

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ВОЛЖСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ (ФИЛИАЛ)
ФЕДЕРАЛЬНОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО БЮДЖЕТНОГО ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО
УЧРЕЖДЕНИЯ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ВОЛГОГРАДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

В.П. Шевчук

РАСЧЕТ НАСТРОЙКИ СИСТЕМ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Электронное учебное пособие



2017

УДК 681.518.3(07)
ББК 32.813я73
Ш 379

Рецензенты:

Печатается по решению редакционно-издательского совета
Волгоградского государственного технического университета

Шевчук, В.П.

Расчет настройки систем адаптивного управления [Электронный ресурс]: учебное пособие / В.П. Шевчук; ВПИ (филиал) ВолГТУ. - Электрон. текстовые дан. (1 файл: 626 КБ). – Волжский, 2017. - Режим доступа: <http://lib.volpi.ru>. – Загл. с титул. экрана.

ISBN 978-5-9948-2693-5

В учебном пособии изложены и рассмотрены основные модели и алгоритмы систем адаптивного управления. Рассмотрены основные понятия о робастных системах и адаптивном управлении. Основное внимание уделено безмодельным робастным системам и робастным системам с эталонной моделью. В пособии также изложены основные понятия о настройках систем адаптивного управления и методах расчёта настройки систем робастной стабилизации и систем адаптивного управления. Основное внимание уделено алгоритмам расчёта двухконтурных систем, расчета инерционных двухконтурных систем, расчета трёхконтурных адаптивных систем и алгоритму расчета адаптивных систем с импульсом по производной.

Учебное пособие предназначено для магистрантов всех форм обучения по направлению 15.04.04. – автоматизация технологических процессов и производств, при освоении дисциплины «Математические основы автоматизации».

Ил. 38, библиограф.: 15 назв.

ISBN 978-5-9948-2693-5

© Волгоградский государственный
технический университет, 2017
© Волжский политехнический
институт, 2017

ОГЛАВЛЕНИЕ

Вместо введения.....	5
1. Основные понятия о робастных системах и адаптивном управлении....	11
1.1. Безмодельные робастные системы.....	14
1.2. Робастные системы с эталонной моделью.....	16
1.3. Комбинированные робастные системы.....	22
1.4. Понятие о настройках систем адаптивного управления.....	24
2. Расчёт настройки систем робастной стабилизации.....	27
2.1. Непосредственная компенсация возмущений.....	28
2.2. Компенсация возмущений по отклонению критерия управления.....	28
2.3. Расчёт настройки систем робастной стабилизации.....	32
2.3.1. Алгоритм расчета пропорционального закона регулирования.....	37
2.3.2. Алгоритм расчета пропорционально-интегрального закона.....	38
2.3.3. Настройка пропорционально-интегро-дифференциального закона...	40
3. Расчет настройки систем адаптивного управления.....	44
3.1. Алгоритм расчета двухконтурных систем.....	49
3.2. Алгоритм расчета инерционных двухконтурных систем.....	54
3.3. Расчет трёхконтурных адаптивных систем.....	59
3.4. Расчет адаптивных систем с импульсом по производной.....	63
Список использованной литературы.....	68

ТИПОВЫЕ УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ:

1. $X(t)$ – управляющее воздействие;
2. $Y(t)$ – критерий управления;
3. $F(t)$ – возмущающее воздействие;
4. $Y(iT_C)$ – i -тое измеренное значение критерия управления;
5. $Y(jT_S)$ – j -тое измеренное значение критерия управления;
6. $Y_{зад}(t)$ – функция задания;
7. $\Delta X(kT_Y)$ – k -тое изменение управляющего воздействия;
8. $Z(jT_S)$ – текущее значение физической величины, вычисленное по результатам прямых измерений;
9. T_C – время измерения физической величины, сек;
10. T_S – период опроса первичного преобразователя, сек;
11. T_Y – период нанесения управляющего воздействия, сек;
12. $T_{И}$ – время идентификации, в алгоритмах адаптации;
13. N – объём выборки для расчёта статистических характеристик;
14. $\Delta_1(iT_C)$ – методическая динамическая составляющая погрешности цифровой обработки информации от квантования по уровню;
15. $\Delta_2(jT_S)$ – методическая динамическая составляющая погрешности обработки информации от квантования по времени;
16. $W_O(P)$ – передаточная функция объекта по каналу управления;
17. $W_{of}(p)$ – передаточная функция объекта по каналу возмущения;
18. $W_P(P)$ – передаточная функция регулятора;
19. $W_f(p)$ – передаточная функция компенсатора;
20. $\varepsilon(t)$ – ошибка робастной стабилизации;
21. τ – время чистого запаздывания;
22. K_O, K_f – коэффициенты передачи по каналу управления и компенсации;
23. $T_1, \text{сек}; T_2, \text{сек}^2; T_3, \text{сек}^3$ – настроечные коэффициенты эталонной модели;
24. S_1, S_2, S_3 – соответственно, пропорциональная, интегральная и дифференциальная настройки регулятора;
23. $\Delta(t, S_1, S_2, S_3)$ – ошибка процесса управления в установившемся режиме.

Вместо введения

История развития автоматизации технологических процессов и производств тесно связана с историей развития вычислительной техники, как основного технического средства реализации робастных систем и адаптивного управления. Единый подход к исследованию адаптивных систем на основе рекуррентных стохастических алгоритмов и аппарате стохастической аппроксимации предложил **Яков Залманович Цыпкин**



(1919-1997). Выдающийся советский ученый, академик РАН, лауреат Ленинской премии, премии А.А. Андропова, премии Кауцца, награжден медалью Хартли. Внес существенный вклад в развитие теории систем с запаздыванием, обобщив критерий Найквиста на случаи запаздывания, в исследованиях импульсных (дискретных) систем управления, развил адекватный математический аппарат таких систем, названный как Z -преобразование. Основоположник теории линейных дискретных систем. Много сделал в области релейных систем. Добился серьезных успехов в решении проблемы управления в условиях неопределенности и в других областях управления [2].

Выдающуюся роль в развитии **алгоритмического обеспечения АСУ ТП** сыграл **Александр Аронович Фельдбаум (1913-1969)** – советский учёный, специалист в области автоматического управления и элементной базы ЭВМ. Один из основоположников оптимального управления, автор принципа дуального управления в теории самонастраивающихся и самообучающихся систем, теоретик и инженер, доктор технических наук, лауреат государственных премий. Многочисленные его монографии по теории управления и вычислительной технике опубликованы на многих языках мира [1].



Первую отечественную персональную ЭВМ «Мир-1» для инженерных расчетов и первую систему автоматизированного управления технологическими процессами и промышленными предприятиями разработал **Виктор Михайлович Глушков (1923-1982)**.



Выдающийся русский ученый, математик. В математике развил методы вычисления несобственных интегралов, внес значительный вклад в отечественную кибернетику, в теорию цифровых автоматов, теорию программирования и системы алгоритмических алгебр, теорию проектирования ЭВМ, в

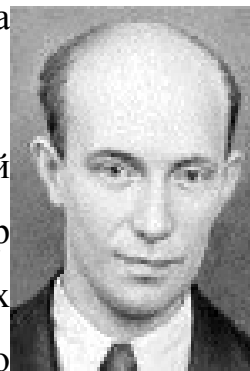
создание многопроцессорных макроконвейерных суперэвм. Его

сподвижник **Сергей Алексеевич Лебедев (1902-1974)** – советский ученый, академик РАН, специалист в области электротехники и вычислительной техники. Занимался разработкой самонаводящихся торпед, систем стабилизации танковых орудий, за что был удостоен государственных наград.



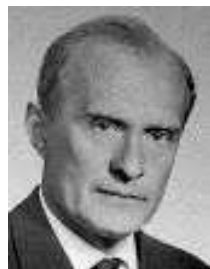
Считается основоположником вычислительной техники в СССР. Разработал целую серию ЭВМ, применявшихся для расчетов при запусках искусственных спутников земли, первых космических кораблей с человеком на борту, в системах ПВО страны. Итогом его деятельности стала разработка ЭВМ под названием БЭСМ-6, лучшей машины в те годы в Европе. Награжден международной медалью «Пионер компьютеростроения». Ему присвоено звание Героя социалистического труда. Учреждена премия РАН имени С.А. Лебедева.

Михаил Александрович Карцев (1923-1983). Советский учёный в области вычислительной техники, доктор технических наук, профессор. Главный конструктор первых поколений ЭВМ для систем контроля космического



пространства и предупреждения о ракетном нападении. Основатель и первый директор НИИ вычислительных комплексов. Лауреат Государственной

премии СССР. Автор первой в мире многоформатной векторной структуры ЭВМ. Им впервые в мире предложена и реализована концепция полностью параллельной вычислительной системы с распараллеливанием на всех четырех уровнях: программ, команд, данных и слов. Разработан проект первой в СССР векторно-конвейерной вычислительной машины.

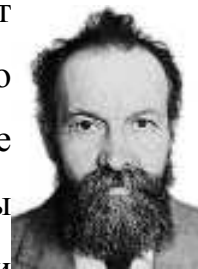


Владимир Сергеевич Семенихин (1918-1990). Академик РАН, Герой Социалистического труда, лауреат Ленинской и двух Государственных премий, награжден многими орденами и медалями СССР. Крупный ученый в области автоматики и телемеханики. Создатель мощных автоматизированных и информационных систем специального назначения для МВД СССР, систем управления вооруженными силами страны. Основатель и главный идеолог мощной отечественной школы мирового класса по всем аспектам комплексной автоматизации процесса управления разнородными структурами.



Сергей Львович Соболев (1908-1989). Академик РАН. Один из выдающихся математиков XX века. Внес основополагающий вклад в современную науку, в своих фундаментальных исследованиях положил начало научных направлений в современной математике. Совместно с академиком В.И.Смирновым открыл новую область в математической физике (метод Смирнова-Соболева) – функционально инвариантные решения, позволяющие решать задачи, связанные с волновыми процессами в сейсмологии. Развивал направления функционального анализа и вычислительной математики. Разработал теорию пространств функций с обобщенными производными, которая вошла в науку как пространства Соболева, сыгравшие исключительную роль в формировании современных математических воззрений. Внес значительный вклад в развитие многих областей математики.

Алексей Андреевич Ляпунов (1911-1973). Член-корреспондент академии наук СССР, один из первых отечественных ученых, кто оценил значение кибернетики, внес большой вклад в ее становление и развитие. Общие и математические основы кибернетики, вычислительные машины, программирование и теория алгоритмов, машинный перевод и математическая лингвистика, кибернетические вопросы биологии, философские и методологические аспекты развития науки – вот неполный перечень основных направлений науки, получивших интенсивное развитие по его инициативе и при его участии. Основные труды относятся к теории множеств, теоретическим вопросам программирования, математической лингвистике. Награжден престижными медалями «Computer Society» и «Computer Pioneer», правительственными наградами СССР.



Владимир Семенович Пугачев (1911-1998). Академик АН СССР, выдающийся российский ученый и педагог. Один из основоположников статистической теории систем управления, автор ряда фундаментальных научных работ по динамике полета, баллистике, теории обыкновенных и стохастических дифференциальных уравнений, стохастическому управлению, информатике, статистике случайных



процессов и многим другим разделам современной прикладной математики [3]. Был автором научного проекта «Новые архитектуры и алгоритмы обработки информации» в рамках программы «Вычислительные системы новых поколений» [3]. **Владимир Викторович Солодовников (1910-1991).** Заслуженный деятель науки и техники РФ, почетный член РАН, выдающийся кибернетик, один из основателей автоматики в СССР. Им впервые поставлена проблема качества системы автоматического управления, разработаны исходные положения



оригинального частотного метода решения этой проблемы, впоследствии им же развиты и распространены на широкий класс типовых воздействий на системы с распределенными и переменными параметрами. Разработал теорию аналитических самонастраивающихся систем. Оказал большое влияние на развитие теории управления в нашей стране. Им было опубликовано свыше 300-х научных работ, многие из которых переведены во многих странах мира.



Лев Семенович Понтрягин (1908-1988). Академик АН СССР, Герой социалистического труда, лауреат многих премий, выдающийся математик. В топологии открыл общий закон двойственности и в связи с этим построил теорию характеров непрерывных групп, получил ряд результатов в теории гомотопий (непрерывное семейство отображений – классы Понтрягина). В теории колебаний главные результаты его исследований относятся к асимптотике релаксационных колебаний. Является создателем математической теории оптимальных процессов, в основе которой лежит принцип максимума Понтрягина. Получил фундаментальные результаты по дифференциальным играм. Оказал большое влияние на развитие вариационного исчисления в мире. Почетный член многих академий и обществ мира.

Большой вклад в развитие методов приёма, методов передачи и методов обработки измерительной информации внес **Аксель Иванович Берг (1893-1979)** – академик АН СССР,



Герой социалистического труда, адмирал – инженер, один из крупнейших ученых – радиоспециалистов. Имел много правительственных наград. Им созданы методики расчета приемо-усилительных и передающих устройств, теория ламповых генераторов, теория девиации корабельных радиопеленгаторов. Активный участник решения основных проблем развития радиоэлектроники в СССР. По его

инициативе в СССР были созданы институт радиотехники и многочисленные лаборатории этого профиля. Инициатор и руководитель научных исследований в технической кибернетике и её приложениям для автоматизации технологических процессов и производств.

Неоценимый вклад в развитие нашей отечественной космонавтики, радиосвязи, радиотехнических устройств и технических средств автоматизации внес **Владимир Александрович Котельников (1908 -2005)** – Академик, вице-президент РАН, выдающийся российский ученый, разработчик знаменитой теоремы отсчетов (теорема Котельникова), явившейся основополагающей в теории цифровых систем, теории информатики. Создал классическое представление теории помехоустойчивости средств связи [4]. Идеолог создания планетного радиолокатора и радиолокационного исследования планет, которые позволили уточнить масштабы солнечной системы более чем в 100 раз. Ему принадлежит большая заслуга в развитии радиосистем, радиофизики, квантовой физики. Создал знаменитое ОКБ, сыгравшее ключевую роль в создании космической техники в СССР, был на протяжении многих лет его директором. Герой социалистического труда, член академий многих стран мира, лауреат многочисленных премий.



Глава 1.

Основные понятия о робастных системах и адаптивном управлении.

На рисунке 1.1 изображена функциональная схема системы оптимального управления, основным элементом которой является объект управления. Все остальные элементы (блоки) функциональной схемы являются техническими средствами автоматизации [5]. Часть блоков являются **аналоговыми устройствами** – это средства измерения (датчики измерительной информации), аналоговые первичные преобразователи (бл.1), усилители преобразователи (бл.5) и исполнительные механизмы. Другая часть блоков являются **программно-аппаратными устройствами**. Например, модули ввода аналоговой и дискретной информации (МВА и МВД) (бл.2), модули вывода аналоговой информации (МВВА, МВВД) (бл.4) и др.

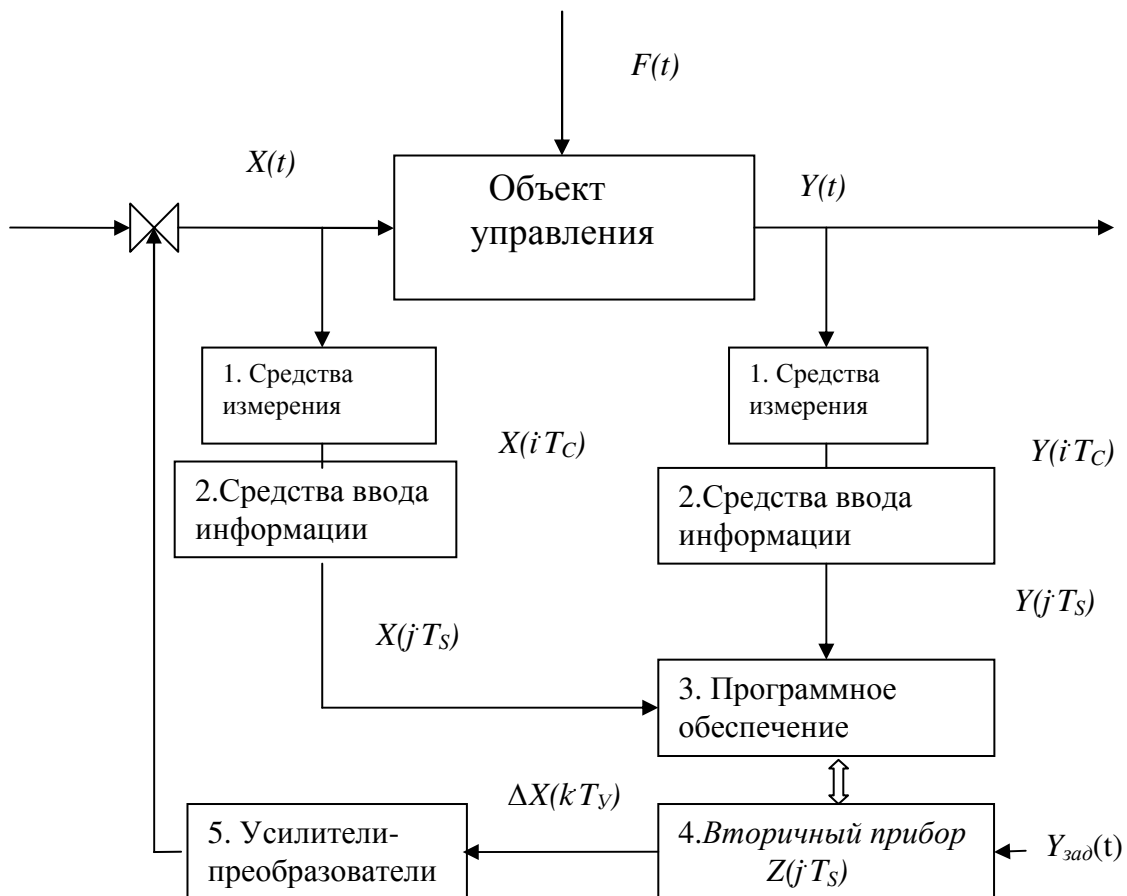


Рис.1.1. Информационные потоки при адаптивном управлении.

О качестве как процессов управления, так и о качестве целевого продукта, производимого объектом управления, судят по выходным координатам объекта управления, $Y(t)$, которые называются критериями управления. Критерии бывают технологическими, альтернативными и обобщенными [6].

К технологическим критериям относятся физические параметры, измеряемые прямым методом (температура, расход, давление, концентрация и т.д.). Эти параметры всегда подлежат контролю. Изменение этих параметров возможно только через посредство объекта управления, то есть путем изменения входных координат, $X(t)$, которые называются управляющими воздействиями. Изменения управляющего воздействия производится при помощи алгоритма управления, как совокупности элементарных математических операций, выполняемых программно-логическим устройством (ПЛК, бл.3) с применением измерительной информации, полученной от объекта управления. При адаптивном управлении алгоритм управления должен быть построен таким образом, чтобы свести на нет или хотя бы уменьшить воздействие на объект возмущающих параметров системы, $F(t)$ (см. рис.1.1).

Альтернативные критерии управления применяются при комплексном управлении несколькими объектами управления, например, при управлении энергетическим блоком, состоящим из последовательного соединения котлоагрегата и турбоагрегата. На рисунке 1.2 представлено поле экспериментальных данных, по которым определено, что максимальная эффективность работы котлоагрегата достигается при расходе топлива равное $X_k(t)$, а максимальная эффективность работы турбогенератора достигается при расходе перегретого пара равное $X_T(t)$. Из рисунка видно, что максимальная эффективность работы энергоблока достигается в точке **A**, когда котлоагрегат работает в условиях положительного градиента своего

управляющего воздействия, а турбина работает в условиях отрицательного градиента своего управляющего воздействия [7].

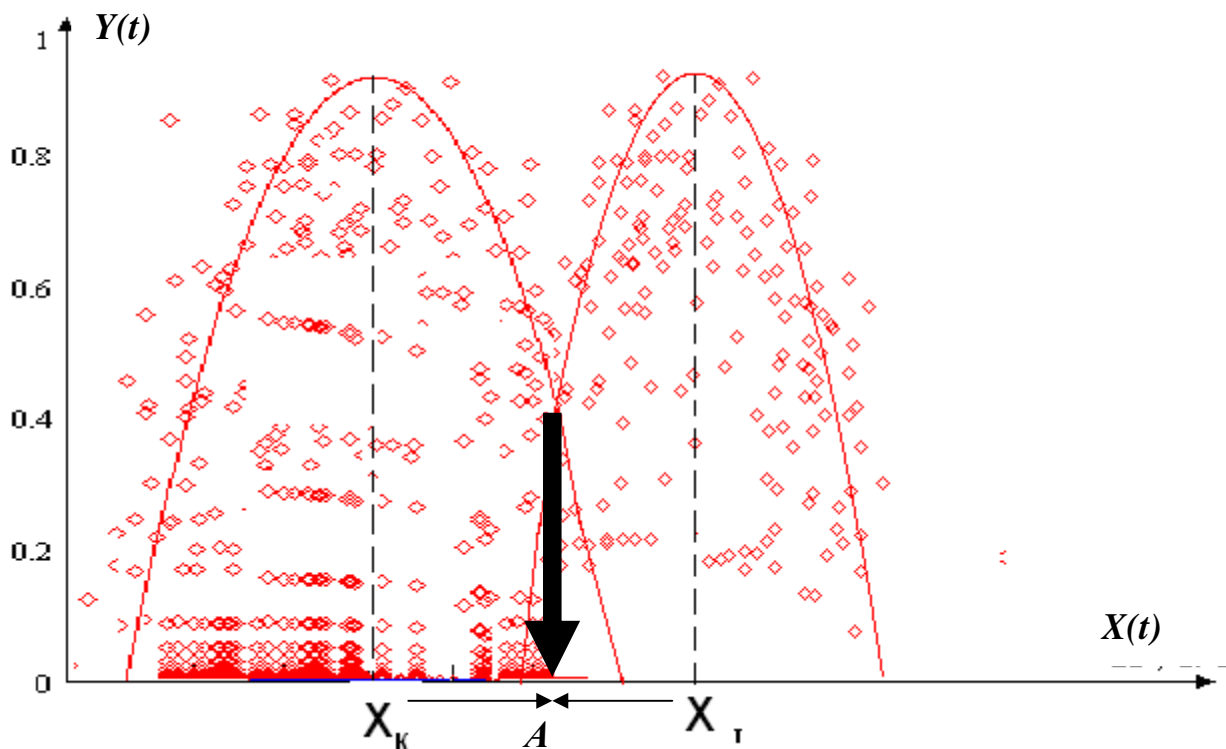


Рис.1.2. К понятию об альтернативном критерии управления

В современных условиях всё большее применение приобретают обобщенные критерии управления [8, 9, 10]. На рисунке 1.3 представлено поле экспериментальных данных, по которым определено, что максимальная эффективность работы энергоблока (по обобщенному критерию - минимума себестоимости) при производстве электроэнергии, находится в точке X_C по топливу (тонны/час).

