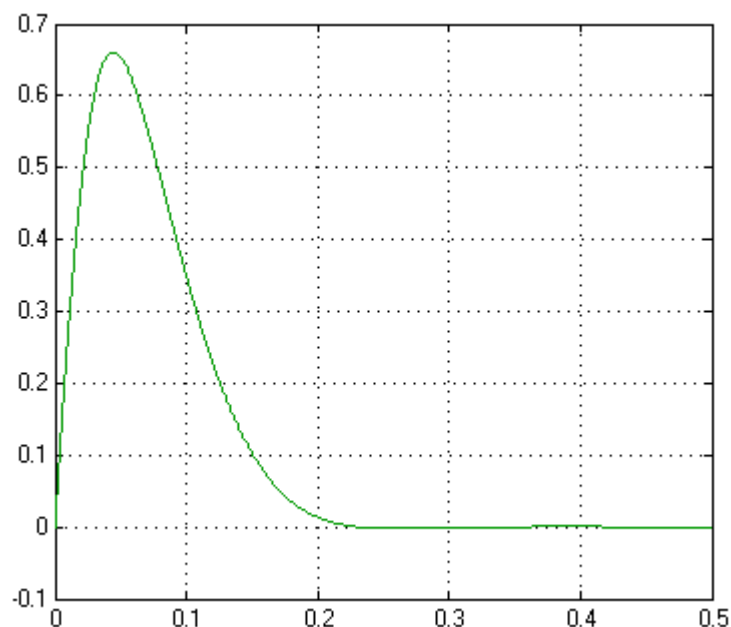


Рисунок A11. Процесс изменения корректирующего сигнала при  $k_0 = 5 \text{ с}^{-1}$

При  $k_0 = 1 \text{ с}^{-1}$  переходный процесс также имеет практически аperiodический характер. Его длительность вдвое меньше, чем в

неадаптивной системе и составляет 1 с. (рисунок A12). Процесс изменения корректирующего сигнала показан на рисунке A13.

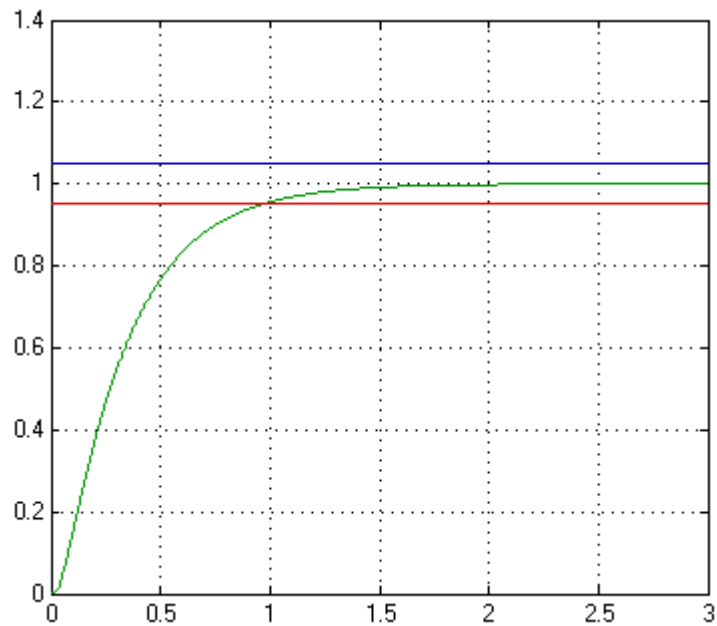


Рисунок A12. Переходный процесс в адаптивной системе при  $k_0 = 1 \text{ с}^{-1}$

