

**САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ**

ФАКУЛЬТЕТ ТЕХНИЧЕСКОЙ КИБЕРНЕТИКИ

С. А. Нестеров

**АДАПТИВНЫЕ
СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ**

Конспект лекций

Санкт-Петербург
2005

УДК 681.5
ББК 14.2.6
Н561

Нестеров С. А. **Адаптивные системы управления:** Конспект лекций. — СПб.: Факультет технической кибернетики СПбГПУ, 2005. — 90 с., ил.

Настоящая книга представляет собой конспект лекций по курсу «Адаптивные системы управления», читаемому на кафедре автоматики и вычислительной техники для студентов 5 курса, обучающихся по специальности «Управление и информатика в технических системах».

© Нестеров С. А., 2005
© Санкт-Петербургский государственный
политехнический университет, 2005

СОДЕРЖАНИЕ

1. ВВЕДЕНИЕ.....	5
2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ	8
3. СИСТЕМЫ ПАССИВНОЙ АДАПТАЦИИ.....	10
3.1. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ «БЕСКОНЕЧНО» БОЛЬШИХ КОЭФФИЦИЕНТОВ УСИЛЕНИЯ	10
3.2. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫХ РЕЖИМОВ.....	12
3.3. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИСТЕМ С ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРОЙ (СПС)	13
4. СИНТЕЗ МАЛОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ К ПАРАМЕТРИЧЕСКИМ ИЗМЕНЕНИЯМ СИСТЕМ С ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДОВ ТЕОРИЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ, ГРУБОСТИ, ИНВАРИАНТНОСТИ.....	16
4.1. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ТЕОРИИ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ.....	16
4.2. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ТЕОРИИ ИНВАРИАНТНОСТИ.....	17
4.3. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ТЕОРИИ РОБАСТНОСТИ (ГРУБОСТИ)	18
5. КЛАССИФИКАЦИЯ И СТРУКТУРА АДАПТИВНЫХ СИСТЕМ.....	19
5.1. По количеству и виду априорной информации	19
5.2. По способу получения информации об управляемом процессе.....	19
5.3. По причине изменения качества и необходимости самонастройки	21
5.4. По функциональному назначению.....	21
5.5. По виду контура адаптации.....	21
5.6. По скорости протекания процесса самонастройки.....	22
5.7. По требованию к качеству управления	22
5.8. В зависимости от подхода	23
6. БСНС	25
6.1. ХАРАКТЕРНЫЕ ОСОБЕННОСТИ.....	25
6.2. БСНС с настройкой по внешним сигналам	25
7. СНС ПО ДИНАМИЧЕСКИМ СВОЙСТВАМ ОУ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АНАЛИЗАТОРА ХАРАКТЕРИСТИК (АХ).....	31
7.1. СНС по динамическим свойствам ОУ с АХ	31
7.2. СНС с косвенными методами определения частотных характеристик	32
Подача на вход пробного импульсного сигнала	36
Подача на вход «белого шума» (широкополосного случайного процесса).....	36
8. БСНС С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДЕЛИ ОБЪЕКТА.....	41
8.1. БСНС с использованием вычислителя параметров	41
8.2. БСНС с использованием эталона динамических характеристик (прямой подход)	44
9. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ В БАС	46
9.1. Виды и анализ наиболее распространенных алгоритмов.....	46
9.2. Идентификация в замкнутом контуре (активный и пассивный эксперименты, виды воздействий, проблемы).....	52
9.3. Условия параметрической идентифицируемости, пути их выполнения.....	56

10. ФОРМАЛИЗАЦИЯ ОБОБЩЕННОГО ОБЪЕКТА И СИНТЕЗ АДАПТИВНОГО РЕГУЛЯТОРА ОСНОВНОГО КОНТУРА.....	58
10.1. ФОРМАЛИЗАЦИЯ ОБОБЩЕННОГО ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ.....	58
10.2. СИНТЕЗ АДАПТИВНОГО РЕГУЛЯТОРА	58
СИНТЕЗ АДАПТИВНОГО РЕГУЛЯТОРА НА ОСНОВЕ ПОНЯТИЯ ИНВАРИАНТНОСТИ.....	60
11. ПРЯМОЙ ПОДХОД ПРИ ПОСТРОЕНИИ БАС	63
11.1. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ В РАМКАХ СТРУКТУРЫ АСЭМ С ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ И СИГНАЛЬНОЙ НАСТРОЙКАМИ.....	63
11.2. СВЯЗ АСЭМ С СИСТЕМАМИ ИДЕНТИФИКАЦИИ	65
11.3. СВОЙСТВА АСЭМ.....	66
12. МЕТОДЫ СИНТЕЗА АЛГОРИТМОВ АДАПТАЦИИ.....	69
12.1. МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ЛОКАЛЬНОЙ АДАПТАЦИИ	69
12.2. ВИДЫ НЕВЯЗОК В АСЭМ. МОДЕЛЬ ОШИБОК. ФУНКЦИИ КАЧЕСТВА АДАПТАЦИИ	73
12.3. МЕТОДЫ УСТОЙЧИВОСТИ.....	74
12.4. МОДИФИКАЦИИ АЛГОРИТМА ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ АДАПТАЦИИ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ДИНАМИКИ ВО ВТОРИЧНОМ КОНТУРЕ	80
12.5. ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ПРОЦЕССОВ В КОНТУРЕ АДАПТАЦИИ И ВЫБОР КОНСТАНТ В АЛГОРИТМЕ АДАПТАЦИИ.....	81
13. РЕАЛИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ АДАПТИВНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ	87
13.1. СХЕМА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СТАЦИОНАРНОГО НАБЛЮДАТЕЛЯ.....	87
13.2. СХЕМА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АДАПТИВНОГО ПИД-РЕГУЛЯТОРА	89
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	90