В зависимости от способа формирования задания, $Y_{зад}(t)$, (см. Рис.1.1) системы адаптивного управления делятся на:

- **системы робастной стабилизации**, если функция реального времени, $Y_{зад}(t)$, является константой, например, $Y_{зад}(t) = A$;
- **системы программного управления**, если функция реального времени, $Y_{зад}(t)$, является числовой последовательностью прямоугольных импульсов заданной амплитуды:

$$Y_{зад}(i \cdot T_c) \approx \sum_{i=0}^N A_i \cdot \delta(i, j, k) \quad ,$$

где: A_i – амплитуда i -того импульса: T_c – время измерения физической величины (настройка модуля ввода аналоговой информации); i, j, k – счетчики реального времени (см. рис.1.1.);

- **адаптивные системы** с текущей идентификацией свойств объекта управления, если числовая последовательность, $Y_{зад}(t)$, является случайной функцией времени.

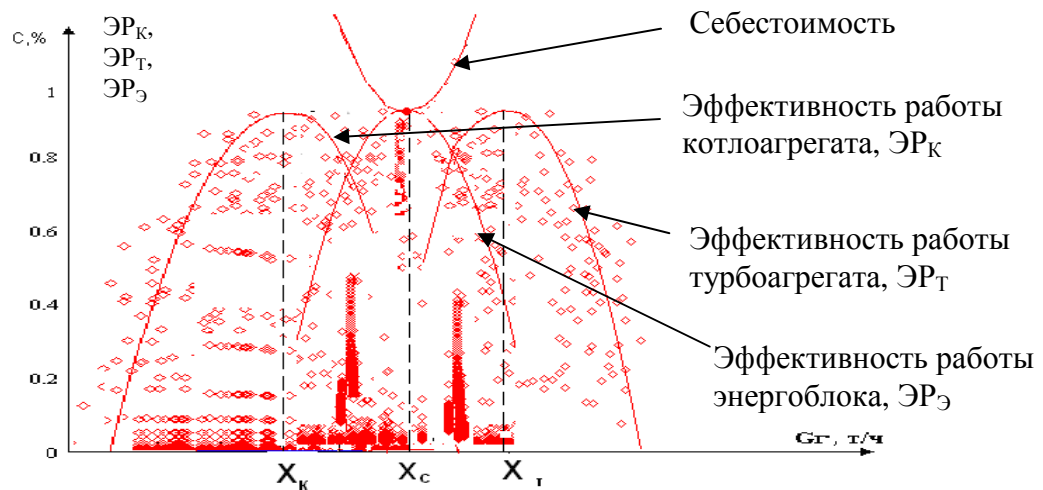


Рис.1.3. К понятию обобщенного критерия управления.

Системы адаптивного управления можно разбить на три типа, характеризующиеся различным соотношением использования текущей и априорной информации (см. рис.1.4.): безмодельные робастные системы, робастные системы с эталонной моделью и комбинированные робастные системы.

1.1. Безмодельные робастные системы.

Безмодельные робастные системы основаны на обработке данных нормального функционирования объекта, т.е. используют только текущую информацию и позволяют по данным обработки текущей информации определить положение экстремума критерия управления. Процесс

определения положения рабочей точки при этом называют процессом **текущей идентификации**. Все нужные знания об объекте формируются в алгоритмах текущей идентификации.

Например, в работах [7, 11] предложен способ идентификации положения рабочей точки на критерии управления, который основан на допущении, что в окрестности рабочей точки математическая модель объекта управления линеаризуема в малом, тогда аппроксимирующая зависимость может быть выбрана прямой:

$$Y(X(j \cdot T_S), A, B) = A \cdot X(j \cdot T_S) + B$$

Согласно метода наименьших квадратов [12], измеренные массивы критерия управления и управляющего воздействия, могут быть алгоритмически оформлены в систему алгебраических уравнений:

$$\frac{\sum_{j=0}^N X(j \cdot T_S) \cdot Y(j \cdot T_S)}{N} - \frac{A \cdot \sum_{j=0}^N X(j \cdot T_S)^2}{N} - \frac{B \cdot \sum_{j=0}^N Y(j \cdot T_S)}{N} = 0$$

$$\frac{\sum_{j=0}^N Y(j \cdot T_S)}{N} - \frac{A \cdot \sum_{j=0}^N X(j \cdot T_S)}{N} - B = 0,$$

решение которой (при нулевых начальных условиях) имеет вид [11]:

$$A \approx \frac{\sum_{j=0}^{N-1} \Delta X(j \cdot T_S) \cdot \Delta Y(j \cdot T_S)}{\sum_{j=0}^{N-1} (\Delta X(j \cdot T_S))^2},$$

где $\Delta X(jT_S)$, $\Delta Y(jT_S)$ – текущие центрированные значения управляющего воздействия и критерия управления, T_S – период опроса первичного преобразователя (темп измерения физической величины, как одна из настроек программного обеспечения), N – объём выборки для расчёта статистических характеристик (как одна из настроек программного обеспечения), $N \cdot T_S = T_H$ – время идентификации.

Коэффициент A есть не что иное, как оценка величины производной в рабочей точке при условии, что $\Delta X(jT_S)$ – это текущее значение флуктуации

управляющего воздействия вокруг оценки математического ожидания на интервале времени идентификации, а $\Delta Y(jT_S)$ – это текущее значение флуктуации критерия управления вокруг оценки математического ожидания на интервале времени идентификации. Алгоритм можно использовать и для многомерного случая при условии некоррелированности управляющих воздействий. Составляющие вектора градиента, при этом, могут являться рекомендациями по изменению управляющих воздействий при адаптивном управлении и позволяют следить за перемещениями статической характеристики объекта управления в пространстве диагностируемых координат [7].

1.2. Робастные системы с эталонной моделью.

Существует большая группа алгоритмов адаптивного управления, принцип построения которых основан на применении математической модели процесса (аппарата). Выполнение требований наилучшего согласования текущего значения критерия управления со значением критерия вычисленного по результатам прямых измерений вытекает непосредственно из задачи поиска минимума выражения:

$$\min_{A, B} I \Rightarrow \sum_{i=0}^N (Y(j \cdot T_S) - Z(X(j \cdot T_S), A, B))^2,$$

где $Y(X(j \cdot T_S), A, B)$ – текущее значение критерия управления, прогнозируемое по эталонной математической модели; $Z(jT_S)$ – текущее значение критерия управления, вычисленное по результатам прямых измерений параметров объекта управления, A и B – коэффициенты математической модели объекта управления, подлежащие текущей идентификации.

Особенностью таких алгоритмов является использование **всей текущей** и **части** априорной информации, которая сосредоточена в **упрощенной** математической модели объекта управления. Название «эталонная модель» условное и пришло в адаптивное управление из теории

измерений. Анализ алгоритмов управления, методов их синтеза, а также методов идентификации позволяет представить структуру робастной системы с эталонной моделью в виде (см. рис. 1.5.).

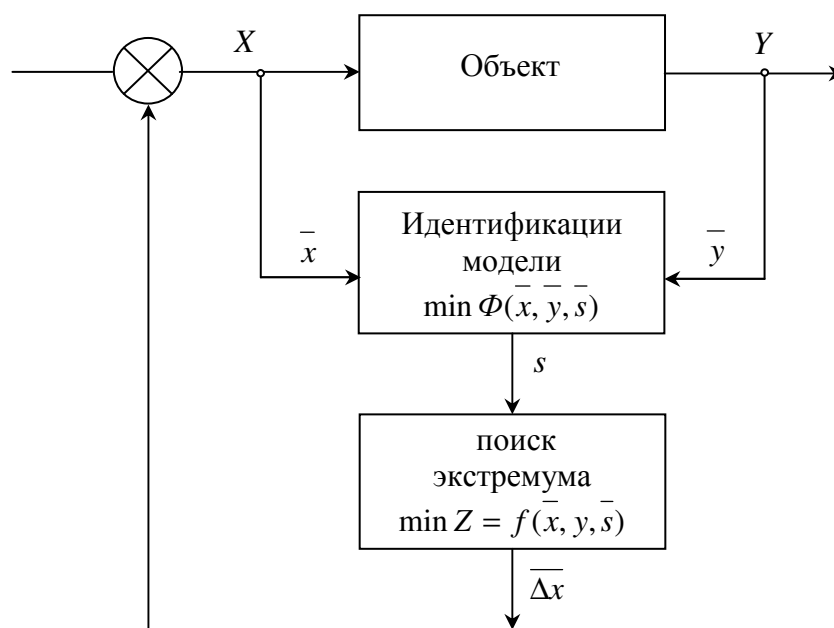


Рис. 1.5. К понятию робастной системы с эталонной моделью.

На этапе **идентификации** (см. рис. 1.5.) решается оптимизационная задача:

$$\begin{cases} \min \Phi(\bar{x}(t), \bar{y}(t), \bar{s}(t), t) \\ \bar{s}(t) \in D, \end{cases}$$

где $\bar{s}(t)$ – вектор дрейфующих параметров эталонной модели, подлежащих идентификации, Φ – функционал невязки между экспериментальными и рассчитанными по эталонной модели значениями выходных параметров, D – область допустимых решений (выбирается из априорных знаний об объекте управления). Текущая информация в таких алгоритмах управления используется для идентификации неизвестных параметров, заложенных в математическую модель как неизвестные константы. Как правило, метод **идентификации**, при этом, относится к классу задач **квадратического программирования** (например, **метод наименьших квадратов**).

На **втором шаге** (процедура оптимизации) (см. рис. 1.5.) априорная информация, формализованная в виде математической модели, используется для отыскания оптимального режима и принятия решения по управлению процессом. При этом решается оптимизационная задача вида:

$$\begin{cases} \min Z(t) = f(\overline{x(t)}, \overline{y(t)}, \overline{s}, t) \\ \overline{\Delta x(t)} \in V, \end{cases}$$

где $\overline{\Delta x(t)}$ – оптимальные значения управляющих воздействий; $Z(t)$ – эталонная математическая модель объекта управления; V - область допустимых значений управляющих воздействий. Метод оптимизации, при этом, выбирается с учётом особенностей критерия управления и эталонной модели объекта.

Основной особенностью при проектировании робастных систем с эталонной моделью является согласование темпов обработки измерительной информации в информационной и управляющей подсистемах. Если обозначить время работы процедуры идентификации (T_{II}), а время работы процедуры оптимизации (T_{Opt}), то суммарное время обработки информации должно быть меньше периода нанесения управляющего воздействия, T_y , (см. рис.1.1): $T_{II} + T_{Opt} < T_y$.

При проектировании робастных систем с эталонной моделью необходимо учитывать, что достоверность принятого решения зависит не столько от точности и чувствительности применяемых технических средств измерения, сколько от сложности эталонной модели объекта управления. Разработка алгоритмов визуализации процессов измерения и управления многократно усложняется, так как уже недостаточно обходится визуализацией рабочей точки, необходимо отображать весь процесс адаптации.

Например, в работах [9, 10], при адаптивном управлении температурным профилем ректификационной колонны тарельчатого типа (см. рис. 1.6. и работу [10]), поставлена задача, повысить качество продукции

путем изменения температурного профиля по высоте колонны. Основным управляющим параметром является температура на тарелке питания, $Y_5(t)$, которая изменяется при помощи расхода теплоносителя, $X_1(t)$.

Качество целевого продукта достигается при помощи прогноза температуры тарелки питания по **эталонной математической модели** температурного профиля Y_i , по высоте колонны:

$$\left\{ \begin{array}{l} 3,1 \cdot \frac{dY_8(t)}{dt} + Y_8(t) = 3,5 \cdot X_2(t - 0,17) \\ 5,01 \cdot \frac{dY_7(t)}{dt} + Y_7(t) = 1,07 \cdot Y_8(t - 0,28) \\ 19,91 \cdot \frac{dY_6(t)}{dt} + Y_6(t) = 0,058 \cdot Y_7(t - 1,11) \\ Y_5(t) = 0,5 \cdot (11,89 \cdot Y_4(t) + 18,47 \cdot Y_6(t)) \\ 19,86 \cdot \frac{dY_4(t)}{dt} + Y_4(t) = 0,066 \cdot Y_3(t - 1,11) \\ 0,25 \cdot \frac{dY_3(t)}{dt} + Y_3(t) = 0,825 \cdot Y_2(t - 6,5) \\ 9,528 \cdot \frac{dY_2(t)}{dt} + Y_2(t) = 0,67 \cdot Y_1(t - 22,21) \\ 3,1 \cdot \frac{dY_1(t)}{dt} + Y_1(t) = 1,915 \cdot X_1(t - 0,18). \end{array} \right.$$

При этом, критерий эффективности работы ректификационной колонны функционирует по алгоритму:

$$Z(k \cdot T_Y) \approx \min_{Y_5(j \cdot T_S)} \sum_{i=1}^8 (T_{\Delta i}(j \cdot T_S) - T_{M i}(j \cdot T_S))^2 ,$$

где: δ – количество датчиков температуры, установленных по высоте колонны; $T_{\Delta i}(t)$ – текущее значение температуры i -той тарелки, измеренное на объекте управления; $T_{M i}(t)$ – текущее значение температуры i -той тарелки, прогнозируемое по математической модели ректификационной колонны.

Устройство (см. рис.1.6 и работу [10]) состоит из колонны 1, блока датчиков температур 2, теплообменников (блоки 3 и 13), промышленных хроматографов (блоки 4 и 9), главного (блок 5) и вспомогательного (блок 6)

регуляторов температуры куба, блока стабилизации нижней части температурного профиля колонны 7, дефлегматора (блок 8), главного (блок 10) и вспомогательного (блок 11) регуляторов температуры верха, блока стабилизации верхней части температурного профиля колонны 12, блока идентификации текущего значения эффективности работы ректификационной колонны 14, главного (блок 15) и вспомогательного (блок 16) регуляторов температуры питательной смеси.

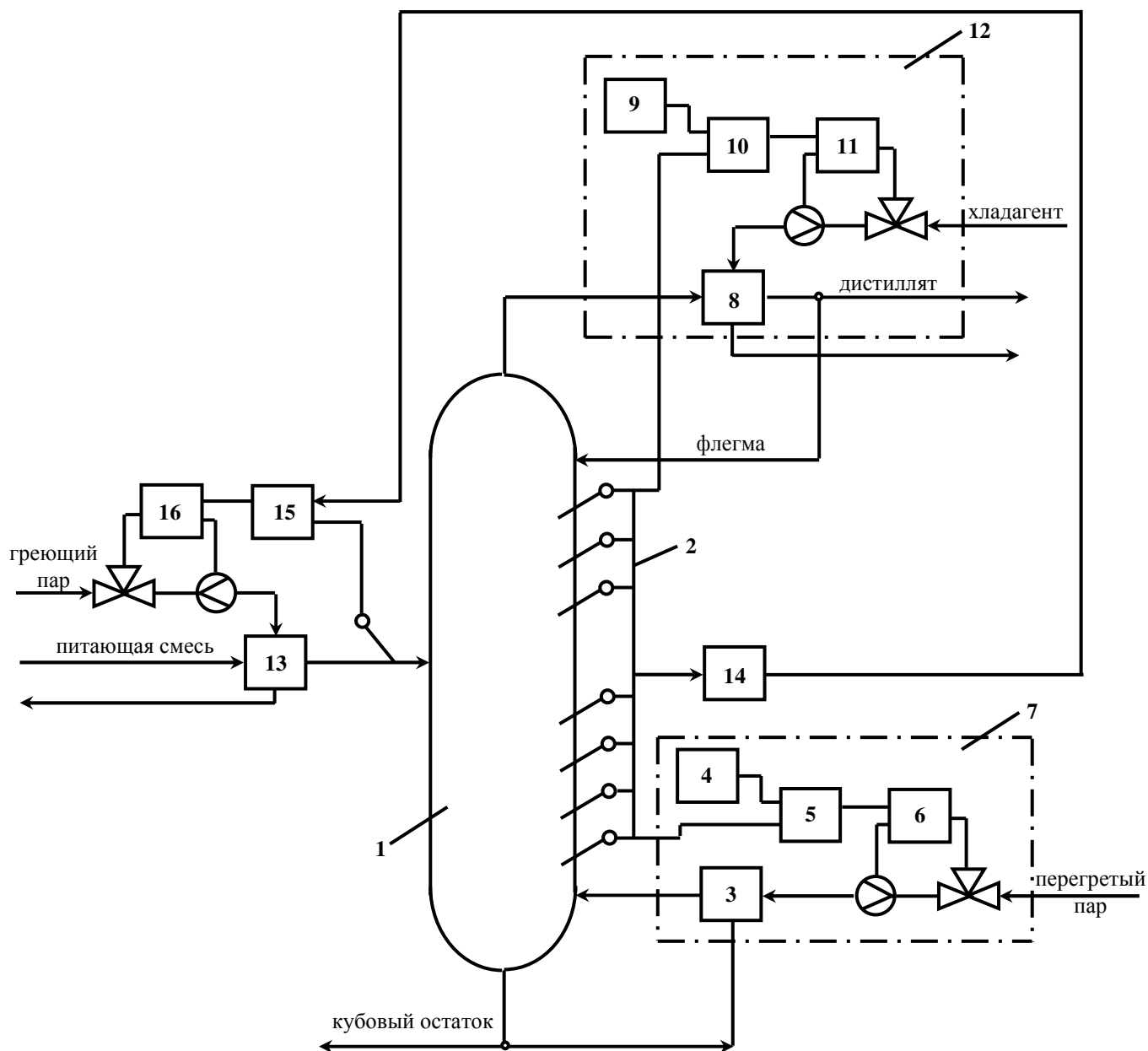


Рис. 1.6. Адаптивное управление температурным профилем [10].

Устройство функционирует следующим образом. Информация, генерируемая датчиками температур 2, постоянно попадает в регулятор температуры куба 5, регулятор температуры верха 10 и в блок 14, в котором производится накопление текущих реализаций, идентификация настроечных коэффициентов математической модели ректификационной колонны и строится модельный профиль температур по высоте колонны.

Температурный профиль по высоте колонны фиксируется тремя управляющими воздействиями: расход перегретого пара, поступающего в теплообменник 3, расход хладагента, подаваемого в дефлегматор 8, и температура тарелки питания, которую можно изменять с помощью теплообменника 13. При этом два из управляющих воздействий (расход перегретого пара и расход хладагента) определяют начальное (температура куба) и конечное (температура верха колонны) значения профиля температур по высоте колонны.

На протяжении всего периода идентификации должны быть зафиксированы температура куба посредством блока 5, температура верха колонны посредством блока 10 и температура тарелки питания посредством блока 15.

В каскадной системе регулирования температуры куба (блок 7), выходная величина промышленного хроматографа 4 поступает в качестве задания на регулятор температуры куба 5, вырабатывающий задание регулятору 6, предназначенному для стабилизации расхода перегретого пара, поступающего в теплообменник 3. Аналогично в каскадной системе регулирования температуры верха (блок 12), выходная величина промышленного хроматографа 9 поступает в качестве задания на регулятор температуры верха 10, который вырабатывает задание регулятору 11, предназначенному для стабилизации расхода хладагента, поступающего в дефлегматор 8.

Блок идентификации текущего значения эффективности работы ректификационной колонны 14, кроме идентификации математической

модели и вычисления модельного профиля температур $T_m(j, i \cdot T_s)$, вычисляет также минимальное значение квадрата отклонения модельного профиля температур по высоте колонны от измеренного температурного профиля $T_y(j, i \cdot T_s)$. Минимум ищется по математической модели ректификационной колонны методом градиентного поиска по температуре питающей тарелки, $Y_5(t)$. Величина минимума принимается за текущее значение эффективности работы ректификационной колонны и устанавливается в качестве задания регулятору температуры питающей смеси 15. Само же изменение текущего значения температуры питающей смеси осуществляется путем изменения расхода греющего пара посредством теплообменника 13 регулятором 16.

1.3. Комбинированные робастные системы.

В комбинированных робастных системах время работы процедуры идентификации, T_{II} , предназначенной для отслеживания дрейфа динамических характеристик эталонной модели объекта управления соизмеримо с периодом управления, T_U . При этом сложность эталонной модели такова, что время для её решения, T_{Onm} , также соизмеримо с периодом управления. То есть не выполняется ограничение: $T_{II} + T_{Onm} \leq T_U$, см. рис.1.7. Тогда оптимальные значения управляющего воздействия можно найти, зная информацию о прошлом объекта управления и предназначенную для идентификации положения рабочей точки объекта управления на критерии управления [11]:

$$A \approx \frac{\sum_{j=0}^{N-1} \Delta X(j \cdot T_s) \cdot \Delta Y(j \cdot T_s)}{\sum_{j=0}^{N-1} (\Delta X(j \cdot T_s))^2},$$

где $\Delta X(jT_s)$, $\Delta Y(jT_s)$ – текущие центрированные значения управляющего воздействия и критерия управления, T_s – темп измерения физических

величин (период опроса датчиков, как одна из настроек программного обеспечения), N – объём выборки для расчёта статистических характеристик (как одна из настроек программного обеспечения), $NT_S=T_{II}$ – время идентификации.

А движение к экстремуму отображать с помощью процедур и алгоритмов «Планирования эксперимента» (см. рис.1.7). В этом случае снимается ограничение на время оптимизации.