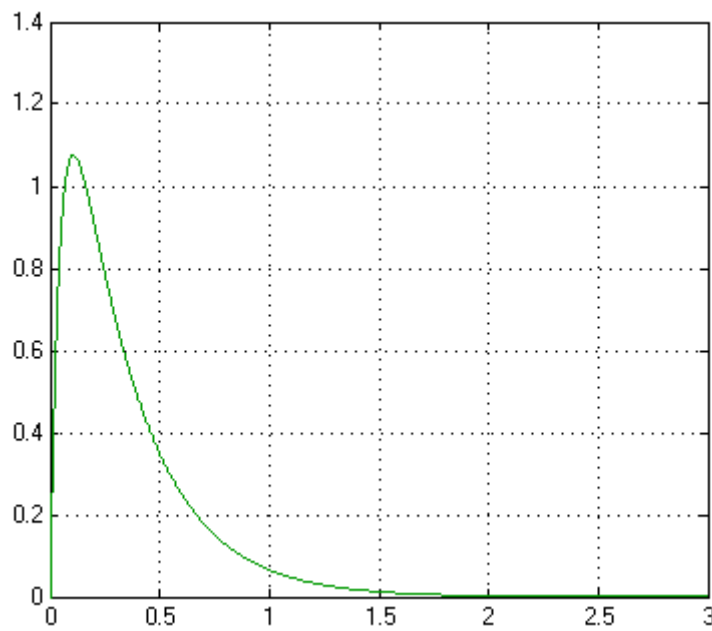


Рисунок A13. Процесс изменения корректирующего сигнала при  $k_0 = 1 \text{ с}^{-1}$

Можно заметить, что использование сигнальной адаптации и эталонной модели даёт возможность сократить время переходного процесса при вариации значения коэффициента передачи объекта управления. Но получить стабильную его длительность не представляется возможным,

несмотря на то, что при уменьшении коэффициента передачи объекта управления возрастает интенсивность компенсирующего сигнала.

Причина кроется в ограниченном значении коэффициента  $k_{yc}$ , увеличить которое не удаётся из-за снижения запасов устойчивости адаптивной системы, вызванных появлением в ней дополнительного адаптационного контура с отрицательной обратной связью.

Таким образом, сигнальная адаптация, основанная на применении эталонной модели, может быть средством улучшения динамических свойств системы управления при заранее неизвестных законах изменения параметров объекта управления. Но возможности такого подхода ограничены, и он эффективен при относительно небольших диапазонах изменения значений параметров объекта. Большей эффективностью обладают те адаптивные системы, в которых удаётся реализовать более высокие значения коэффициента усиления  $k_{yc}$  в цепи корректирующего воздействия.

***Пример системы с замкнутыми цепями самонастройки и параметрической адаптацией***

Рассматривается система, которая должна обладать стабильным качеством процессов управления. В прямой цепи основного контура управления находятся регулятор с передаточной функцией  $W_p(s)$  и объект управления с передаточной функцией  $W_o(s)$  (рис. 4). Параметры регулятора изменяются под воздействием сигналов, формируемых корректирующим устройством.

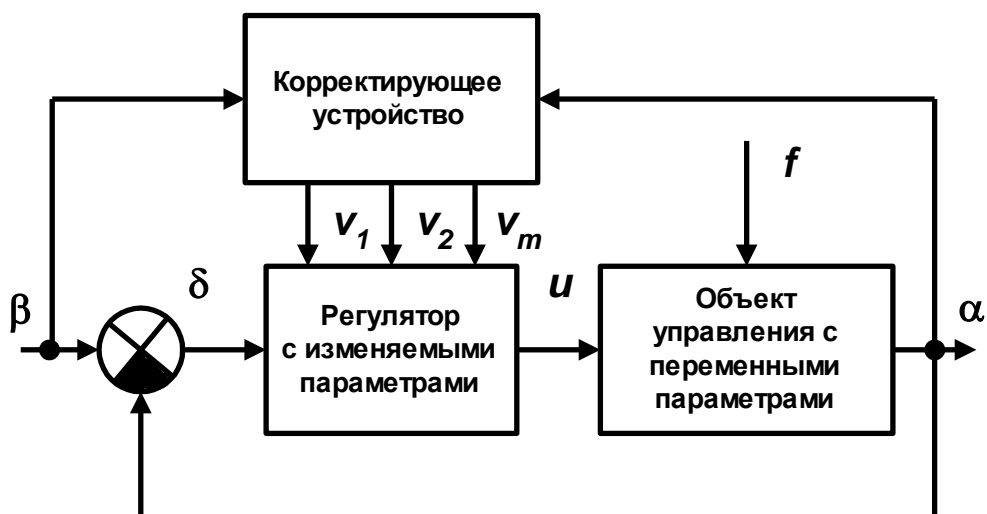


Рис. 4. Структурная схема системы с замкнутыми цепями самонастройки и параметрической адаптацией

Корректирующее устройство представляет собой контроллер, который определяет рассогласование между реакцией эталонной модели и реакцией системы и в зависимости от этого рассогласования изменяет значения параметров регулятора. Это приводит к желаемому изменению передаточной функции регулятора.