1. ВВЕДЕНИЕ

Существует большое количество объектов, для которых необходимо или целесообразно применять принципы адаптации. Количество таких объектов растёт с развитием техники.

Причины применения принципов адаптации можно объединить в две группы:

1) Изменчивость и сложность характеристик объектов и внешней среды.

Принято выделять дестабилизирующие факторы внешней среды:

- климатические;
- механические;
- нагрузочные;
- изменения в системе питания;
- прочие (радиационные, биологические, к которым относится, например, плесень, насекомые, и т. п.).

2) Рост требований к точностным и технико-экономическим характеристикам систем.

Введение элементов адаптации усложняет систему, а значит и снижает её надёжность, следовательно, применение принципов адаптации требует анализа эффективности.

Адаптация — это процесс изменения параметров, структуры систем или управляющих воздействий на основе информации, получаемой во время управления, с целью достижения определенного (оптимального) качества управления при начальной неопределенности и/или изменяющихся условиях работы.

Адаптивные системы — системы, в которых реализован принцип адаптации. Отличие адаптивных систем от оптимальных состоит в том, что в то время, как в оптимальных системах показатель качества обеспечивается при определенных параметрах объекта, в адаптивных системах — при различных параметрах за счет действия дополнительных элементов адаптации.

Выбор того или иного подхода определяется:

- предварительной информацией об объекте (процессе);
- принятым критерием качества.

В свете этого существует два вида информации в СУ :

- начальная (априорная) информация, источниками которой являются:
 - точные и приближенные теории, дающие математическое описание процесса и различных воздействий;
 - предварительные экспериментальные исследования;

- текущая (рабочая) информация, которая поступает в процессе функционирования системы

Выбор критерия качества осуществляется исходя из требований к динамическим характеристикам (скорости, быстродействию, перерегулированию) и статическим характеристикам (точности, например) процесса при различных характеристиках объекта и различных внешних условиях. Поэтому принято различать частные и обобщённые показатели качества:

- частные показатели характеризуют качество процесса при фиксированных характеристиках объекта управления (ОУ), устройства правления (УУ) и заданных характеристиках возмущений. Обозначаются: $\beta(OU, UU) \Rightarrow Q(\beta)$, где β — множество всех параметров процесса.
- обобщенные показатели характеризуют диапазон изменения частных показателей при возможных изменениях характеристик объекта управления и возмущающих воздействий.

$$\Delta\beta(OU, UU) \Rightarrow Q(\Delta\beta) \Leftrightarrow \frac{\Delta Q}{|\Delta\beta|}.$$

Т. к. параметры УУ не постоянны, то возможно формирование обобщенного вероятностного критерия, включающего обобщенные показатели и возможные характеристики УУ. Он носит название эффективности применения адаптации и позволяет сформулировать целесообразность использования адаптации. Это весьма полная, но трудно вычисляемая оценка.

Все новые методы, включая адаптацию, направлены на борьбу с неупорядоченностью процессов в условиях меняющихся возмущений.

Существует два основных вида возмущений:

- Координатные (сигнальные) или аддитивные возмущения. Они одинаковы по своей природе с сигналом, проходящим через какую-либо часть системы, поэтому они могут суммироваться при математическом описании процессов (например, порывы ветра для самолёта).
- Параметрические, мультипликативные возмущения. Они обусловлены изменением физических характеристик системы (например, изменение высоты полёта самолёта).

При математическом описании координатные возмущения представляются как дополнительные члены в правой части уравнения, а параметрические — как изменение коэффициентов в уравнении.