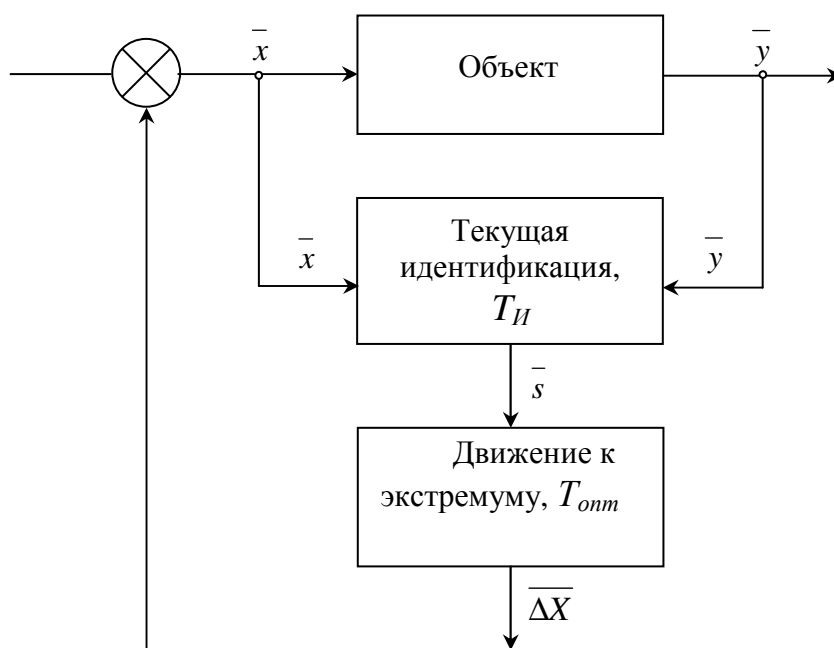


Рис. 1.7. К понятию о комбинированных робастных системах.

Преимущества комбинированных робастных систем:

1. Комбинированные системы точнее находят экстремум, по сравнению с безмодельными алгоритмами, за счет наличия блока оптимизации, который отсутствует в безмодельном алгоритме управления;
2. Комбинированные алгоритмы используют модели объекта управления в виде совокупности статических и динамических характеристик, что позволяет идентифицировать не только направление дрейфа критерия управления, но и уменьшить потери информации.
3. Они позволяют оптимизировать величину шага движения к оптимальному значению управляющего воздействия.

4. Наиболее целесообразно применять комбинированный алгоритм в условиях больших флуктуаций входных параметров, а также в условиях большой инерционности объекта управления.
5. Комбинированные алгоритмы позволяют отслеживать дрейф оптимального режима и вырабатывать управляющее воздействие, компенсирующее этот дрейф. В отличие от алгоритма первого типа комбинированные алгоритмы точнее и надежнее.

1.4. Понятие о настройках систем адаптивного управления.

В настоящее время системы управления с программируемыми логическими контроллерами (ПЛК) представляют собой наиболее большой класс внедренных в промышленность систем управления (вся бытовая техника, автомобильная промышленность, автоматизация конвейерных линий, складов и т.п.). Основным элементом в такой системе управления является программируемый логический контроллер (ПЛК), входные и выходные сигналы которого работают в импульсном режиме. Эти сигналы представляют собой **цифровые последовательности** измерительной и обработанной контроллером информации.

Если в качестве **модели отбора данных** (процесс измерения) применить стационарную случайную последовательность прямоугольных импульсов [13]:

$$\delta_C(t) = \sum_0^N \delta(t - j \cdot T_S),$$

а каждый прямоугольный импульс описать **моделью бита информации**:

$$h_{АЦП}(t) = \begin{cases} \frac{1}{T_C} & \text{от } 0 \text{ до } T_C \\ 0, & \text{вне интервала} \end{cases},$$

то детерминированная последовательность прямоугольных импульсов на **входе в ПЛК** будет иметь вид (см. рис. 1.8):

$$X(t) = \int_0^{T_C} X(t - i \cdot T_C) \cdot h_{MBA}(t) \cdot dt \approx X(i \cdot T_C) + \Delta_1(i \cdot T_C).$$

Массив измерительной информации, длиной N , при этом запишется как:

$$X \mid i = 0, N \mid = \sum_{i=0}^N [X(i \cdot T_C) + \Delta_1(i \cdot T_C)], \text{ где } \Delta_1(i T_C) - \text{ это}$$

методическая динамическая составляющая погрешности цифровой обработки информации от квантования по уровню.

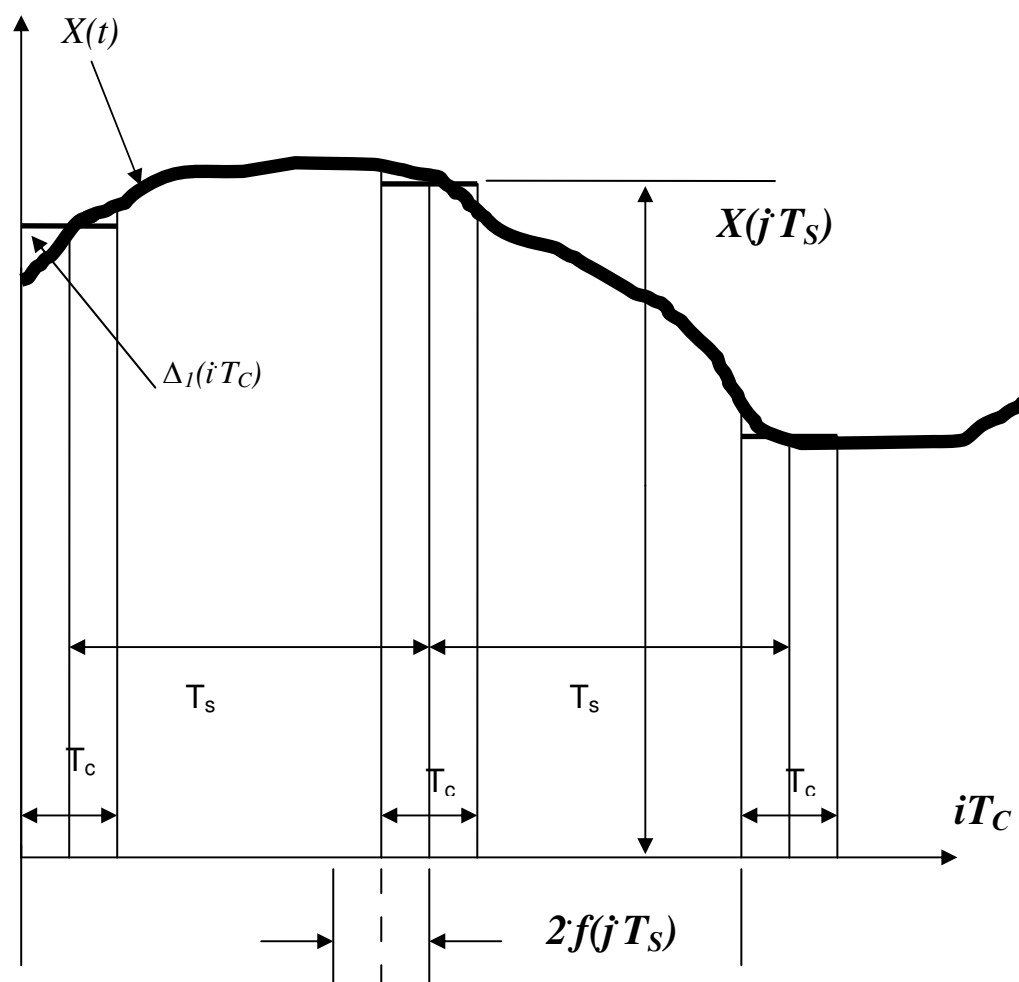


Рис. 1.8. К понятию настроек программного обеспечения.

С этим видом погрешности, программными методами, бороться невозможно, так как она полностью определяется величиной **случайной**

фазы измерения физической величины, $f(t)$. Да этого и не надо, так как она зависит от разрядности микропроцессорных технических средств автоматизации и меньше $10^{-5}\%$ [15].

Аналогично **на выходе ПЛК** образуется цифровая последовательность вида (см. рис. 1.9):

$$X(t) = \int_0^{T_C} X(t - j \cdot T_S) \cdot h_{MBBA}(t) \cdot dt \approx X(j \cdot T_S) + \Delta_2(j \cdot T_S).$$

Массив, длиной N , такой последовательности запишется как:

$$X \mid i=0, N \mid = \sum_{j=0}^N [X(j \cdot T_S) + \Delta_2(j \cdot T_S)], \text{ где } \Delta_2(j \cdot T_S)\text{-методическая}$$

динамическая составляющая погрешности обработки информации от квантования по времени, с которой можно бороться программными методами, так как она не определяется величиной случайной фазы, она полностью зависит от периода опроса датчиков, T_S .

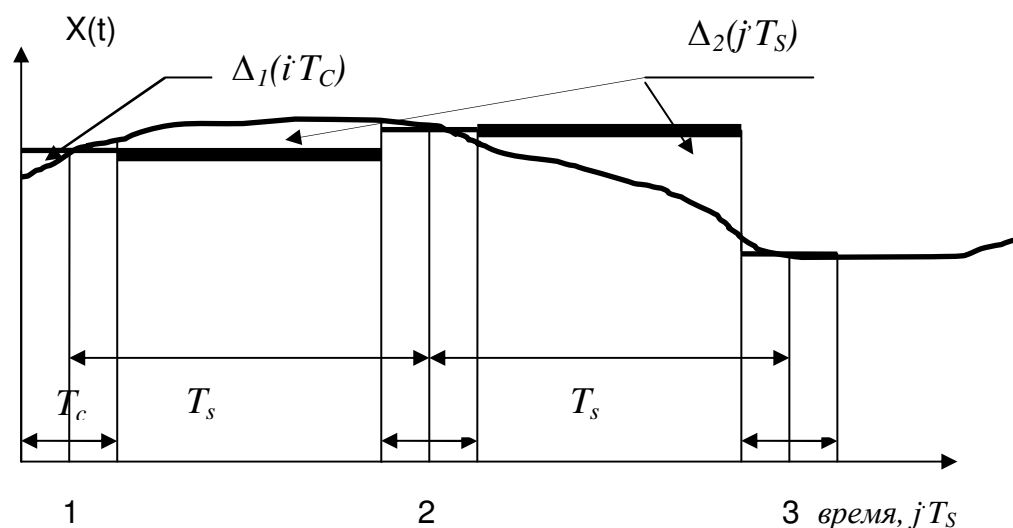


Рис. 1.9. К понятию о погрешности цифровой обработки информации.

Глава 2

Расчёт настройки систем робастной стабилизации.

Синтез оптимальных регуляторов является ключевой задачей проектирования новых систем управления. Он основан на применении принципа инвариантности, который обеспечивает условия независимости изменений переходного процесса, $Y(t)$ от изменений возмущающего параметра, $F(t)$. На рисунке 2.1 представлена техническая система обеспечивающая независимость критерия управления $Y(t)$ от величины возмущающего воздействия при следующих допущениях: 1. известна передаточная функция объекта управления, $W_O(P)$; 2. известна передаточная функция регулятора, $W_P(P)$; 3. известна передаточная функция объекта управления по каналу возмущения, $W_{of}(p)$; на вход регулятора подается разность переходного процесса объекта управления $Y(t)$ и величины задания, $Y_{зад}(t)$.

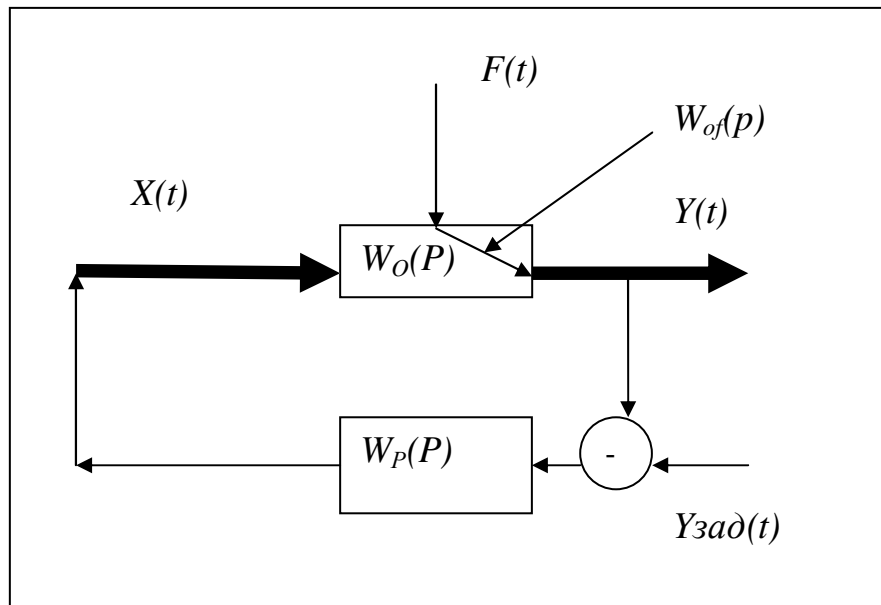


Рис. 2.1 К понятию принципа инвариантности.

Тогда, согласно **принципу инвариантности**, критерий управления, $Y(t)$ запишется, через свойства технической системы, следующим образом:

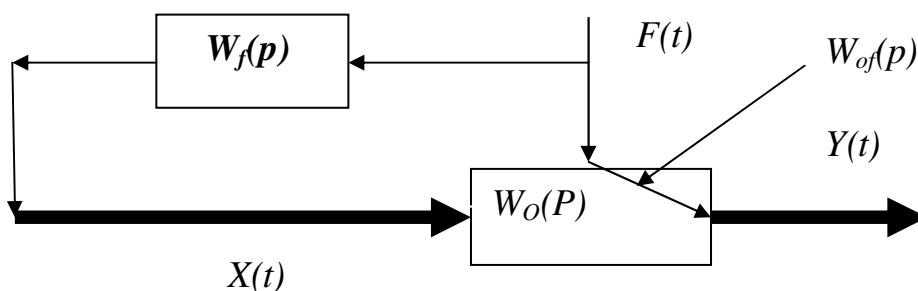
$$Y(t) = F(t) \cdot W_{of}(p) - Y_{зад}(t) \cdot W_P(p) \cdot W_O(p) \approx \varepsilon(t),$$

где $\varepsilon(t)$ – методическая динамическая составляющая погрешности управления от квантования по времени. Величина ε называется **ошибкой робастной стабилизации**. В общем случае, это нестационарная случайная функция. Её свойства связаны как со свойствами объекта управления по каналу возмущения, $W_{of}(P)$, так и со свойствами возмущающего воздействия, $F(t)$. Уменьшение этой ошибки возможно двумя способами: непосредственная компенсация возмущения и компенсация возмущений по отклонению критерия управления от величины задания.

2.1. Непосредственная компенсация возмущений.

Синтез регуляторов, работающих по принципу **компенсации возмущений**, заключается (см. рис. 2.2) в составлении уравнения инвариантности при действии возмущения, $F(t)$, на управляющее воздействие, $X(t)$. Возмущающее воздействие, при этом, действует на критерий управления по двум каналам: через объект управления, $W_{of}(p)$ и через компенсатор, $W_f(p)$, подключенный последовательно к объекту управления, $W_o(P)$. Тогда уравнение инвариантности запишется как:

$$Y(t) \approx F(t) \cdot W_{of}(p) - F(t) \cdot W_f(p) \cdot W_o(p) \approx 0$$



2.2. Компенсация возмущений по отклонению критерия управления.

Откуда передаточная функция адаптивного динамического компенсатора будет иметь вид:

$$W_f(p) \approx \frac{W_{of}(p)}{W_O(p)}$$

Такие динамические компенсаторы называются компенсаторами **прямого действия**, так как сигнал с компенсатора является одновременно и управляющим воздействием, $X(t)$, см. рисунок 2.2.

При синтезе регуляторов, работающих по принципу компенсации отклонений, схема движения информационных потоков усложняется (см. рис. 2.3). Основной особенностью компенсации по отклонению является появление в обратной связи к объекту управления типового закона регулирования, $W_P(P)$. Кроме того, возмущающее воздействие, $F(t)$, действует на критерий управления, $Y(t)$, через динамический компенсатор, $W_f(P)$, выходной сигнал которого подается как задание на основной регулятор, $W_P(P)$.

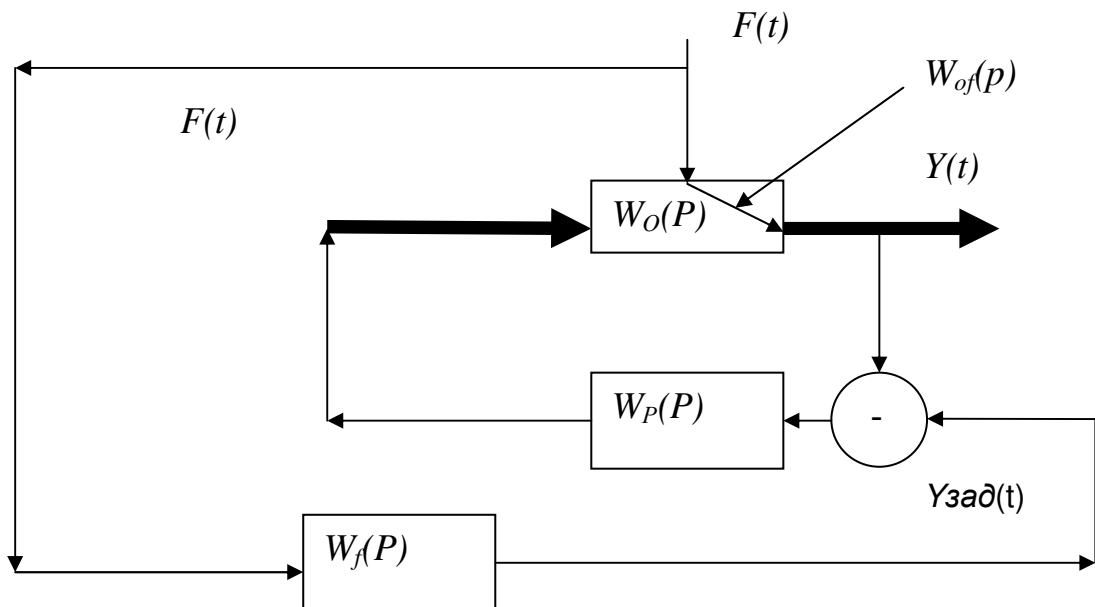


Рис. 2.3. К понятию о компенсации по отклонению.

Таким образом, **при синтезе регуляторов**, работающих по принципу компенсации отклонений (см. рис. 2.3) уравнение инвариантности принимает следующий вид:

$$Y(t) = F(t) \cdot W_{of}(p) - F(t) \cdot W_f(p) \cdot W_P(p) \cdot W_O(p) = 0.$$

Откуда передаточная функция динамического компенсатора будет иметь вид:

$$W_f(p) = \frac{W_{of}(p)}{W_P(p) \cdot W_O(p)}.$$

Системы робастной стабилизации с динамическими компенсаторами, которые совмещают оба принципа компенсации возмущений называются **каскадными системами**. Каскадные системы робастной стабилизации называются **многоконтурными**, если сигнал с динамического компенсатора не является управляющим воздействием, а подается как задание на вход регулятора, который находится в обратной связи к объекту управления. При этом, система управления называется **адаптивной следящей системой**, так как сигнал с динамического компенсатора является случайной функцией времени, $Y_{зад}(t)$.

В общем случае, передаточная функция динамического компенсатора имеет вид:

$$W_f(p) = \frac{\sum_{i=0}^M K_i \cdot T_i^i \cdot P^i + 1}{\sum_{j=0}^N K_j \cdot T_j^j \cdot P^j + 1} \cdot e^{-P \cdot \tau},$$

где K_i, T_i^i, τ – настроечные коэффициенты компенсатора.

Анализ свойств этой передаточной функции позволяет сформулировать **критерии физической реализуемости**. Во-первых, степень полинома знаменателя, N , должна быть не меньше степени полинома числителя, M :
 $N \geq M$.

Во-вторых, в передаточной функции вновь создаваемого устройства (компенсатора), должно отсутствовать звено **упреждения**, то есть звено, у которого $\tau < 0$.

Пример 1. Пусть на объект действует возмущение по каналу с передаточной функцией:

$$W_{of}(p) = \frac{300}{385 \cdot P^3 + 2530P^2 - 10 \cdot P + 1} \cdot e^{-10 \cdot P}.$$

Объект управления имеет передаточную функцию:

$$W_O(p) = \frac{300}{25 \cdot P^2 - 10 \cdot P + 1} \cdot e^{-15 \cdot P},$$

В обратную связь к объекту управления подключено устройство, реализующее пропорциональный закон регулирования, с передаточной функцией вида:

$$W_p(p) = 1.$$

Тогда, динамический компенсатор будет иметь вид:

$$W_f(p) = \frac{W_{of}(p)}{W_p(p) \cdot W_O(p)}.$$

Подстановка исходных данных дает следующую формулу для компенсатора:

$$W_f(p) = \frac{300 \cdot (25 \cdot P^2 - 10 \cdot P + 1)}{300 \cdot (385 \cdot P^3 + 25 \cdot P^2 - 10 \cdot P + 1)} e^{5P}.$$

Анализ этой передаточной функции показывает, что **первый критерий** физической реализуемости **выполняется**, то есть степень полинома в знаменателе равна 3, что больше степени полинома числителя 2. Однако **второй критерий** физической реализуемости **не выполняется**, так как в передаточной функции компенсатора присутствует звено упреждения, e^{+5P} . В этом случае звено упреждения просто убирается из передаточной функции, и итоговая передаточная функция компенсатора принимает следующий вид:

$$W_f(p) = \frac{25P^2 - 10P + 1}{385P^3 + 25P^2 - 10P + 1},$$

где $K_O=K_f=300$, $T_1=0.4$ сек, $T_2=1$ сек², $T_3=15.4$ сек³.

Пример 2. Пусть передаточная функция компенсатора, в результате синтеза, получилась следующего вида:

$$W_f(p) = \frac{67 \cdot P^3 + 25 \cdot P^2 - 10 \cdot P + 1}{25 \cdot P^2 - 10 \cdot P + 1} \cdot e^{-5 \cdot P}.$$

Анализ передаточной функции показывает, что степень полинома знаменателя, $N=2$, что меньше степени полинома числителя, $M=3$. Первый критерий не выполняется, то есть при синтезе получилось, что $N > M$.