Один из возможных способов построения адаптивных систем подобного рода состоит в следующем. На вход системы подаётся несколько тестовых сигналов, имеющих известные частоты и достаточно малые амплитуды. В реакции системы выделяют сигналы на тех же частотах и по ним определяют частотные характеристики системы.

Отношение амплитуды выходного сигнала к амплитуде входного тестового сигнала даёт значение амплитудно-частотной характеристики системы на частоте тестового воздействия. Сдвиг фазы выходного сигнала по отношению к фазе тестового сигнала свидетельствует о значении фазо-частотной характеристики системы на частоте тестового сигнала.

Количество частот тестовых воздействий зависит от сложности объекта управления. Совокупность полученных оценок позволяет судить об АЧХ и ФЧХ системы, а они служат основой для определения актуальной передаточной функции системы  $\Phi(s)$ .

Учитывая её связь с передаточными функциями регулятора и объекта управления

$$\Phi(s) = \frac{W_P(s)W_O(s)}{1 + W_P(s)W_O(s)}$$

и то, что при проведении исследования свойств системы передаточная функция регулятора известна, можно найти актуальную передаточную функцию объекта управления по формуле

$$W_O(s) = \frac{\Phi(s)}{[1 - \Phi(s)]W_P(s)}.$$

Поскольку желаемые свойства адаптивной системы заданы, известно желаемое произведение «номинальных» передаточных функций объекта управления и регулятора  $W_{OH}(s) W_{PH}(s)$ .

Отсюда становится ясно, какую передаточную функцию должен иметь регулятор, чтобы обеспечить стабильное качество всей системы:

$$W_P(s) = \frac{W_{PH}(s)W_{OH}(s)}{W_O(s)}.$$

Производится расчёт значений параметров регулятора, соответствующих этой передаточной функции, и значения параметров регулятора приводятся в соответствие с этими расчётными значениями. Можно считать, что такой способ самонастройки подобен автоматическому синтезу регуляторов систем управления методом частотных характеристик.

Амплитуды тестовых воздействий на систему должны быть настолько малыми, чтобы не они не искажали основной процесс управления. Но при этом затрудняется выделение реакций системы на эти тестовые воздействия, особенно при наличии помех и шумов. Это обстоятельство может привести к ухудшению свойств адаптивной системы.

### ***Пример адаптивной подсистемы регулирования скорости следящего привода с дополнительным воздействием***

Подсистема регулирования скорости следящего привода с дополнительным воздействием отличается от рассмотренного выше варианта такой подсистемы тем, что в ней постоянно существуют динамические процессы. Поэтому оценить момент инерции подвижных частей удаётся на основании второго закона Ньютона даже в том случае, когда возникает установившийся процесс отработки основного (управляющего) воздействия.

Особенность рассматриваемой подсистемы регулирования скорости состоит в том, что на вход вложенной в неё подсистемы регулирования тока исполнительного привода подаётся создаваемое генератором гармоническое воздействие. Оно приводит к появлению переменной составляющей электромагнитного момента, которая вызывает колебания угловой скорости вала двигателя.

Зависимость амплитуды  $A_\Omega$  колебаний угловой скорости от частоты  $\omega_0$  и амплитуды  $A_M$  колебаний электромагнитного момента, вызываемого дополнительным воздействием, имеет вид

$$A_\Omega = \frac{A_M}{J\omega_0}.$$



Отсюда следует формула для вычисления момента инерции подвижных частей:

$$J = \frac{A_M}{A_\Omega \omega_0}.$$

Амплитуда колебаний момента и частота дополнительного воздействия известны. Поэтому формула упрощается:

$$J = \frac{a}{A_\Omega},$$

где  $a = \frac{A_M}{\omega_0}$  – известная постоянная величина.

Из приведённых выше соображений следует, что для решения задачи идентификации момента инерции в состав адаптивной системы необходимо ввести

- генератор дополнительного гармонического воздействия  $U_{\text{доп}}$ , подаваемого на вход замкнутой подсистемы регулирования тока;
- датчик скорости;
- устройство выделения и определения амплитуды колебаний скорости;
- вычислитель момента инерции в соответствии с последней формулой.