Координатные возмущения влияют только на вынужденное движение объекта, они поддаются измерению, и выработаны соответствующие способы борьбы с ними (введение астатизма, создание компенсационных систем). Параметрические же возмущения влияют как на вынужденное, так и на свободное движение (оно обусловлено только свойствами объекта), они

непосредственно не контролируются и фиксируются лишь косвенным путем, поэтому с ними сложно бороться.

Существует три основных пути борьбы с паразитным влиянием параметрических возмущений:

- создание структур «с бесконечно большими» коэффициентами усиления или организация скользящих режимов;
- синтез малочувствительных к параметрическим возмущениям систем за счет применения методов теории чувствительности, инвариантности или робастности;

Первые два пути позволяют построить пассивно-адаптивные системы.

- использование методов и средств теории адаптивных систем.

2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ АДАПТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Сравним математическую постановку задачи оптимального и адаптивного управления.

Задача оптимального управления:

Для ОУ: $\dot{x} = F(x, u, f, t)$, при заданных условиях $x(t_0) = x_0$, найти $u = u \{ \underset{u \in U}{\text{ext}} J_1(x, u, \hat{f}, t) \}$.

Задача адаптивного управления:

Для ОУ: $\dot{x} = F(x, u, f, \xi, t)$, $x(t_0) = x_0$, $x \in H_x$, $u \in H_u$.

Все параметрические возмущения сказываются мультипликативным образом:

- нестационарность: $\xi = \xi(t) \Rightarrow \dot{x} = A(\xi(t))x + B(\xi(t))u + f(t)$;
- нелинейность: $\xi = \xi(x, t) \Rightarrow \dot{x} = A(\xi(x, t))x + B(\xi(x, t))u + f(t)$.

Таким образом, с учётом возмущений можно записать:

$$\begin{aligned} \dot{x} = F(x, u, f, \xi, t) &\Rightarrow (A[\xi(t)] + a(x, \xi))x + (B[\xi(t)] + b(x, \xi))u + f(t) = \\ &= A_0x + B_0u + [F(x, u, f, \xi, t) - A_0x - B_0u] = A_0x + B_0u + \sigma_\phi. \end{aligned}$$

Здесь заглавными буквами A и B обозначены нестационарные части, а строчными a и b — нелинейные.

Сумма $(A_0x + B_0u)$ представляет собой желаемое движение объекта; A_0 — Гурвицева матрица

Тройка матриц (A_0, B_0, C) должна удовлетворять следующим требованиям:

- A_0 — Гурвицева матрица (её собственные числа — или корни характеристического уравнения — лежат в левой полуплоскости);
- (A_0, B_0, C) — должны образовывать полностью управляемую и наблюдаемую систему;
- Объект должен быть минимальнофазовым (т. е. $W(p) = C(Ep - A_0)^{-1}B_0$ имеет в числителе устойчивый полином).

Необходимо определить следующие характеристики объекта:

- темпы изменения параметров: $\max_{i,j} \left[\left| \dot{a}_{i,j} \right|, \left| \dot{b}_{i,j} \right| \right] \leq \varepsilon$, где \dot{a} и \dot{b} — скорость изменения параметров. Возможны следующие случаи:
 - $\varepsilon \approx 0$ — квазистационарный случай (параметры практически не изменяются или изменяются скачкообразно и снова и постоянно на некотором отрезке);
 - $\varepsilon > 0$ — параметры меняются скачком в связи с изменением условий.

▪ кратность изменения параметров

$$\left| \max_{i,j} (a_{i,j}) - \min_{i,j} (a_{i,j}) \right| / \min_{i,j} |a_{i,j}| \leq \alpha, \quad \min_{i,j} |a_{i,j}| \neq 0;$$

$$\left| \max_{i,j} (b_{i,j}) - \min_{i,j} (b_{i,j}) \right| / \min_{i,j} |b_{i,j}| \leq \beta, \quad \min_{i,j} |b_{i,j}| \neq 0.$$

▪ нелинейность изменения параметров

$$\max_{i,j} \left| \frac{\partial a_{i,j}}{\partial x} \right| \leq \alpha_H; \quad \max_{i,j} \left| \frac{\partial b_{i,j}}{\partial x} \right| \leq \beta_H.$$

Таким образом, заданные условия решения задачи адаптивного управления во времени и в диапазоне допустимых значений оговариваются значительно подробнее.

Цель адаптивного управления.

Задача А.

Найти управление, доставляющее экстремум критерию J_1 :

$$u = u \{ \underset{u \in U}{\text{ext}} J_1(x, K, z, g, u, \hat{f}, \hat{\xi}, t) \},$$

где g — входные воздействия (уставки);

K — матрица настраиваемых параметров регулятора;

z — вектор дополнительных воздействий (для компенсации параметрических отклонений).