В этом случае уменьшают порядок числителя, отбрасывая высокие производные до тех пор, пока порядок числителя не станет меньше порядка знаменателя:

$$W_f(p) \approx \frac{P - 0.1}{2.5 \cdot P^2 + P - 0.1} \cdot e^{-5 \cdot P},$$

где $K_f=1$, $T_1=1$ сек, $T_2=2.5$ сек², $\tau=5$ сек.

2.3. Расчёт настройки систем робастной стабилизации.

К задачам параметрического синтеза регуляторов относятся задачи, в которых известна математическая модель объекта управления, известна структурная модель регулятора и неизвестны параметры настройки этих регуляторов. Законы регулирования строятся по принципу параллельного соединения однозвенных законов регулирования (см. рис.2.4) [12]:

$$\Delta X_1(p) = \sum_{i=1}^N W_{1i}(p) \cdot \Delta Y_1(p).$$

Пропорционально-интегральный закон регулирования – это параллельное включение пропорционального и интегрального законов регулирования:

$$\Delta X_1(t) = S_{11} \cdot \Delta Y_1(t) + S_{12} \cdot \int_0^{5 \cdot T_1} \Delta Y_1(t) \cdot dt$$

или в цифровом варианте:

$$\Delta X_1(j \cdot T_S) \approx S_{11} \cdot [\Delta Y_1(j \cdot T_S) + \frac{S_{12}}{S_{11}} \cdot \sum_0^{N \cdot T_S} \Delta Y_1(j \cdot T_S)],$$

где S_{11} – пропорциональная настройка (диапазон дросселирования, %), S_{12} – интегральная настройка (время изодрома или время удвоения выходного сигнала регулятора, сек).

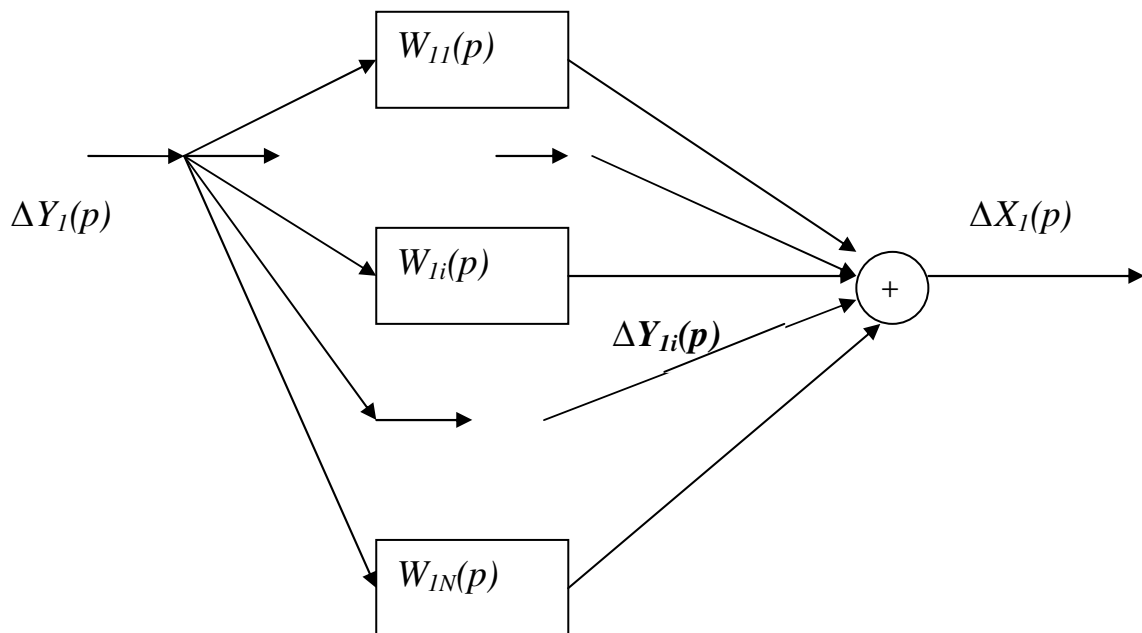


Рис. 2.4. Принцип построения типового закона регулирования.

Пропорционально–интегрально-дифференциальный закон регулирования – это параллельное включение пропорционального, интегрального и дифференциального законов регулирования:

$$\Delta X_1(t) = S_{11} \cdot \Delta Y_1(j \cdot T_S) + S_{12} \cdot \int_0^{5 \cdot T_1} \Delta Y_1(t) \cdot dt + S_{13} \cdot \frac{d\Delta Y(t)}{dt},$$

или в цифровом виде:

$$\Delta X_1(j \cdot T_S) \approx S_{11} \cdot \left[\Delta Y_1(j \cdot T_S) + \frac{S_{11}}{S_{12}} \cdot \sum_{j=0}^{N \cdot T_S} \Delta Y_1(j \cdot T_S) + \frac{S_{13}}{S_{11}} \cdot \frac{\Delta Y_1(j \cdot T_S)}{T_S} \right],$$

где S_{11} – диапазон дросселирования, %, S_{12} – время изодрома (или время удвоения выходного сигнала регулятора), сек, S_{13} – дифференциальная настройка регулятора (время демпфирования, сек).

Наибольшее применение на практике имеет **пропорциональный закон** из-за простоты математической модели, цифровой вариант которой определяется соотношением:

$$\Delta X_1(j \cdot T_S) \approx S_{11} \cdot \Delta Y_1(j \cdot T_S),$$

где S_{11} – настроечный коэффициент регулятора (диапазон дросселирования).

Существует множество методов оптимизации настроек регуляторов. В процессе эксплуатации (на промышленных предприятиях) применяются **экспериментальные** методы подбора настроек. В проектно-конструкторских организациях применяют **аналитические методы** расчета настроек, а в научно исследовательских институтах применяют методы **имитационного моделирования** процессов управления, когда в качестве объекта управления выступает его эталонная математическая модель. Все эти методы привязаны к критериям качества регулирования и критериям устойчивости. При этом оптимизация настроечных коэффициентов относится к классу задач параметрического синтеза и может быть осуществлена минимизацией **текущих отклонений** от задания по критерию:

$$\min_S I_1 \Rightarrow \sqrt{\sum_{j=0}^N [Y(j \cdot T_S) - Y_{зад}(j \cdot T_S)]},$$

где I_1 – интегральный критерий качества, $Y(j \cdot T_S)$ – реализация критерия управления, $Y_{зад}(j \cdot T_S)$ – реализация задания управляющему воздействию, S – настроечные коэффициенты регулятора.

Оптимальные настройки регуляторов могут быть найдены минимизацией функционала по **модульному критерию**:

$$\min_S I_2 \Rightarrow \sqrt{\sum_{i=1}^N |Y(j \cdot T_S) - Y_{зад}(j \cdot T_S)|} .$$

Самые качественные результаты достигаются при минимизации по **среднеквадратическому критерию**:

$$\min_S I_3 \Rightarrow \sqrt{\sum_{j=0}^N [Y(j \cdot T_S) - Y_{зад}(j \cdot T_S)]^2} .$$

Экспериментальные методы нашли широкое применение и при имитационном моделировании переходных процессов в системах адаптивного управления, поскольку напоминают процедуру покоординатного поиска. Например, **метод автоколебаний** применяют, в основном, для настройки пропорциональных регуляторов. На первом шаге метода устанавливается диапазон дросселирования равным 100%. После снятия реализации принимается решение. Если переходный процесс не пересек линию задания, то диапазон дросселирования расширяют. А если переходный процесс пересек линию задания, то диапазон дросселирования уменьшают. И так, поступают до тех пор, пока не получится затухающий колебательный переходный процесс. **Метод затухания колебаний** применяют, в основном, для настройки пропорционально интегральных регуляторов. На первом шаге метода устанавливается диапазон дросселирования равным 100%, а время изодрома устанавливается в бесконечность. Диапазон дросселирования изменяют до тех пор, пока не получится колебательный переходный процесс. Затем уменьшают время изодрома до тех пор, пока не получится затухающий колебательный переходный процесс с заданной степенью затухания.

Для расчёта оптимальных настроек существует много пакетов прикладных программ, широко используемые в проектных работах и научно-исследовательских разработках, **постановка задачи оптимизации настроек, в которых** представлена следующим образом (см. рис.2.5). Пусть **первая прямая связь объекта** управления имеет эталонную математическую модель вида:

$$W_{11}(p) = \frac{K_{11}}{T_{11} \cdot p + 1}.$$

В обратную связь этому объекту управления подключен ПИД-закон регулирования, с передаточной функцией:

$$W_{P1}(p) = S_{11} \cdot \left[1 + \frac{S_{12}}{S_{11} \cdot p} + \frac{S_{13} \cdot p}{S_{11}} \right].$$

Если применять для оптимизации критерий Найквиста-Михайлова:

$W_O(p) \cdot W_P(p) = 1$, который гарантирует нахождение системы на границе устойчивости, то передаточная функция замкнутой системы регулирования

будет иметь вид: $W_{зс}(p) = \frac{W_{PC}(p)}{1 - W_{PC}(p)}$, где передаточная функция разомкнутой

системы имеет вид:

$$W_{PC}(p) = S_{11} \cdot \left[1 + \frac{S_{12}}{S_{11} \cdot p} + \frac{S_{13} \cdot p}{S_{11}} \right] \cdot \left[\frac{K_{11}}{T_{11} \cdot p + 1} \right].$$

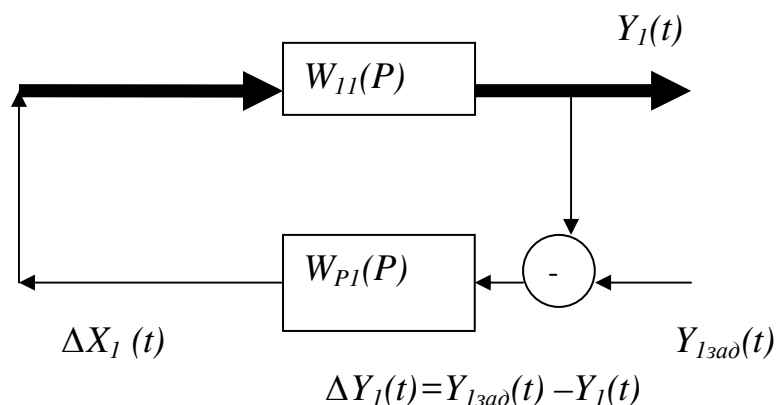


Рис. 2.5. Постановка задачи расчета настроек регуляторов.

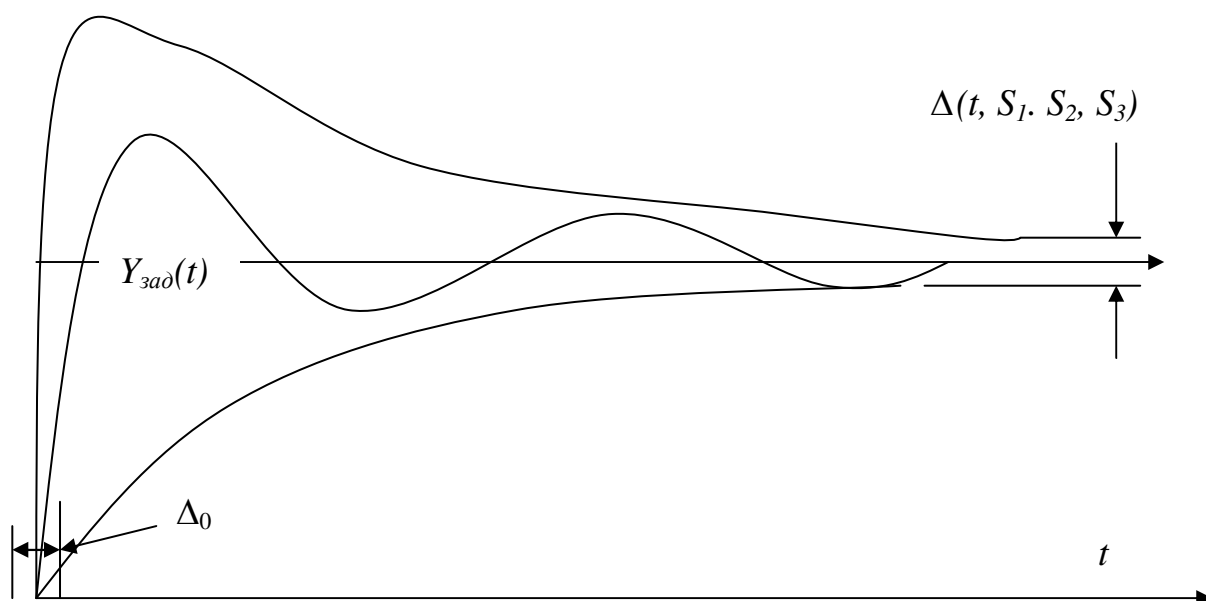


Рис. 2.6. Множество траекторий переходного процесса.

Таким образом, переходные процессы в замкнутой системе, при заданных K_{II} и T_{II} , полностью определяются настроечными коэффициентами регулятора S_{I1}, S_{I2}, S_{I3} , а, следовательно, существует множество траекторий (см. рис. 2.6), которые определяют полный набор этих коэффициентов, обеспечивающих оптимальный переходный процесс в замкнутой системе адаптивного управления.

2.3.1. Алгоритм расчета пропорционального закона регулирования.

Пусть **объект управления** описывается эталонной моделью типа:

$$W_O(P) = \frac{K_O}{T_O \cdot P + 1} \cdot e^{-p\tau}, \quad \text{а регулятор реализует статическую}$$

характеристику вида: $\Delta X(t) = S_1 \cdot \Delta Y(t)$ и имеет передаточную функцию:

$$W_P(p) = S_1. \quad \text{Тогда критерий Найквиста-Михайлова:}$$

$W_O(p)W_P(p) = 1$, приводит к системе двух алгебраических уравнений с двумя неизвестными:

$$\begin{cases} A_O(\omega) \cdot S_1(\omega) = 1 \\ F_O(\omega) + F_P(\omega) = 0 \end{cases}$$

где $A_O(\omega)$ – амплитуд частотная характеристика объекта управления, $F_O(\omega)$ – фазочастотная характеристика объекта управления, $F_P(\omega)$ – фазочастотная характеристика регулятора, S_1 – пропорциональная настройка регулятора.

Эта система уравнений может быть решена методом подстановки. Графическая интерпретация алгоритма метода представлен на рис. 2.7. Расчет начинается с поиска рабочей частоты ω_p . Для этого используется фазовое уравнение алгебраического представления критерия Найквиста-Михайлова:

$$F_O(\omega_p) - \pi \approx 0.$$

Найденное таким образом значение рабочей частоты, ω_p , подставляется в амплитудное уравнение алгебраического представления критерия Найквиста-Михайлова:

$$S_1(\omega_p) = \frac{1}{M_O(\omega_p)}.$$

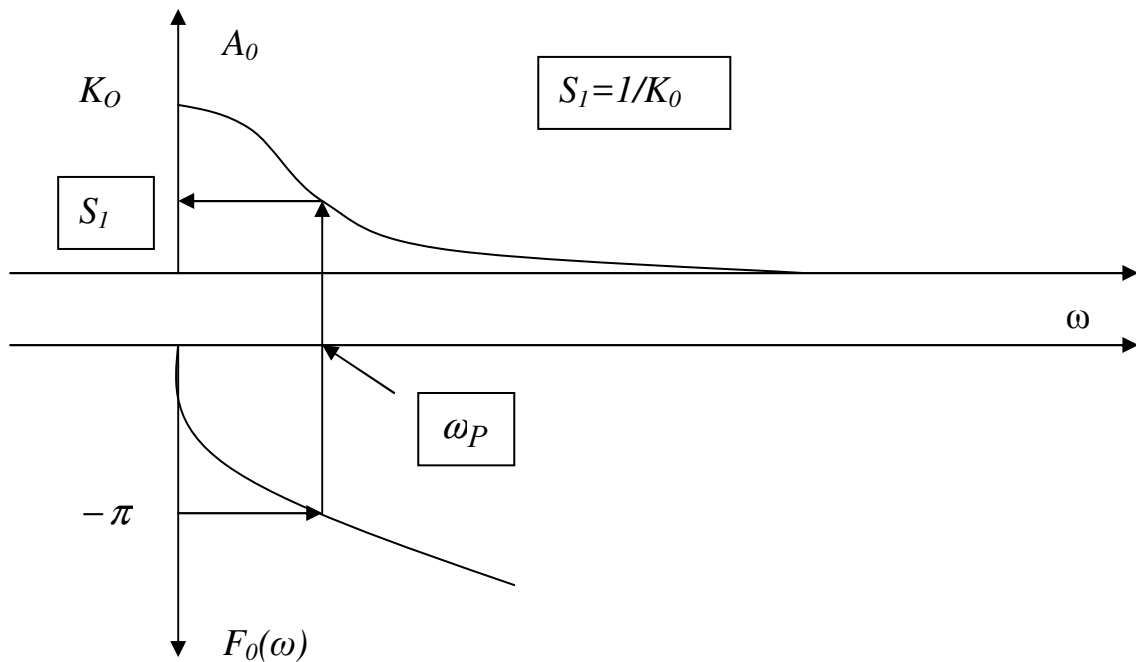


Рис. 2.7. Алгоритм расчета пропорционального закона.

2.3.2. Алгоритм расчета настроек пропорционально-интегрального закона.

Пусть **объект управления** описывается эталонной моделью типа:

$$W_o(P) = \frac{K_o}{T_o \cdot P + 1} \cdot e^{-p\tau}.$$

А **регулятор** реализует уравнение вида:

$$\Delta X(t) = S_1 \cdot \Delta Y(t) + S_2 \int_0^{5 \cdot T_1} \Delta Y(t) \cdot dt,$$

а в цифровом варианте: $\Delta X(j \cdot T_S) \approx S_1 \cdot [\Delta Y(j \cdot T_S) + \frac{S_2}{S_1} \cdot \sum_{j=0}^N \Delta Y(j \cdot T_S)]$ и

имеет передаточную функцию вида:

$$W_P(p) = S_1 \cdot \left[1 + \frac{S_2}{S_1 \cdot p} \right].$$

Тогда, критерий Найквиста-Михайлова: $W_O(p) \cdot W_P(p) = 1$, приводит к системе двух алгебраических уравнений с тремя неизвестными:

$$\begin{cases} A_O(\omega) \cdot A_P(S_1, S_2, \omega) = 1 \\ F_O(\omega) + F_P(S_1, S_2, \omega) = 0 \end{cases}$$

где $A_O(\omega)$ – амплитуд частотная характеристика объекта управления, $F_O(\omega)$ – фазочастотная характеристика объекта управления, $F_P(\omega)$ – фазочастотная характеристика регулятора, S_1 – пропорциональная настройка регулятора, S_2 – интегральная настройка.

Эта система алгебраических уравнений уже не может быть решена методом прямой подстановки. Она может быть решена методом последовательных приближений, при котором сначала строят плоскость настроечных коэффициентов, $S_2 = f(S_1)$, см. рис. 2.8. Для этого меняют частоту, ω , (от нуля до тех пор, пока зависимость $S_2 = f(S_1)$ не достигнет максимума), решая систему алгебраических уравнений Найквиста-Михайлова прямой подстановкой.

Координаты максимального значения зависимости $S_2 = f(S_1)$ и есть значения оптимальных настроек регулятора, S_1^0 и S_2^0 .

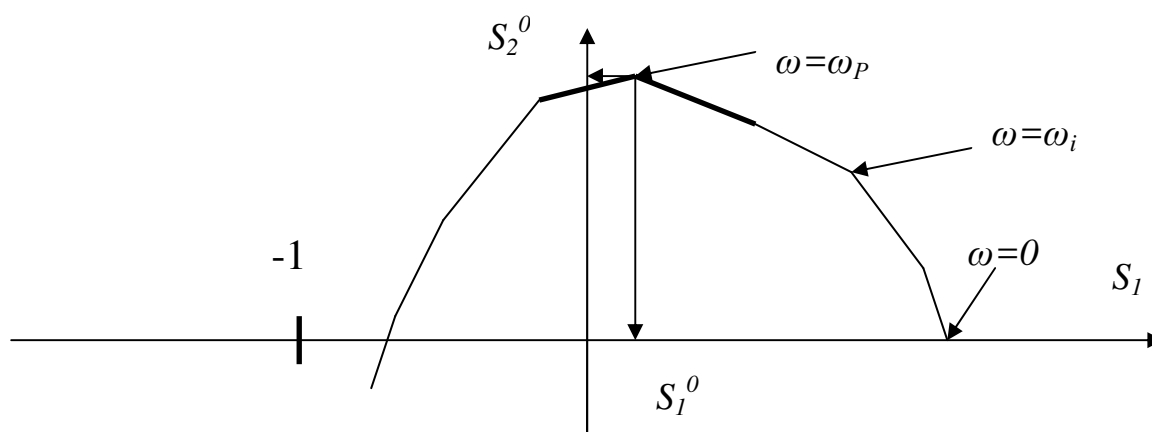


Рис. 2.8. К понятию плоскости настроек адаптивного регулятора.

Так же как и в случае с расчётом П-закона регулирования из всего множества реализаций, зависящих, уже теперь, от диапазона дросселирования, S_1 , времени интегрирования, S_2 и рабочей частоты, ω_p .

Задачей оптимизации является поиск оптимальных значений S_1^0 и S_2^0 , для рабочей частоты, при обеспечении минимального значения среднеквадратического критерия качества.

В виду того, что задача трехмерная, а количество переменных четыре (четвертая переменная – это t – реальное время, которое приводит к дрейфу критерия управления) задача настройки ПИ-закона, в реальном масштабе времени, является периодически не стационарной и требует периодического уточнения настроек. Процесс периодического обращения к решению этой задачи оптимизации настроек и называется адаптацией настроек, а сам процесс регулирования называется **адаптивным регулированием**. Геометрическая интерпретация процесса адаптации настроек приводится на (рис. 2.9) и перекликается с экспериментальными методами поиска настроечных коэффициентов замкнутой системы управления, то есть с алгоритмом поиска минимума методом **покоординатного поиска**.