Устройство выделения и определения амплитуды колебаний скорости представляет собой динамический объект. Это устройство может содержать узкополосный фильтр, настроенный на частоту дополнительного воздействия, двухполупериодный выпрямитель и фильтр нижних частот, предназначенный для сглаживания пульсаций сигнала, несущего информацию об амплитуде колебаний скорости.

Структурная схема подсистемы регулирования скорости следящего привода с дополнительным воздействием, позволяющим идентифицировать момент инерции вращающихся частей, показана на рис.6.

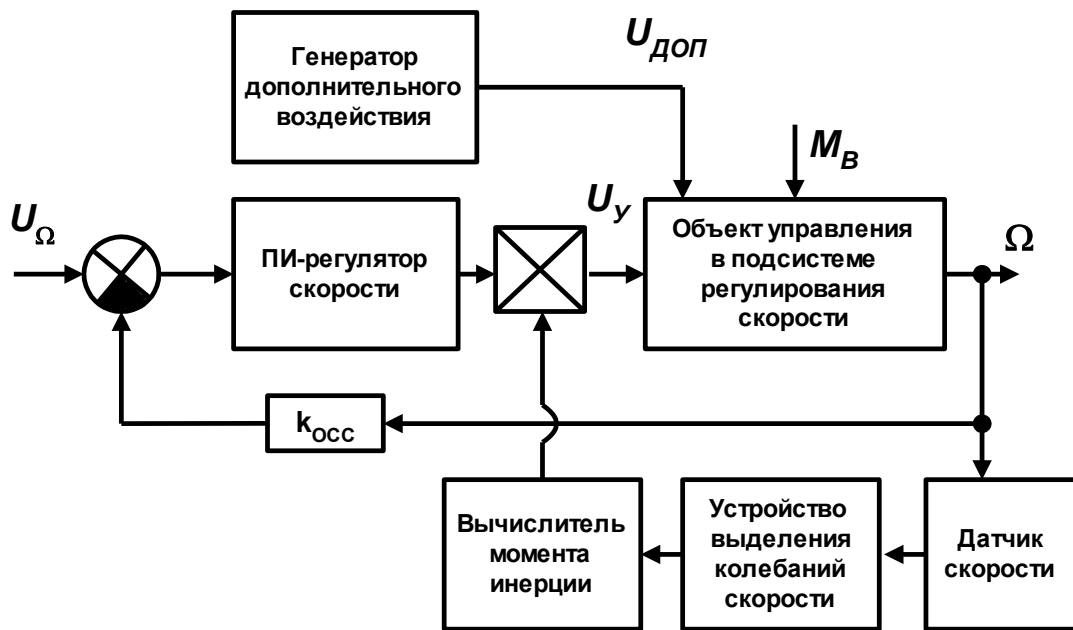


Рис. 6. Структурная схема подсистемы регулирования скорости следящего привода с дополнительным воздействием

Для интенсивного подавления сигналов, частота которых отличается от частоты дополнительного воздействия, целесообразно выбрать передаточную функцию узкополосного фильтра следующего вида:

$$W_{\phi.y}(s) = \frac{\tau^2 s^2}{(\tau^2 s^2 + 2\xi\tau s + 1)^2},$$

где  $\tau$  – постоянная времени фильтра;  $\xi$  – коэффициент относительного демпфирования, причём  $\tau = \omega_0^{-1}$ ,  $\xi = 0,5$ .

Передаточная функция ФНЧ может быть выбрана такой:

$$W_{\phi.HЧ}(s) = \frac{k_{\phi.HЧ}}{(T_{\phi.HЧ} s + 1)^2},$$

где  $T_{\phi.HЧ}$  и  $k_{\phi.HЧ}$  – постоянная времени и коэффициент передачи фильтра нижних частот соответственно. Для уменьшения колебаний оценки момента инерции значение постоянной времени должно удовлетворять условию

$$T_{\phi.HЧ} \ll \omega_0^{-1}.$$

Амплитуда и частота дополнительного гармонического воздействия выбираются такими, чтобы колебания электромагнитного момента двигателя

составляли 10...20% от номинального момента двигателя, а колебания угла поворота вала двигателя были незначительными и не приводили к появлению недопустимых погрешностей положения объекта управления.