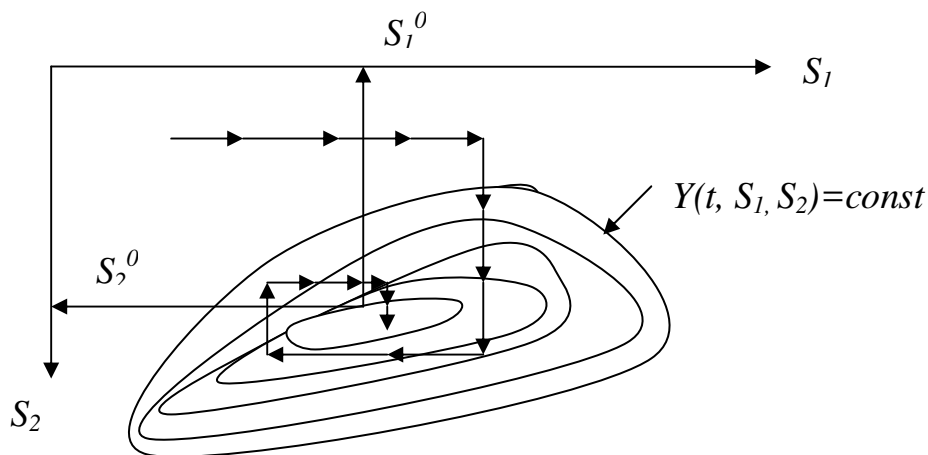


Рис. 2.9. К понятию адаптации настроек регулятора.

2.3.3. Настройка пропорционально-интегро-дифференциального закона.

Пусть **объект управления** описывается эталонной моделью типа:

$$W_o(P) = \frac{K_o}{T_o \cdot P + 1} \cdot e^{-p\tau},$$

а **регулятор** реализует уравнение вида:

$$\Delta X(t) = S_1 \cdot \Delta Y(t) + S_2 \cdot \int_0^{5 \cdot T_1} \Delta Y(t) \cdot dt + S_3 \cdot \frac{d\Delta Y(t)}{dt}$$

или в цифровом варианте:

$$\Delta X(j \cdot T_S) = S_1 \cdot \left[\Delta Y(j \cdot T_S) + \frac{S_2}{S_1} \cdot \sum_{j=0}^N \Delta Y(j \cdot T_S) + \frac{S_3}{S_1} \frac{\Delta Y(j \cdot T_S)}{T_S} \right]$$

и имеет передаточную функцию вида:

$$W_P(p) = S_1 \cdot \left[1 + \frac{S_2}{S_1 \cdot p} + \frac{S_3 \cdot p}{S_1} \right].$$

Тогда, критерий Найквиста: $W_o(p)W_p(p) = 1$ приводит к системе двух алгебраических уравнений с **четырьмя** неизвестными:

$$\begin{cases} A_O(\omega) \cdot A_P(K_1, K_2, K_3, \omega) = 1 \\ F_O(\omega) + F_P(K_1, K_2, K_3, \omega) = \pi \end{cases}$$

где $A_O(\omega)$ – амплитуд частотная характеристика объекта управления, $F_O(\omega)$ – фазочастотная характеристика объекта управления, $F_P(\omega)$ – фазочастотная характеристика регулятора, S_1 – пропорциональная настройка, S_2 – интегральная настройка, S_3 – дифференциальная настройка.

Эта система алгебраических уравнений, естественно, не может быть решена методом подстановки и задачу расчета оптимальных настроек можно решить только численными методами в результате следующей постановки:

$$\min_{S_1, S_2, S_3} I_3 \Rightarrow \sum_{j=0}^N [Y(j \cdot T_S, S_1, S_2, S_3) - Y_{зад}(j \cdot T_S)]^2,$$

где N – длина обрабатываемой реализации критерия управления, T_S – интервал времени между соседними измерениями критерия управления (период опроса датчика, измеряющего критерий управления), $T_Y = NT_S$ – минимальный период нанесения управляющего воздействия.

Задачей оптимизации, при этом расчете, является поиск оптимальных значений S_1^0 , S_2^0 , S_3^0 и рабочей частоты при обеспечении минимального значения среднеквадратического критерия качества. Геометрическая интерпретация процесса адаптации настроек приводится на рисунке 2.10 и перекликается с экспериментальными методами поиска настроечных

коэффициентов замкнутой системы управления, то есть с алгоритмом поиска минимума методом **покоординатного поиска**.

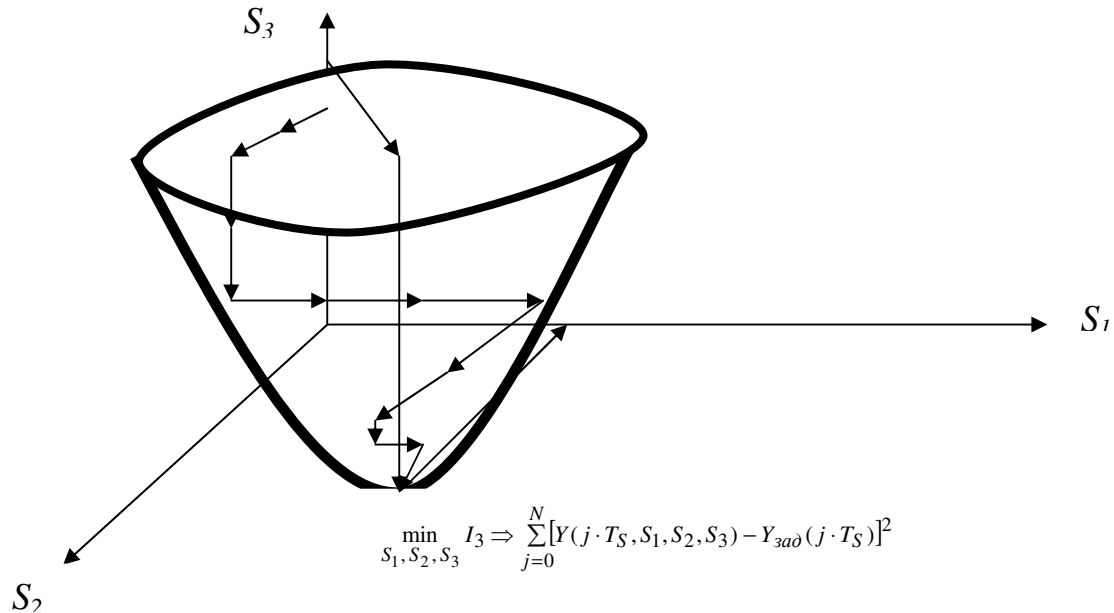


Рис. 2.10. Поиск минимума методом покоординатного поиска (12 шагов)
 Формально задача **трехмерная**, а количество переменных пять. **Четвертая** переменная здесь рабочая частота, ω_p , а пятая переменная – это t – *реальное время*, в котором и **дрейфует** критерий управления. Таким образом задача настройки пропорционально-интегро-дифференциального закона регулирования является **периодически нестационарной** или **адаптивной**.

Процесс периодического обращения к решению задачи оптимизации настроек пропорционально-интегро-дифференциального закона называется адаптацией настроек, а сам процесс регулирования называется адаптивным. Поскольку все процедуры идентификации при адаптивном управлении скоротечны, то более эффективной является поиск настроек **градиентным методом**, геометрическая интерпретация которого представлена на рисунке 2.11.

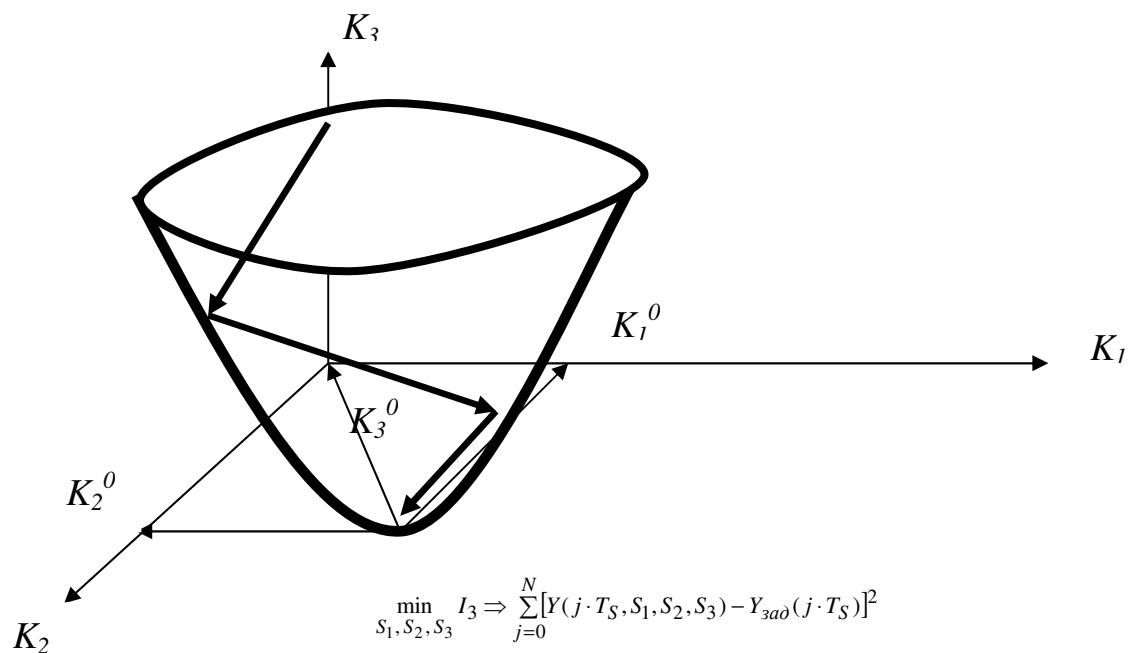


Рис. 2.11. Поиск минимума градиентным методом (3 шага).

Глава 3.

Расчет настройки систем адаптивного управления.

Технологическое оборудование крупномасштабных производств можно разделить на **теплообменное** (печи, котлы, утилизаторы, теплообменники), **массообменное** (абсорберы, десорберы, реакторы), **тепло-массообменное** (плавильные печи, ректификационные колонны, кристаллизаторы) и **электротехническое** (турбины, гидротурбины и другие сложные электрические машины). Все эти сложные технические системы имеют сложнейшие математические модели [13], которые могут быть представлены общим вариантом **математической модели** конкретной причинно-следственной связи любого промышленного объекта управления. Этой моделью является линейное дифференциальное однородное уравнение m -ого порядка с постоянными коэффициентами:

$$T_m^m \cdot \frac{d^m Y(t)}{dt^m} + \dots + T_i^i \cdot \frac{d^i Y(t)}{dt^i} + \dots + T_1 \cdot \frac{dY(t)}{dt} + Y(t) = K_0 \cdot X(t - \tau),$$

где $T_m^m, \dots, T_i^i, T_1, K_0, \tau$ – подгоночные коэффициенты математической модели, подлежащие текущей идентификации в процессе адаптивного управления.

Таким образом, передаточная функция конкретной причинно-следственной связи любого объекта управления имеет вид:

$$W(p) = \frac{K_0}{\sum_{i=N}^1 T_i^i \cdot P^i + 1} \cdot e^{-P \cdot \tau}$$

На рисунке 3.1 представлен обобщенный объект управления. Выходные параметры состояния объекта $Y_j(t)$, называются **управляемыми**, если есть хотя бы одна входная переменная состояния, $X_i(t)$, которую можно измерять и целенаправленно изменить. Изменение происходит с помощью сигнала управления, $\Delta Y_j(t)$, формируемого как отрицательная обратная связь по измерениям выходных параметров состояния объекта $Y_j(t)$, в течение конечного времени, T_y , называемым периодом управления.

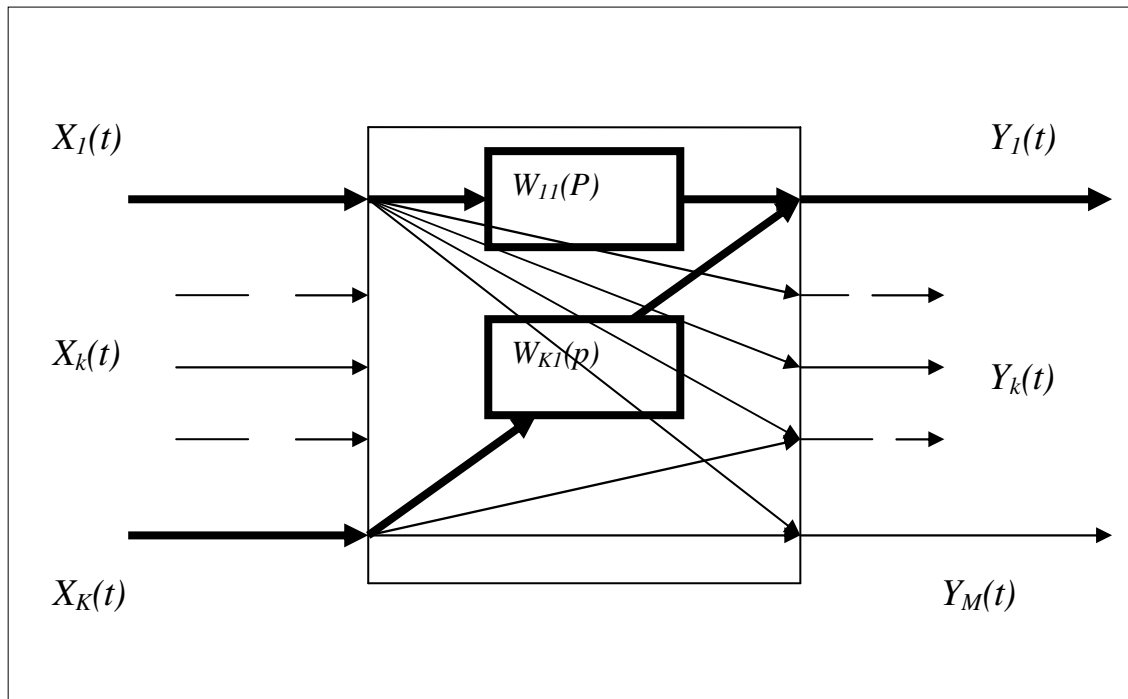


Рис. 3.1. К понятию о взаимосвязанном адаптивном управлении.

Каждая входная реализация, $X_k(t)$, действует сразу на все выходные параметры состояния объекта, участвуя в формировании всех M выходных реализаций, $Y_k(t)$. И если обозначить за kk - порядковый номер причинно-следственной связи, то обобщенную математическую модель объекта управления (в текущий момент времени, t_0) можно представить **динамической матрицей пространства состояний [14]:**

$$\begin{array}{cccccc}
 W_{11} & W_{12} & \cdot & W_{1k} & \cdot & W_{1(M-1)} & W_{1M} \\
 W_{21} & W_{22} & \cdot & W_{2k} & \cdot & W_{2(M-1)} & W_{2M} \\
 \cdot & \cdot & \cdot & \downarrow & \cdot & \cdot & \cdot \\
 W_{k1} & W_{k2} & \longrightarrow & W_{kk} & \longrightarrow & W_{k(M-1)} & W_{kM} \\
 \cdot & \cdot & \cdot & \nearrow & \cdot & \cdot & \cdot \\
 W_{(K-1)1} & W_{(K-1)2} & \cdot & W_{(K-1)k} & \cdot & W_{(K-1)(M-1)} & W_{(K-1)M} \\
 W_{K1} & W_{K2} & \cdot & W_{Kk} & \cdot & W_{K(M-1)} & W_{KM}
 \end{array} ,$$

где K - количество входных параметров объекта управления, M – количество выходных параметров объекта управления.

Каждый элемент этой матрицы и есть конкретная динамическая причинно-следственная связь, W_{kk} , между k -тым входным параметром

состояния объекта управления и k -тым выходным параметром состояния объекта управления. K и M – конечные числа, определяющие **размерность** математической **модели** объекта управления.

Причинно-следственная связь называется **прямой**, если она находится на диагонали динамической матрицы пространства состояний. Если элементарная модель находится не на диагонали матрицы, то причинно-следственная связь называется **перекрёстной связью**. Объект управления называется **частично наблюдаемым**, если в динамической матрице есть хотя бы один элемент. Объект управления называется **абсолютно наблюдаемым**, если динамическая матрица не содержит нулевых элементов.

Объект управления называется **частично управляемым**, если в динамической матрице пространства состояний определен хотя бы один диагональный элемент. Объект управления называется **управляемым**, если в динамической матрице пространства состояний определены все диагональные элементы.

Понятие управляемости и наблюдаемости объекта управления являются определяющими при определении количественной оценки **уровня интеллектуальности** управляющей системы.

Каждая причинно-следственная связь может быть идентифицирована в реальном масштабе времени и адаптирована к текущим условиям существования объекта управления. Сама база знаний с математическими моделями, алгоритмами анализа, алгоритмами управления и идентификации выступает в роли «мозга» интеллектуальной технической системы, а уровень интеллектуальности технической системы может быть количественно оценён степенью заполнения базы знаний об объекте управления. Предельная размерность базы знаний может служить критерием целесообразности развития системы, а математическая модель причинно-следственной связи, при этом должна иметь **типовой** вид:

$$W_{kk}(P) = \frac{K_{kk}}{T_{kk} \cdot P + 1} \cdot e^{-P \cdot \tau_{kk}}.$$

Простота и один тип математической модели причинно-следственной связи обеспечивает универсальность базы знаний управляющей системы, о свойствах объекта управления, а также позволяют создавать системы управления любой степени сложности, применяя **конвергентный** (блочно-модульный) принцип проектирования.

Большое значение для синтеза алгоритмов управления имеет матрица пространства состояний, в установившемся режиме – это срез всех параметров объекта управления в текущий момент времени. Это матрица, у которой все элементы являются коэффициентами взаимной корреляции параметров объекта управления в текущий момент времени:

$$\begin{matrix} R_{11} & R_{12} & \cdot & R_{13} & \cdot & R_{1(M-1)} & R_{1M} \\ R_{21} & R_{22} & \cdot & R_{2k} & \cdot & R_{2(M-1)} & K_{2M} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ R_{k1} & R_{k2} & \cdot & R_{kk} & \cdot & R_{k(M-1)} & R_{kM} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ R_{(K-1)1} & R_{(K-1)2} & \cdot & R_{(K-1)k} & \cdot & R_{(K-1)(M-1)} & - R_{(K-1)M} \\ R_{K1} & R_{K2} & \cdot & K_{Kk} & \cdot & K_{K(M-1)} & K_{KM} \end{matrix},$$

где R_{kk} – коэффициент взаимной корреляции между k -тым входным и k -тым выходным параметрами объекта управления.

Анализ динамической матрицы пространства состояний объекта управления показывает, что наиболее целесообразным методом построения многосвязных систем регулирования является принцип каскадного наращивания сложности системы адаптивного управления.

Все расчеты настроек регуляторов, работающих в составе каскадных систем адаптивного управления, производятся методом последовательного

приближения и методами структурного синтеза, в тесной связи с методами параметрического синтеза.

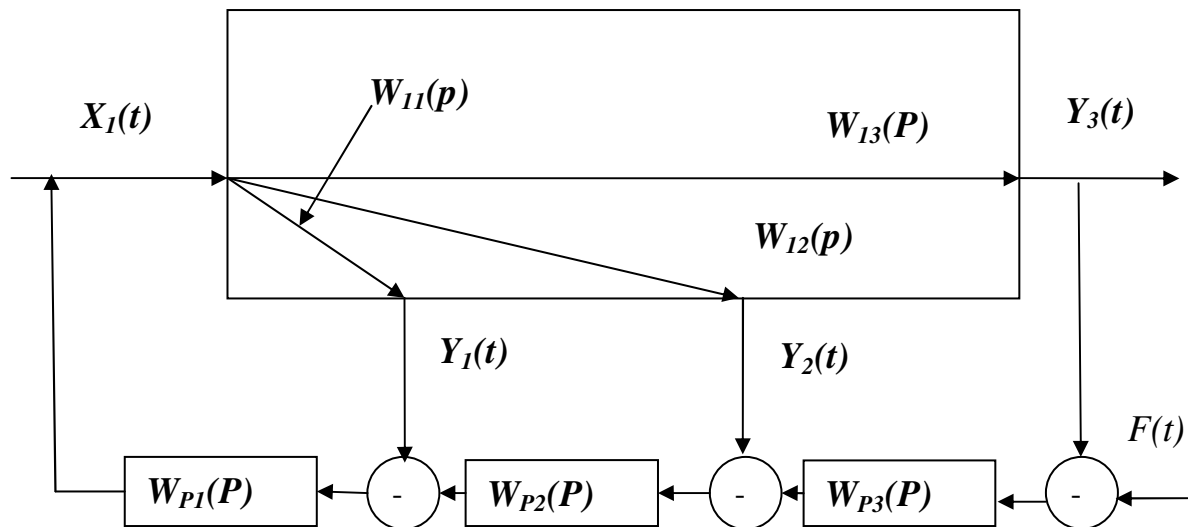


Рис. 3.2. К понятию о каскадной системе адаптивного управления.

На рисунке 3.2 представлена структурная модель трехконтурной системы адаптивного управления, в которой:

- $W_{11}(p)$ – это причинно-следственная связь с рабочей частотой, ω_{11} ;
- $W_{12}(p)$ – это причинно-следственная связь с рабочей частотой, ω_{12} ;
- $W_{13}(p)$ – это причинно-следственная связь с рабочей частотой, ω_{13} ;
- $W_{P1}(p)$ – это динамический преобразователь (регулятор), обслуживающий причинно-следственную связь с передаточной функцией, $W_{11}(p)$;
- $W_{P2}(p)$ – это регулятор, обслуживающий причинно-следственную связь с передаточной функцией, $W_{12}(p)$;
- $W_{P3}(p)$ – это регулятор, обслуживающий причинно-следственную связь с передаточной функцией, $W_{13}(p)$.

Соответственно, для многоконтурных систем: ω_{11} – это скорость изменения сигнала во **внутреннем контуре**; ω_{1k} – это скорость изменения сигнала в **промежуточном контуре**; ω_{1M} – это скорость изменения сигнала во **внешнем контуре**. Основным условием **работоспособности каскадной системы** автоматического регулирования является распределение потоков информации по правилу: $\omega_{11} > \omega_{12} > \dots > \omega_{1k} > \dots > \omega_{1M}$. Расчет настроек

таких систем адаптивного управления проводится с помощью методов параметрического синтеза (см. глава 2).

3.1. Алгоритм расчета двухконтурных систем.

Методика расчета быстродействующих двухконтурных систем автоматического регулирования (см. рис. 3.3) применяется в тех случаях, когда рабочая частота регулятора $W_{P1}(P)$ много больше, чем рабочая частота регулятора $W_{P2}(P)$. Методику целесообразно рассмотреть на примере регулирования температуры на выходе теплообменника, $Y_2(t)$, путем изменения теплоносителя в межтрубное пространство, $X_1(t)$.

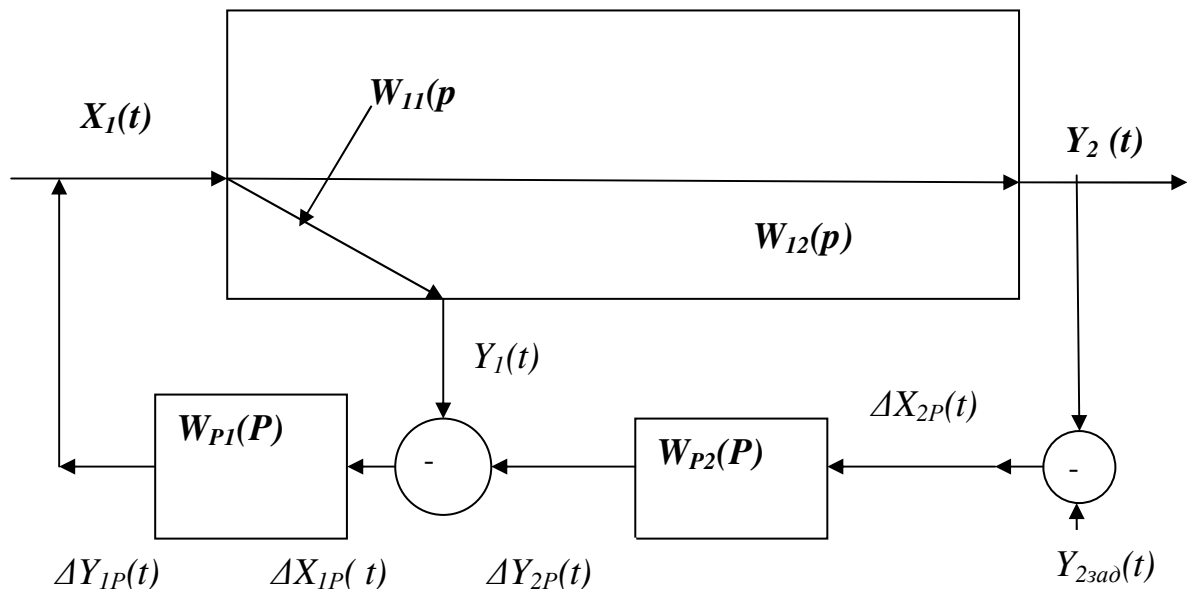


Рис.3.3. К методике расчета двухконтурных систем.

Исходными данными для расчета являются:

1. Известные (взятые из литературы или полученные в результате работы алгоритмов идентификации [12, 13, 14, 15]) передаточные функции по каналу измерения расхода теплоносителя, $Y_1(t)$ (участок трубопровода от диафрагмы до клапана, м):

$$W_{11}(p) = e^{-P \cdot \tau} ,$$

где τ – время чистого запаздывания, сек;

2. Известна передаточная функция по каналу изменения расхода теплоносителя, $X_1(t)$ — изменение температуры, $Y_2(t)$:

$$W_{12}(p) = \frac{K_0}{T_o \cdot P + 1} \cdot e^{-P \cdot \tau_0};$$

3. Выбирается **структура регулятора** во внутреннем контуре; как правило, регулирование расхода производится с помощью пропорционально-интегрального закона (см. рис.3.3):

$$\Delta Y_{1P}(t) = S_{11} \cdot \Delta X_{1P}(t) + S_{12} \cdot \int_0^{5 \cdot T_1} \Delta X_{1P}(t) \cdot dt,$$

где S_{11} и S_{12} – настроечные коэффициенты пропорциональной и интегральной частей внутреннего регулятора;

4. Во внешнем контуре применяют, как правило, пропорциональный закон регулирования:

$$\Delta Y_{2P}(t) = S_{21} \cdot \Delta X_{2P}(t),$$

где S_{21} – настроечный коэффициент регулятора;

Иногда, во внешнем контуре, располагают дифференциальный закон регулирования:

$$\Delta Y_{2P}(t) = S_{23} \cdot \frac{\Delta X_{2P}(t)}{\Delta t},$$

где S_{23} – настроечный коэффициент дифференциальной части внешнего регулятора;

Очень редко, во внешнем контуре выбирают пропорционально-интегро-дифференциальный закон регулирования:

$$\Delta Y_{2P}(t) = S_{21} \cdot \Delta X_{2P}(t) + S_{22} \cdot \int_0^{5 \cdot T_1} \Delta X_{2P}(t) \cdot dt + S_{23} \cdot \frac{\Delta X_{2P}(t)}{\Delta t},$$

где S_{21} , S_{22} , S_{23} — настроечные коэффициенты пропорциональной, интегральной и дифференциальной частей внешнего регулятора.

Методика расчета заключается в следующем.

На **первом шаге** рассчитываются настройки выбранного регулятора, $W_{PI}(p)$, по известной передаточной функции объекта управления, $W_{II}(p)$, (см. глава 2.3.2, стр. 40).

На **втором шаге**, методом структурных преобразований [12], находится эквивалентная передаточная функция объекта, которым управляет второй регулятор, $W_O(p)^{p2}_{экр}$. Для этого отбрасывается регулятор $W_{PI}(p)$ (см. рис. 3.4) и применяя правила структурных преобразований [12], записывается уравнение движения сигналов от задания, $\Delta Y_{2P}(t)$, до критерия управления, $Y_2(t)$:

$$Y_2(p) = \Delta Y_{2P}(p) \cdot \left\{ \frac{W_{PI}}{1 + W_{II}(p) \cdot W_{PI}(p)} \cdot W_{I2}(p) \right\}.$$

Из полученного уравнения движения, записывается передаточная функция эквивалентного объекта управления, которым управляет регулятор $W_{PI}(p)$:

$$W_{экр}^{P2}(p) = \frac{W_{PI}(p) \cdot W_{I2}(p)}{1 + W_{II}(p) \cdot W_{PI}(p)}.$$

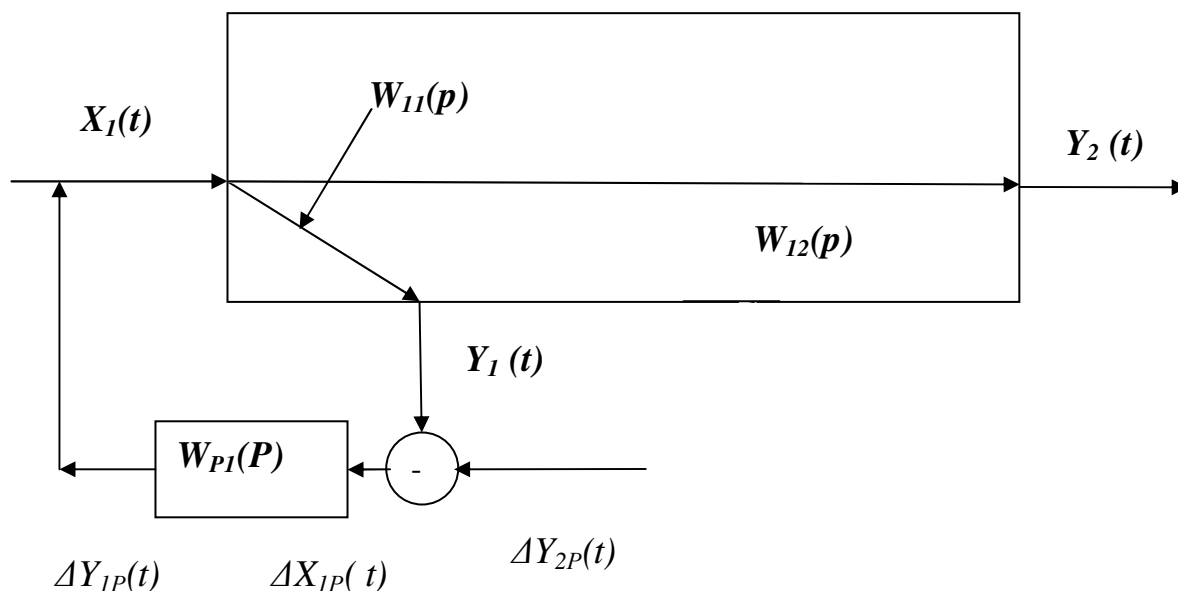


Рис.3.4. К понятию эквивалентной передаточной функции, $W(p)^{p2}_{экр}$.

На **третьем** шаге, по полученной эквивалентной передаточной функции объекта управления $W(p)^{P2}_{эkv}$, рассчитываются настройки регулятора $W_{P2}(p)$ при помощи алгоритма, рассмотренного в главе 2.3.1. на странице 38.

На **четвертом** шаге проводится **поверочный** расчет настроек регулятора $W_{P1}(p)$ по передаточной функции эквивалентного объекта, $W^{P1}_{эkv}(P)$, которая находится методом структурных преобразований [12], путем отбрасывания регулятора $W_{P1}(p)$ (см. рис. 3.5).

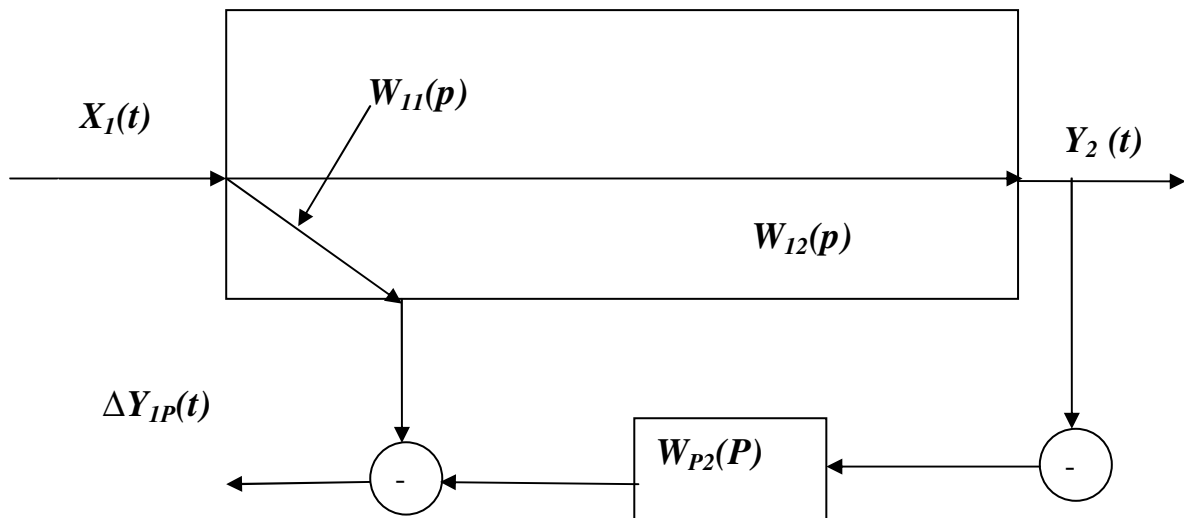


Рис. 3.5. К понятию эквивалентной передаточной функции, $W(p)^{P1}_{эkv}$.

При этом, уравнение движения потоков информации будет иметь вид:

$$\Delta Y_{1P}(p) = X(p) \cdot \left\{ W_{12}(p) \cdot W_{P2}(p) - W_{11}(p) \right\},$$

а передаточная функция эквивалентного объекта управления, которым управляет регулятор $W_{P1}(p)$, будет иметь вид:

$$W^{P1}_{эkv}(p) = W_{12}(p) \cdot W_{P2}(p) - W_{11}(p).$$

На **пятом шаге** принимается решение об окончании расчета. Решение принимается по следующему правилу:

а) Если настройки регулятора $W_{P1}(p)$, рассчитанных на четвертом шаге, отличаются от настроек, рассчитанных на первом шаге, более чем на 5 - 10 %, то расчет возвращается на третий шаг;

б) Если настройки регулятора $W_{P1}(p)$, рассчитанные на четвертом шаге, отличаются от настроек, рассчитанных на первом шаге, менее чем на 5 - 10%, то расчет завершается.

Функциональная схема алгоритма расчёта представлена на рисунке 3.6.

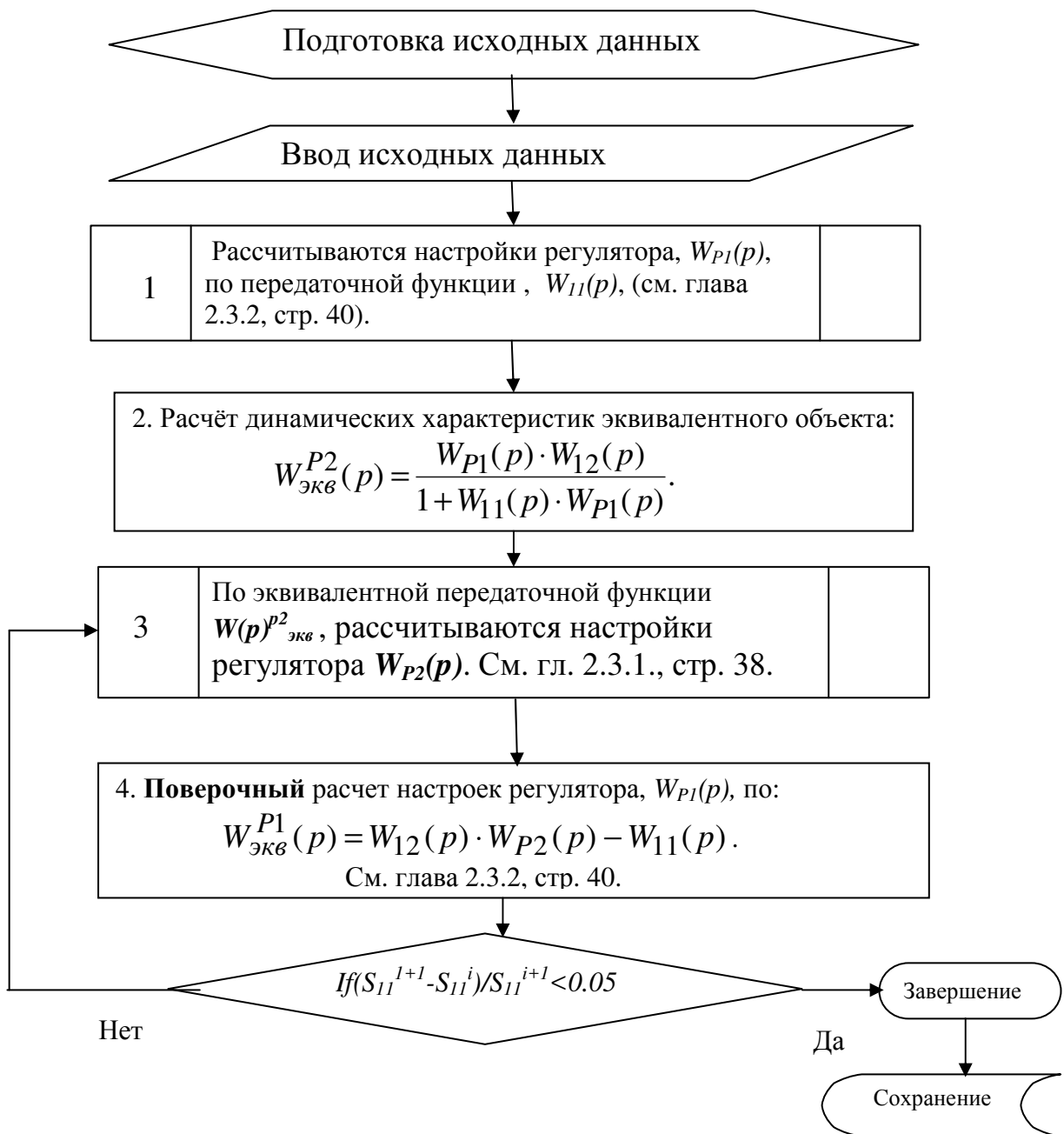


Рис. 3.6. Блок-схема алгоритма расчёта двухконтурных систем.

3.2. Алгоритм расчета инерционных двухконтурных систем.

Методика расчета двухконтурных систем автоматического регулирования с инерционным внутренним контуром (рис. 3.7) применяется в тех случаях, когда рабочая частота регулятора $W_{P1}(P)$ и рабочая частота регулятора $W_{P2}(P)$ *соизмеримы*. Методику целесообразно рассмотреть на примере регулирования температуры в кубе ректификационной колонны, $Y_2(t)$, путем изменения расхода теплоносителя в межтрубное пространство выносного теплообменника, $X_1(t)$.

Исходными данными для расчета являются (см. рис.3.7):

1. Известная (взяты из литературы или полученные в результате работы алгоритмов идентификации [12, 13, 14, 15]) передаточная функция по каналу изменение температуры на выходе теплообменника, $Y_1(t)$ — изменение расхода теплоносителя, $\Delta Y_{1P}(t)$:

$$W_{11}(p) = \frac{K_{11}}{T_{11} \cdot p + 1} e^{-P\tau_{11}},$$

где K_{11} , T_{11} , τ_{11} — подгоночные коэффициенты модели причинно-следственной связи объекта управления;

2. Известна передаточная функция по каналу изменения температуры в кубе колонны, $Y_2(t)$ — задание на изменение расхода теплоносителя в теплообменник, $\Delta Y_{2P}(t)$:

$$W_{12}(p) = \frac{K_{12}}{T_{12} \cdot P + 1} \cdot e^{-P\tau_{12}},$$

где K_{12} , T_{12} , τ_{12} — подгоночные коэффициенты модели причинно-следственной связи объекта управления;

3. Выбирается **структура регулятора** во внутреннем контуре; как правило, во внутреннем контуре располагают пропорционально-интегральный закон регулирования:

$$\Delta Y_{1P}(t) = S_{11} \cdot \Delta X_{1P}(t) + S_{12} \cdot \int_0^T \Delta X_{1P}(t) \cdot dt,$$

где S_{I1} и S_{I2} – настроечные коэффициенты пропорциональной и интегральной частей первого (внутреннего) регулятора;

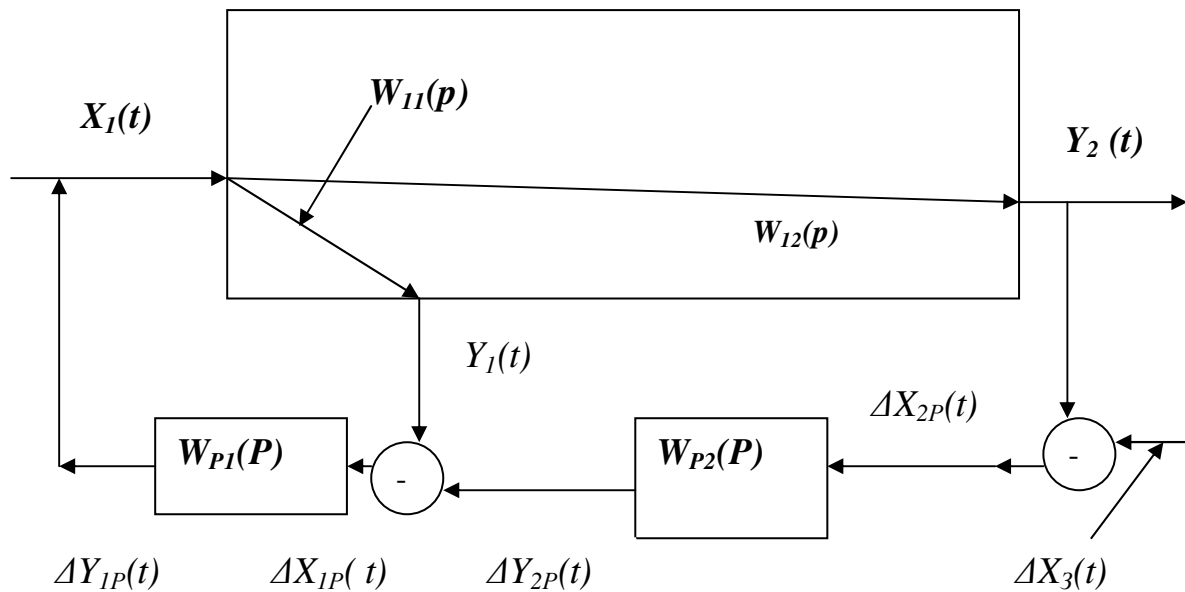


Рис. 3.7. К методике расчета инерционных двухконтурных систем.

4. во внешнем контуре адаптивной системы располагают пропорциональный закон регулирования:

$$\Delta Y_{2P}(t) = S_{21} \cdot \Delta X_{2P}(t),$$

где S_{21} – настроечный коэффициент пропорциональной части второго (внешнего) регулятора; иногда располагают дифференциальный закон регулирования:

$$\Delta Y_{2P}(t) = S_{23} \cdot \frac{\Delta X_{2P}(t)}{\Delta t},$$

где K_{23} – настроечный коэффициент дифференциальной части второго (внешнего) регулятора; очень редко выбирают пропорционально-интегро-дифференциальный закон регулирования:

$$\Delta Y_{2P}(t) = S_{21} \cdot \Delta X_{2P}(t) + S_{22} \cdot \int_0^{5 \cdot T_1} \Delta X_{2P}(t) \cdot dt + S_{23} \cdot \frac{\Delta X_{2P}(t)}{\Delta t},$$

где S_{21} , S_{22} , S_{23} — настроечные коэффициенты пропорциональной, интегральной и дифференциальной частей второго (внешнего) регулятора.

Расчет производится по следующей методике.

На **первом шаге**, по известной передаточной функции внешнего контура, $W_{12}(p)$, рассчитываются настройки выбранного регулятора, $W_{P2}(p)$, методом, который описан в гл. 2.3.1. на странице 38.

На **втором шаге** находится эквивалентная передаточная функция объекта управления, $W(p)^{P1}_{эkv}$, которым управляет регулятор $W_{P1}(p)$, см. рис. 3.8. Для этого записывается уравнение движения информационных потоков по каналу изменения расхода теплоносителя, $X(t)$ — задание на изменение этого расхода, $\Delta Y_{P1}(t)$:

$$\Delta Y_{P1}(p) = X(p) \cdot \left\{ W_{12}(p) \cdot W_{P2}(p) - W_{11}(p) \right\}.$$

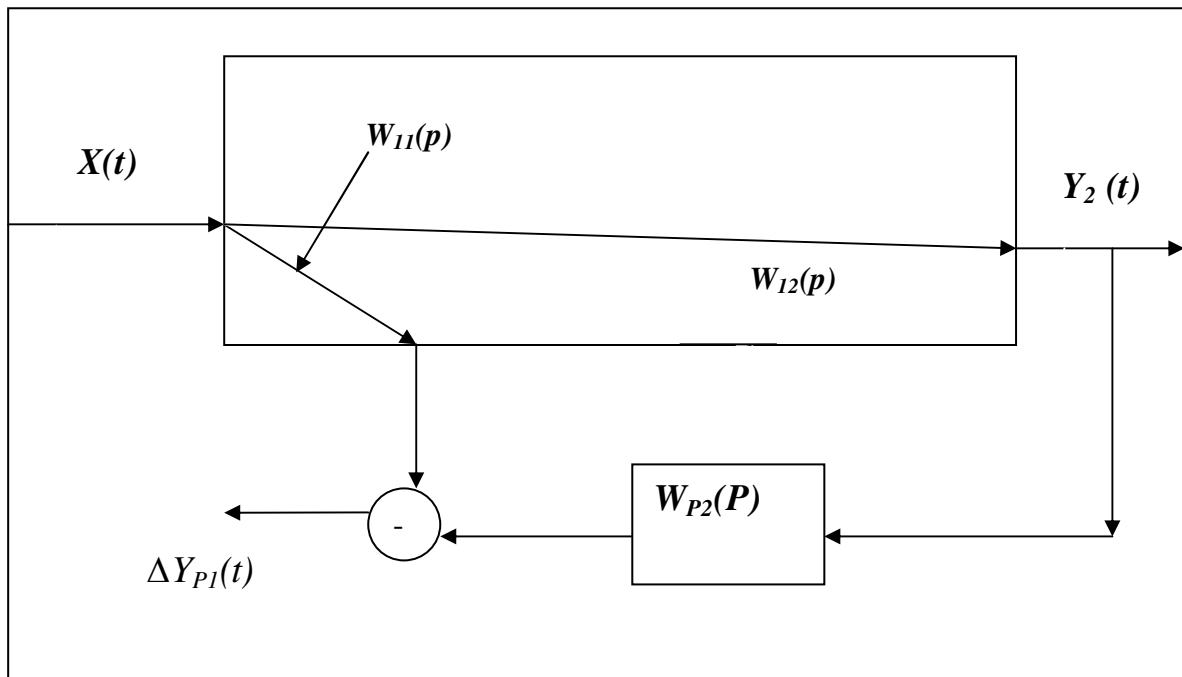


Рис. 3.8. К понятию эквивалентной передаточной функции, $W(p)^{P1}_{эkv}$.

Из уравнения движения информационных потоков выделяют передаточную функцию эквивалентного объекта, которым управляет регулятор $W_{P1}(p)$:

$$W_{эkv}^{P1}(p) = W_{12}(p) \cdot W_{P2}(p) - W_{11}(p).$$

На **третьем** шаге по передаточной функции эквивалентного объекта управления, $W(p)^{p1}_{экр}$, рассчитываются настройки регулятора $W_{P1}(p)$ методом, который описан в гл. 2.3.2. на странице 40.

На **четвертом** шаге производится **поверочный** расчет настроек регулятора $W_{P2}(p)$ по передаточной функции эквивалентного объекта, $W^{p2}_{экр}(P)$ методом, который описан в гл. 2.3.1. на странице 38.

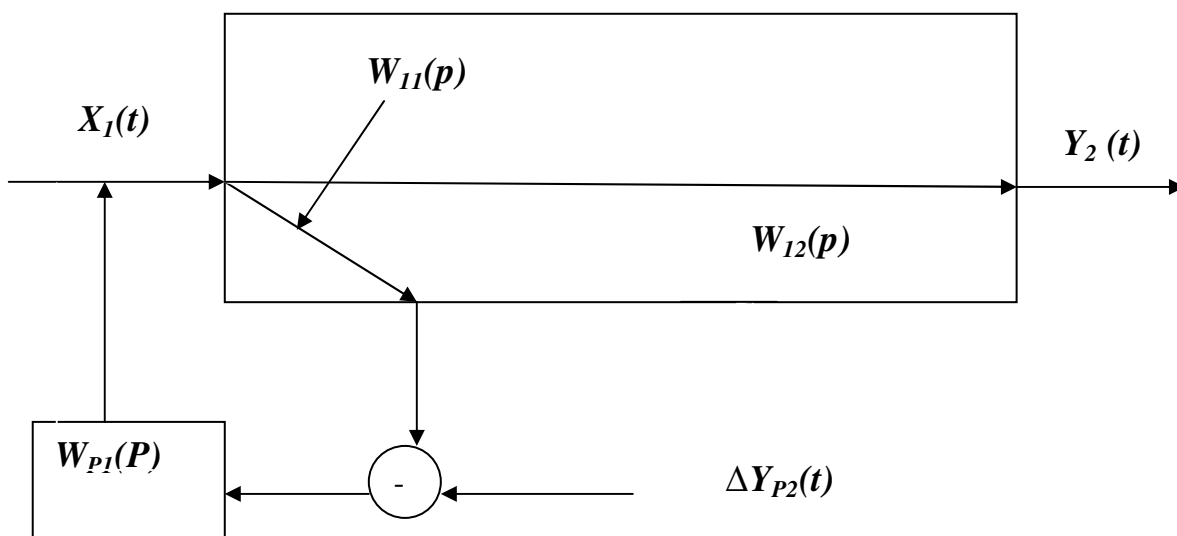


Рис. 3.9. К понятию эквивалентной передаточной функции, $W(p)^{p2}_{экр}$.

При этом уравнение движения потоков информации будет иметь вид (см. рис. 3.8):

$$Y_2(p) = \Delta Y_{P2}(p) \cdot \left\{ \frac{W_{P1}(p)}{1 + W_{P1}(p) \cdot W_{11}(p)} \cdot W_{12}(p) \right\},$$

а передаточная функция эквивалентного объекта управления, которым управляет регулятор $W_{P2}(p)$ будет иметь вид:

$$W^{P2}_{экр}(p) = \frac{W_{P1}(p)}{1 + W_{P1}(p) \cdot W_{11}(p)} \cdot W_{12}(p).$$

На **пятом шаге** принимается решение об окончании расчета:

а) Если настройки регулятора $W_{P2}(p)$, рассчитанные на четвертом шаге, отличаются от настроек, рассчитанных на первом шаге, более чем на 5 :- 10%, то расчет возвращается на третий шаг;

б) Если настройки регулятора $W_{P2}(p)$, рассчитанные на четвертом шаге, отличаются от настроек, рассчитанных на первом шаге, менее чем на 5 :- 10%, то расчет заканчивается.

Функциональная схема алгоритма расчёта представлена на рисунке 3.10.

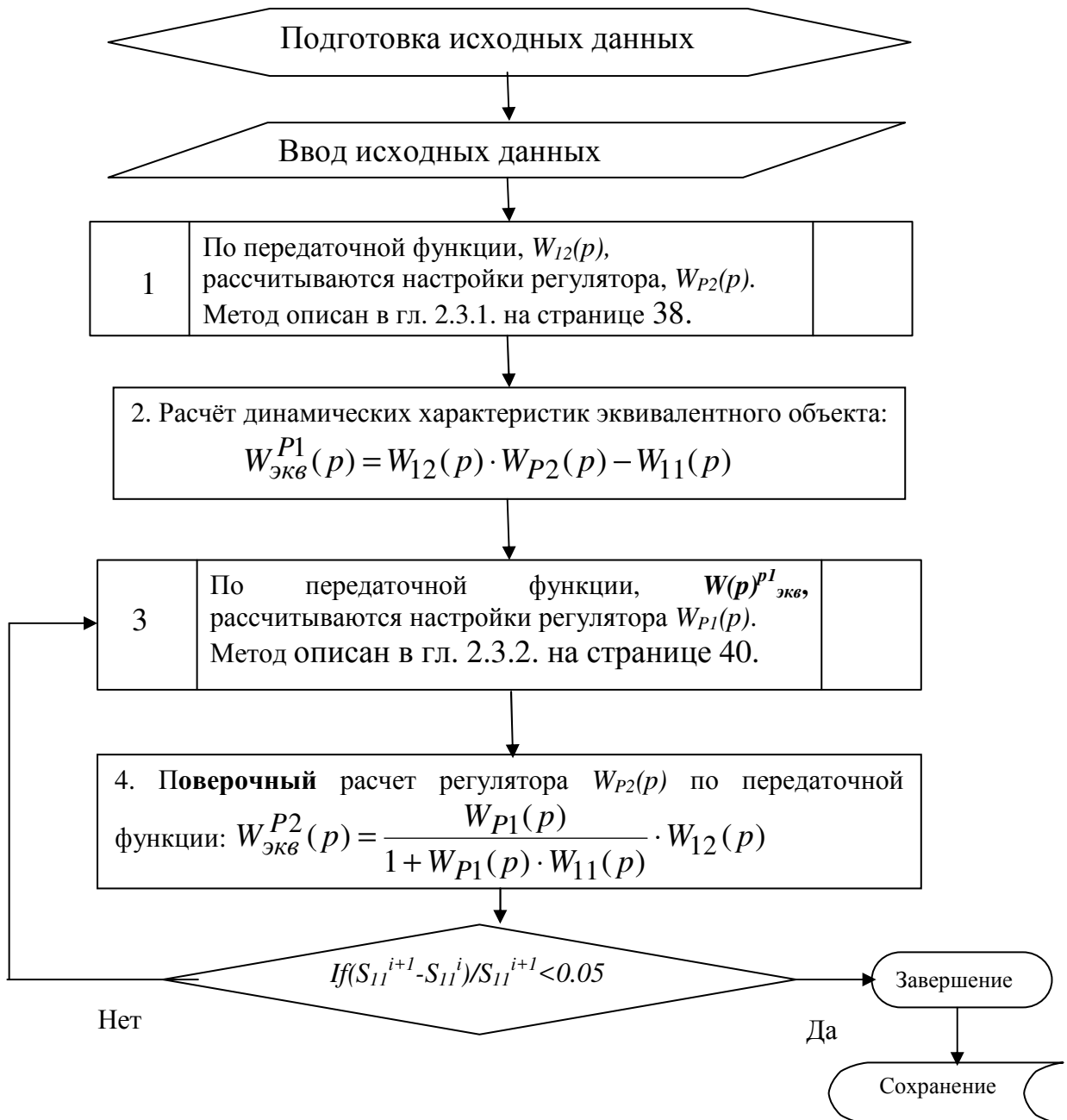


Рис. 3.10. Блок-схема алгоритма расчёта двухконтурных систем.

3.3. Расчет трёхконтурных адаптивных систем.

Структурная схема трёхконтурной системы представлена на рисунке 3.11.

Исходными данными при расчёте являются:

1. Передаточные функции объекта управления $W_{13}(p)$, $W_{11}(p)$ и $W_{12}(p)$;
2. Структура адаптивной системы. Как правило, во внутреннем контуре располагают пропорционально-интегральный закон регулирования, за ним пропорциональный закон регулирования и во внешнем контуре располагают пропорционально-дифференциальный закон в виде реального дифференцирующего звена. Расчёт начинают с внутреннего контура, как самого быстродействующего.

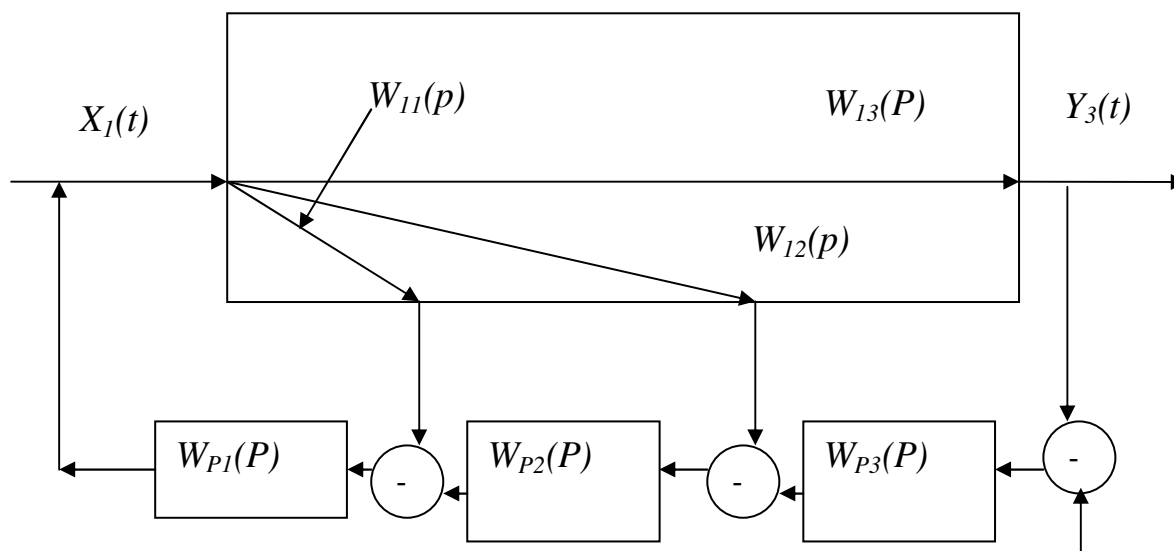


Рис. 3.11. К понятию трехконтурной адаптивной системы управления.

На **первом шаге** расчёта (см. рис.3.36) разрывается промежуточный контур и, по известной передаточной функции объекта управления, $W_{11}(p)$, – рассчитываются настройки внутреннего регулятора, $W_{P1}(p)$. Кроме того, по известной передаточной функции объекта управления, $W_{13}(p)$, – рассчитываются настройки внешнего регулятора, $W_{P3}(p)$. Для упрощения

расчетов на первой итерации расчета регулятор $W_{P3}(p)$ воспринимается как пропорциональный с настроечным коэффициентом равным 1.

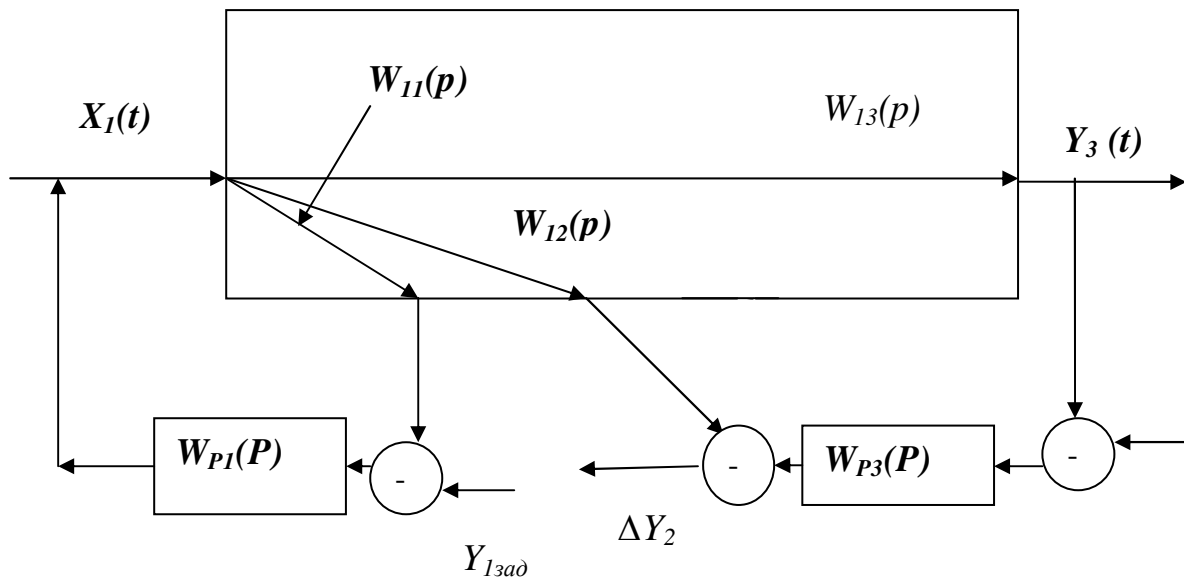


Рис. 3.12. К понятию эквивалентной передаточной функции, $W(p)^{p2}_{э\text{кв}}$.

На **втором шаге** по эквивалентной передаточной функции объекта управления, $W^{p2}_{э\text{кв}}$, рассчитываются настройки промежуточного регулятора, $W_{P2}(p)$.

Для нахождения эквивалентной передаточной функции объекта управления, $W^{p2}_{э\text{кв}}$, составляют уравнение движения информационных потоков:

$$\Delta Y_2(p) = Y_{1\text{зад}}(p) \cdot \frac{W_{P1}(p)}{1 + W_{11}(p) \cdot W_{P1}(p)} \cdot \left\{ W_{13}(p) \cdot W_{P3}(p) - W_{12}(p) \right\}$$

Откуда эквивалентная передаточная функция объекта управления выразится как:

$$W^{p2}_{э\text{кв}}(p) = \frac{\Delta Y_2(p)}{Y_{1\text{зад}}(p)} = \frac{W_{P1}(p)}{1 + W_{11}(p) \cdot W_{P1}(p)} \cdot \left\{ W_{13}(p) \cdot W_{P3}(p) - W_{12}(p) \right\}$$

На **третьем шаге** находится эквивалентная передаточная функция объекта управления, $W(p)^{p3}_{э\text{кв}}$, которым управляет регулятор $W_{P3}(p)$ см. (рис. 3.13). Для этого записывается система движения информационных потоков в виде:

$$Y_3(p) = \Delta Y_3(p) \cdot W_{13}(p) \cdot \left\{ \frac{W_{12}(p) \cdot W_{P2}(p)}{1 + W_{12}(p) \cdot W_{P2}(p) \cdot \left\{ \frac{W_{11}(p)}{1 - W_{11}(p) \cdot W_{P1}(p)} \right\}} \right\}.$$

Откуда эквивалентная передаточная функция объекта управления, $W^{P3}_{эКВ}(p)$, для регулятора $W_{P3}(p)$ запишется в виде:

$$W^{P3}_{эКВ}(p) = W_{13}(p) \cdot \left\{ \frac{W_{12}(p) \cdot W_{P2}(p)}{1 - W_{12}(p) \cdot W_{P2}(p) \cdot \left\{ \frac{W_{11}(p)}{1 - W_{11}(p) \cdot W_{P1}(p)} \right\}} \right\}.$$

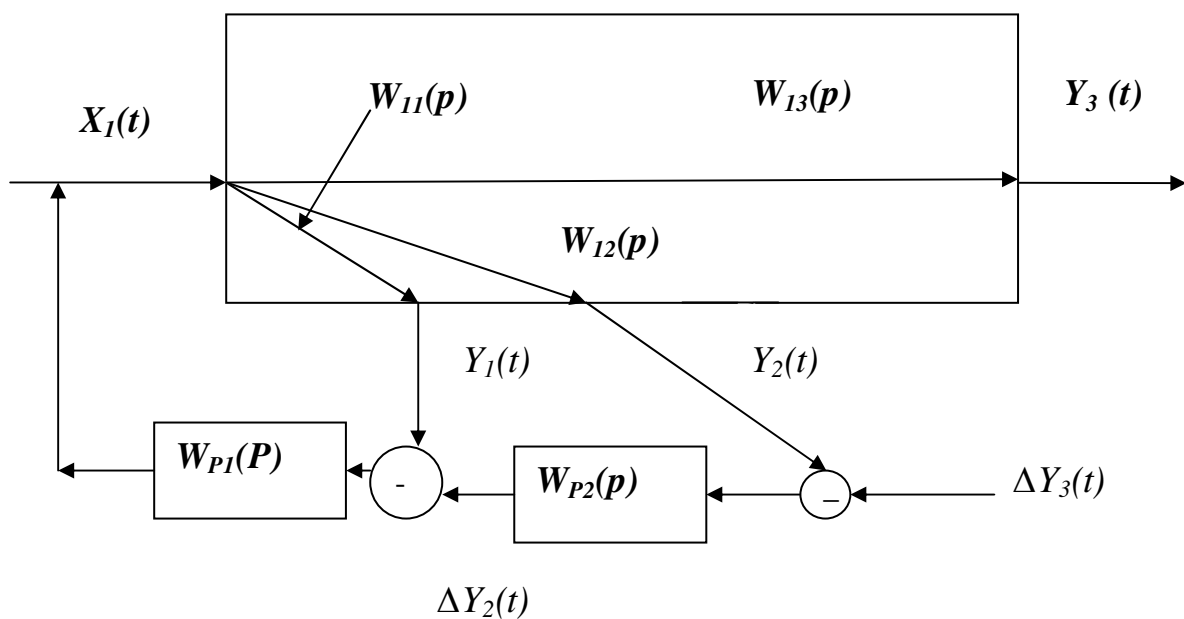


Рис. 3.13. К понятию эквивалентной передаточной функции, $W(p)^{P3}_{эКВ}$.

Далее по эквивалентной передаточной функции объекта управления, $W(p)^{P3}_{эКВ}$, находятся настройки регулятора $W_{P3}(p)$, методом который описан в главе 2.3.2. на странице 40.

На **четвёртом шаге** проводится поверочный расчет для регулятора $W_{P1}(p)$ по эквивалентной передаточной функции объекта управления, $W^{P1}_{эКВ}$, которая получается из уравнения движения информационных потоков, обрабатываемых этим регулятором:

$$\Delta Y_1(p) = X(p) \cdot \left\{ W_{P2}(p) \cdot [W_{13}(p) \cdot W_{P3}(p) - W_{12}(p)] - W_{11}(p) \right\},$$

откуда эквивалентная передаточная функция объекта управления, $W_{\text{экв}}^{PI}$, выразится как:

$$W_{\text{экв}}^{PI}(p) = W_{P2}(p) \cdot [W_{12}(p) - W_{13}(p) \cdot W_{P3}(p)] - W_{11}(p).$$

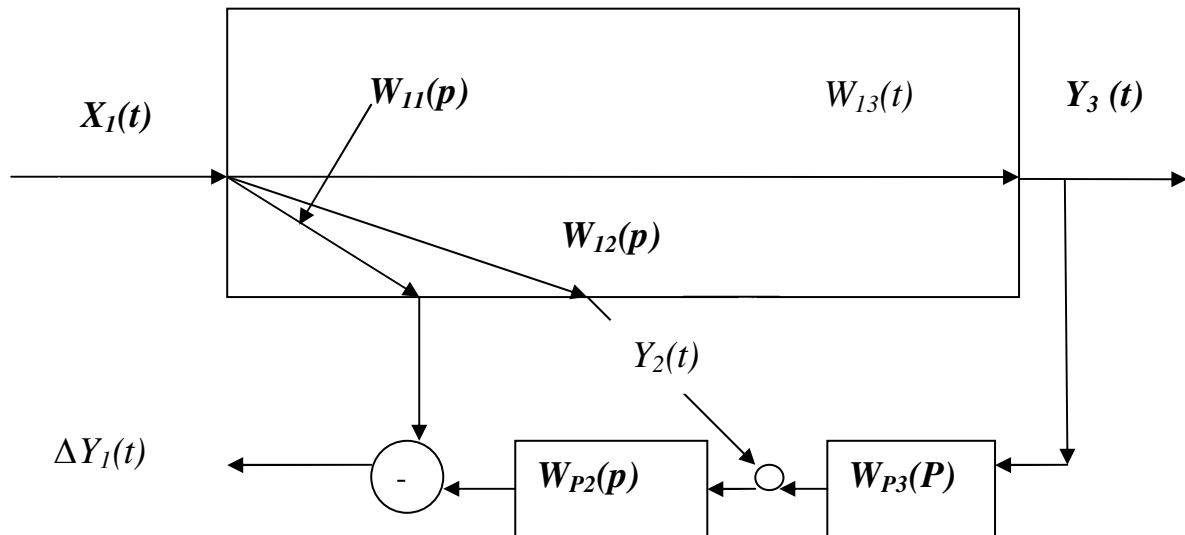


Рис. 3.14. К понятию эквивалентной передаточной функции, $W(p)^{PI}_{\text{экв}}$.

Принятие решения об окончании расчета (**пятый шаг методики**) осуществляется следующим образом:

а) Если настройки регулятора $W_{PI}(p)$, рассчитанные на четвертом шаге, отличаются от настроек, рассчитанных на **первом** шаге, более чем на 5 :- 10%, то расчет возвращается на шаг 2;

б) Если настройки регулятора $W_{PI}(p)$, рассчитанные на четвертом шаге, отличаются от настроек, рассчитанных на **первом** шаге, менее чем на 5 :- 10%, то расчет заканчивается.

Функциональная схема алгоритма расчёта представлена на рисунке 3.15.

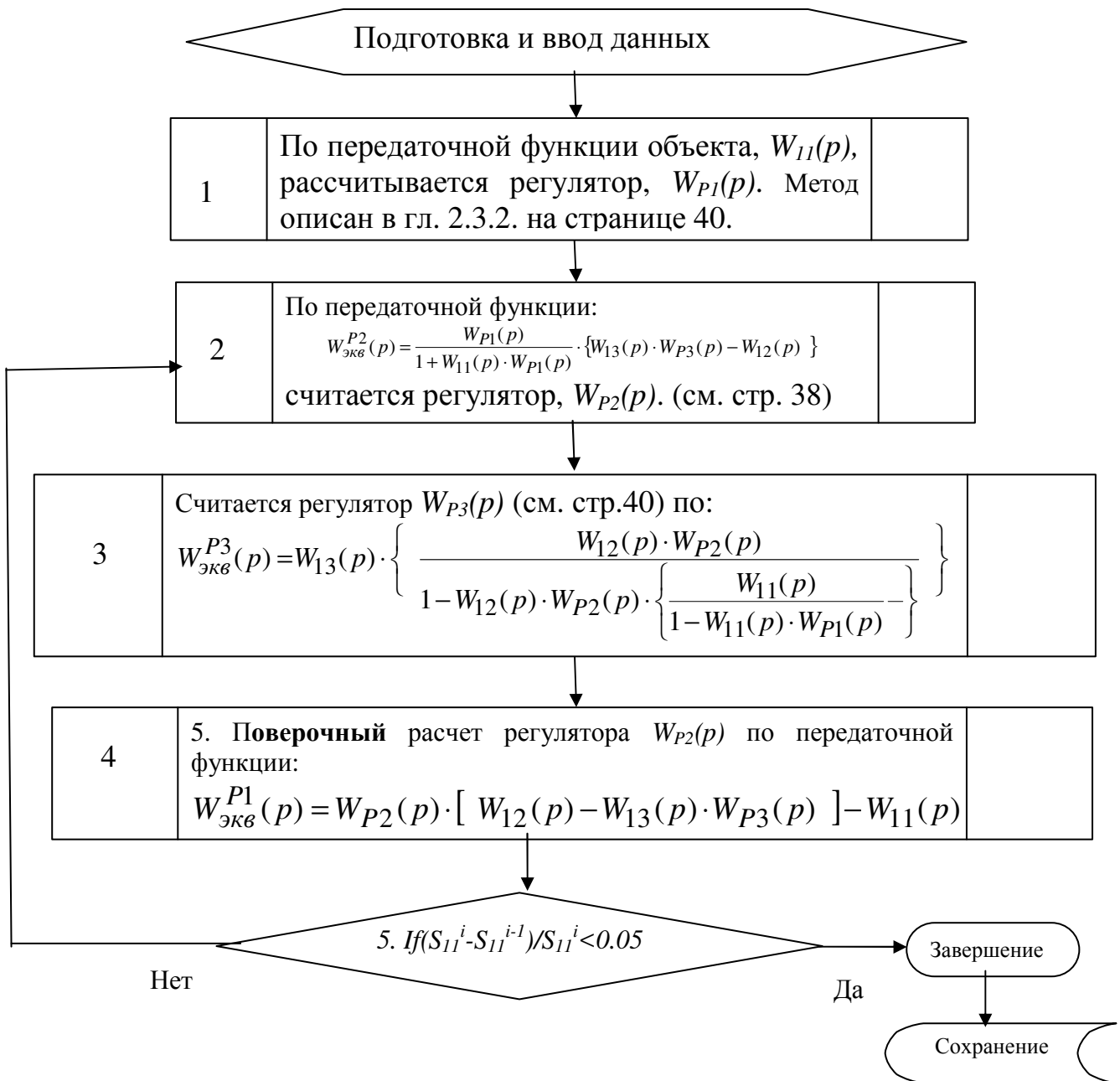


Рис. 3.15. Блок-схема алгоритма расчёта трехконтурных систем.

3.4. Расчет адаптивных систем с импульсом по производной.

Методика **расчета систем** автоматического регулирования с импульсом по производной от промежуточной точки начинается с выбора исходных данных для расчёта (см. рис. 3.16):

1. Известны передаточные функции объекта управления $W_{11}(p)$ и $W_{12}(p)$;

2. Структура регулятора $W_{PI}(p)$, как правило, пропорционально-интегральный закон регулирования, а заданием для этого регулятора служит невязка регламентного значения критерий управления с текущим значением критерия: $\Delta Y_{Iзад}(t) = Y_{2зад}(t) - Y_2(t)$.

3. Сигнал по линии связи для $Y_1(t)$ ускоряется путём включения в линию связи дифференцирующего звена, $W_{I3}(p)$:

$$W_{I3}(p) = S_{I3} \cdot p .$$

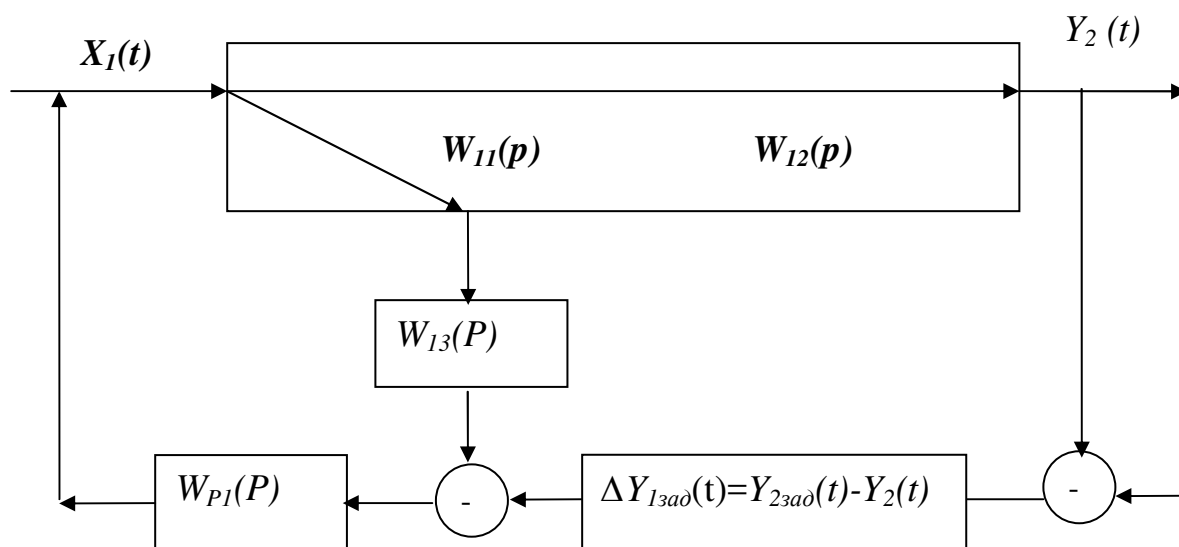


Рис. 3.16. К понятию системы с импульсом по производной.

Расчёт начинают со структурных преобразований, согласно которым [12] дифференцирующее звено переносят по ходу сигнала через сумматор против хода сигнала, что приводит к появлению инверсного звена в линии против хода сигнала (см. рис. 3.17).

Таким образом, управляющая система сводится к адаптивной двухконтурной, с помощью одного из правил структурного преобразования принципиальных электрических схем [12], которое гласит, что при переносе звена через сумматор по ходу сигнала во все другие линии, входящие в сумматор, добавляется инверсное звено [12] (см. рис. 3.17).

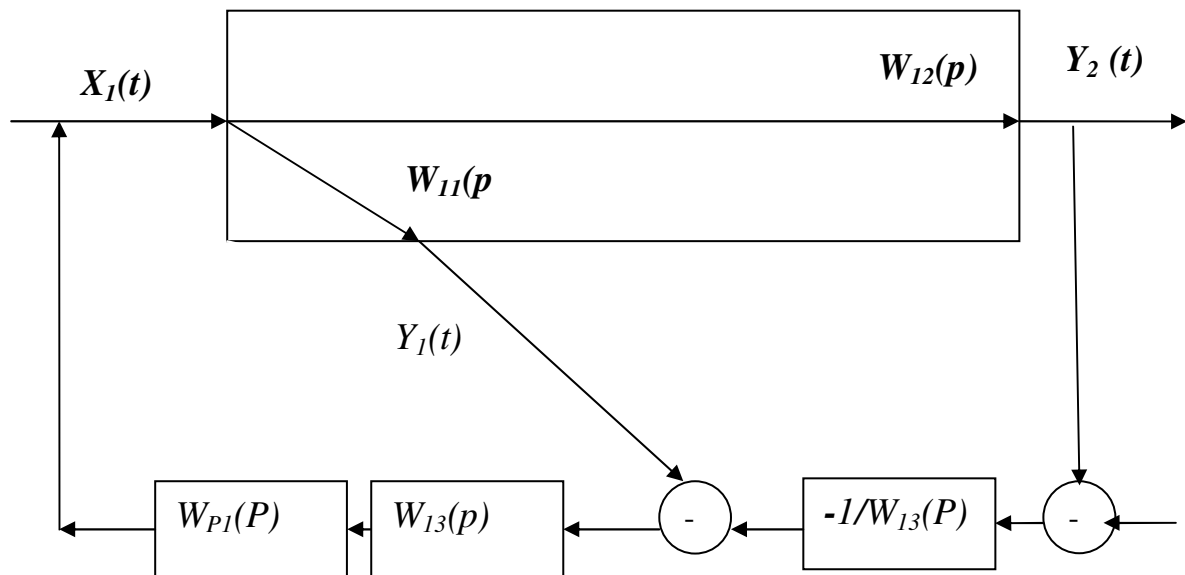


Рис. 3.17. Преобразование системы с импульсом по производной.

В результате преобразований во внутреннем контуре имеем пропорционально-дифференциальный закон регулирования:

$$\begin{aligned}
 W_{P1}(p) &= W_{P1}(p) \cdot W_{13}(p) = S_{11} \cdot \left(1 + \frac{S_{12}}{S_{11} \cdot P}\right) \cdot S_{13} \cdot P = \\
 &= S_{11} \cdot S_{13} \cdot P + \frac{S_{12} \cdot S_{13}}{S_{11}} = S_{14} \cdot (P + S_{15}),
 \end{aligned}$$

где $S_{14} = S_{11} \cdot S_{13}$ и $S_{15} = \frac{S_{12}}{S_{11}^2}$ - коэффициенты адаптации настроек

пропорциональной и дифференциальной частей управляющей системы.

Во внешнем контуре имеем интегральный закон регулирования:

$$W_{P2}(p) = -\frac{1}{S_{13} \cdot P}.$$

Функциональная схема алгоритма расчёта представлена на рисунке 3.18.

После подготовки и ввода исходных данных, по передаточной функции объекта, $W_{12}(p)$, рассчитывается дифференциальная настройка (S_{13}) регулятора, $W_{P2}(p)$. Метод описан в гл. 2.3.1. на странице 38 для пропорциональной настройки.

На **втором шаге** применяют методику расчета быстродействующих двухконтурных систем автоматического регулирования (см. гл. 2.3.2, страница 40), которая применяется в тех случаях, когда рабочая частота регулятора $W_{P1}(P)$ много больше, чем рабочая частота регулятора $W_{P2}(P)$, а именно по передаточной функции,

$$W_{\text{экв}}^{P1}(p) = W_{12}(p) \cdot W_{P2}(p) - W_{11}(p),$$

считается регулятор, $W_{P1}(p)$ и находятся вспомогательные настройки, S_{14} и S_{15} .

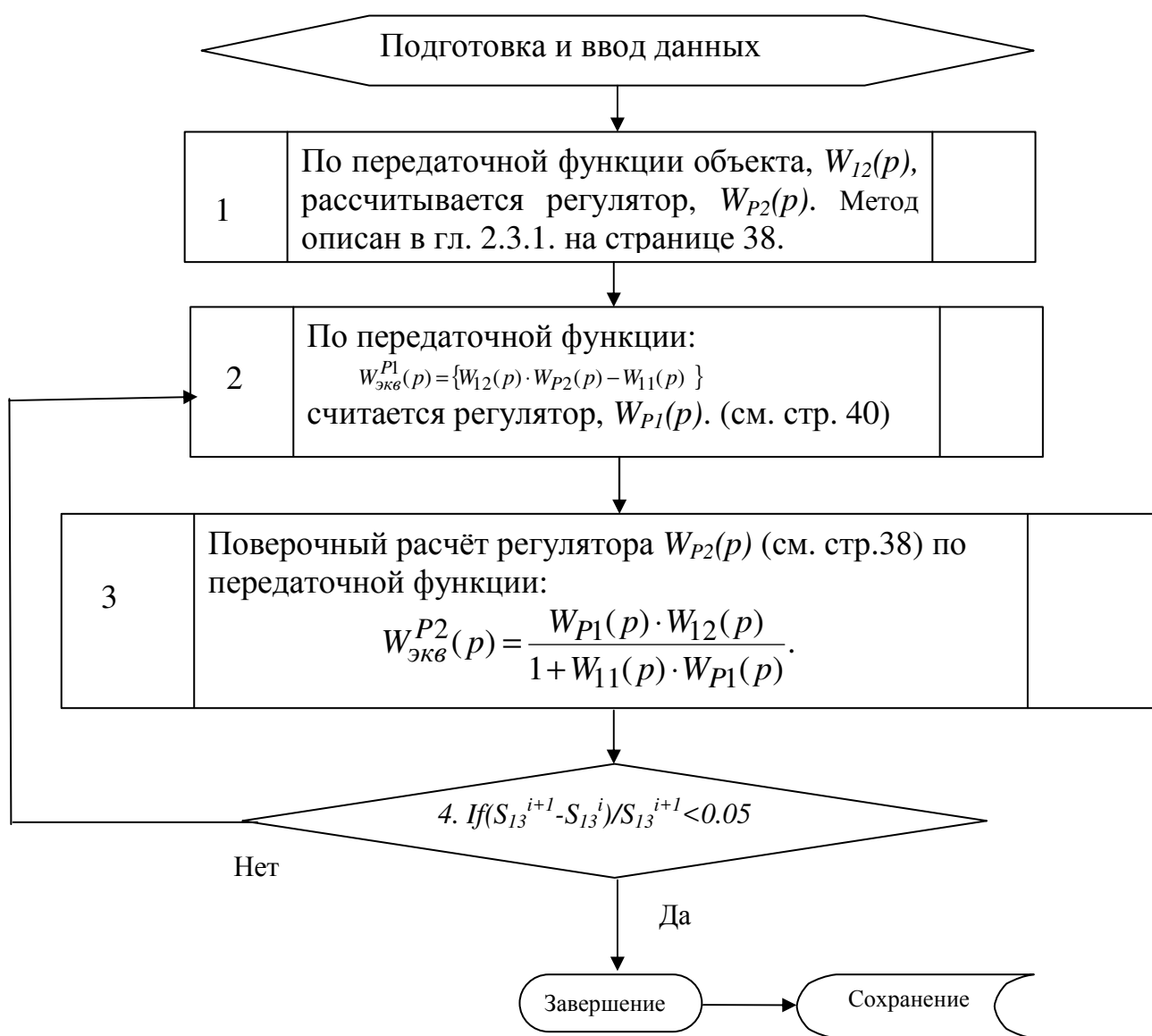


Рис. 3.18. Схема алгоритма расчёта систем с импульсом по производной.

На **третьем шаге** проводится поверочный расчёт регулятора $W_{P2}(p)$ по методике из главы 2.3.1. на странице 38 по передаточной функции:

$$W_{экв}^{P2}(p) = \frac{W_{P1}(p) \cdot W_{12}(p)}{1 + W_{11}(p) \cdot W_{P1}(p)}.$$

Таким образом, дважды найдена настройка дифференциальной части управляющей системы, S_{13} , и можно приступить к проверке окончания процесса поиска. Принятие решения об окончании расчета (**четвёртый шаг методики**) осуществляется следующим образом:

а) Если настройки регулятора $W_{P2}(p)$, рассчитанные на третьем шаге, отличаются от настроек, рассчитанных на первом шаге, более чем на 5 :- 10%, то расчет возвращается на шаг 2;

б) Если настройки регулятора $W_{P2}(p)$, рассчитанные на третьем шаге, отличаются от настроек, рассчитанных на первом шаге, менее чем на 5 :- 10%, то расчет заканчивается.

Список используемой литературы

- 1 www.wikipedia.com;
- 2 Цыпкин Я.З. Адаптация и обучение в автоматических системах. – М.: Наука, 1968. – 399 с.
- 3 Пугачев В.С. Теория случайных функций и ее применение к задачам автоматического управления. – ГИФМЛ, М., 1962. – 883 с.
- 4 Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. - М.: Радио и связь, 1998. – 150 с. ISBN 5-256-01421-8.
- 5 Каталог продукции НПП «ЭЛЕМЕР». www.elemer.ru/ .
- 6 Шевчук В.П. Классификация информационно-измерительных систем по типу уравнения измерения для определения критерия управления. - М.: СТАНДАРТИНФОРМ, ж. «Метрология», №12, 2008. - стр. 3 – 16. - ISSN 0368-1025;
- 7 Шевчук В.П, Гайдержий Д.С. Адаптивное управление эффективностью работы энергоблока. - М.: НАУЧТЕХЛИТИЗДАТ, ж. «Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика», №2, 2014. - Стр. 4 - 11. – ISSN 2073 – 0004;
- 8 Шевчук В.П. Информативность и эффективность интеллектуальной измерительной техники. - М.: СТАНДАРТИНФОРМ, ж. «Метрология», № 1, 2012, стр. 12-21. - ISSN 0368-1025;
- 9 Шевчук В.П., Шаровина С.О. Управление температурным профилем ректификационной колонны тарельчатого типа. - М.: НАУЧТЕХЛИТИЗДАТ, ж. «Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика», №3, 2013. - Стр. 40-48. – ISSN 2073 – 0004;
- 10 Шевчук В.П., Шаровина С.О., Агринская С.А. Способ автоматического управления процессом ректификации и устройство для его осуществления. //Патент на изобретение №2509593 по заявке № 2012145926 от 29.10.2012. МПК: B01D 3/42, G05D 27/00. – Бюл. № 8 от 20.03.2014;
- 11 Шевчук В.П. Способ автоматического управления эффективностью функционирования процесса ректификации. //Патент на изобретение

№2558596, по заявке № 2013150928/05(079380) от 15.11.2013, МПК: B01D 3/42 (2006.01). Бюл. №22 от 10.08.2015;

- 12 Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1984. – 832 с.;
- 13 Тихонов А.Н., Самарский А.А. Уравнения математической физики. – М.: МГУ, 2004. - 798 с.
- 14 Е.В. Капля, В.С. Кузеванов, В.П. Шевчук. - Моделирование процессов управления в интеллектуальных измерительных системах. –М.: Физматлит, 2009. - 503 с. - ISBN 978-5-9221-1131-7.
- 15 Шевчук В.П. Моделирование метрологических характеристик интеллектуальных измерительных приборов и систем. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2011. - 320 с. – ISBN 978-5-922191314-4.

Электронное учебное издание

Валерий Петрович **Шевчук**

РАСЧЕТ НАСТРОЙКИ СИСТЕМ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Учебное пособие

Электронное издание сетевого распространения

Редактор Матвеева Н.И.

Темплан 2017. Поз. № 20В

Подписано к использованию 15.12.2017. Формат 60x84 1/16.

Гарнитура Times. Усл. печ. л. 4,38.

Волгоградский государственный технический университет.
400005, г. Волгоград, пр. Ленина, 28, корп. 1.

ВПИ (филиал) ВолгГТУ.
404121, г. Волжский, ул. Энгельса, 42а.