Изменение K принято называть параметрической адаптацией, z — сигнальной настройкой системы. Задача разделяется на две:

а) поиск $\text{ext} J_1$ при фиксированных K и Z ;

б) поиск K и z таких, что: $[K, z] = \underset{K, z}{\text{ext}} J_2(x, [K, z], g, u, \hat{f}, \hat{\xi}, t)$ (в этом

состоит отличие адаптивного управления от оптимального).

Задача В.

Для адаптивных систем с эталоном:

$$\dot{x}_э = A_э x_э + B_э g, \quad x_э(t_0) = x_{э0}.$$

$$(\forall \varepsilon_0 > 0)(\exists t \geq t_a) : (\forall \xi \in \xi_{don}) \|x(t) - x_э(t)\| = \|e(t)\| \leq \varepsilon_0$$

$$\text{или } \lim_{t \rightarrow \infty} \|e(t)\| = 0,$$

t_a — время адаптации.

То есть требуется сформулировать управление таким образом, чтобы, начиная с какого момента $t > t_a$, разность между поведением объекта и эталона была меньше небольшой заданной величины, а в пределе при $t \rightarrow \infty$ была бы равна нулю.

3. СИСТЕМЫ ПАССИВНОЙ АДАПТАЦИИ

Необходимость в адаптации возникает, когда диапазон изменения свойств объекта и входных воздействий велик и показатель качества выходит за допустимые пределы. Применение отрицательной обратной связи позволяет стабилизировать систему управления и нейтрализовать малые изменения входных воздействий и параметров. Системы «пассивной адаптации» представляют собой простые пути достижения нечувствительности к параметрическим возмущениям. Эти пути базируются на использовании свойства малого изменения структуры для снижения чувствительности и на использовании резервов основного контура.

Это возможно за счёт трёх вариантов:

- 1) использование «бесконечно» больших коэффициентов усиления;
- 2) использование *автоколебательного режима* (применяется эффект вибрационной линеаризации);
- 3) использование *систем с переменной структурой* (скользящие режимы).

Преимущество пассивной адаптации заключается в выборе жесткой структуры и неизменных параметров регулятора. Усложнение и удорожание системы в этом случае минимальны, а кроме того, отпадает необходимость контроля параметрических возмущений.

3.1. Использование «бесконечно» больших коэффициентов усиления

Многие системы управления носят чаще всего линейный характер. Свойства линейной системы однозначно определяются передаточной функцией. Рассмотрим следующую схему (рис. 3.1.1):

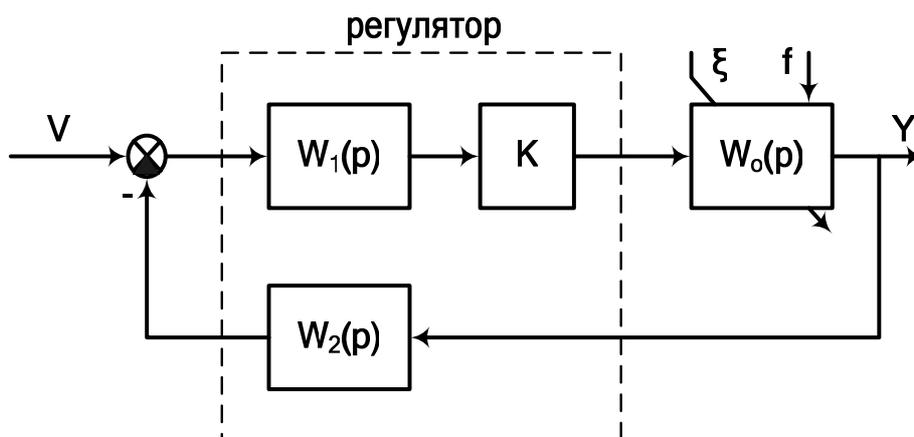


Рис. 3.1.1. Схема системы управления

$$W_{YV} = \frac{kW_0W_1}{1 + kW_0W_1W_2} \underset{k \rightarrow \infty}{\approx} \frac{1}{W_2}$$

Таким образом, желаемые передаточные свойства системы можно выбрать вне зависимости от свойств самого объекта — только за счёт W_2 . Однако такой подход — увеличение коэффициентов усиления в замкнутой системе — может привести к потере устойчивости. Необходимо ввести специальное ограничение на структуру контура:

$$W_i = \frac{B_i^{[m_i]}(p)}{A_i^{[n_i]}(p)}, \quad i = 0, 1, 2,$$

где m_i — размерность полинома B_i , а n_i — размерность полинома A_i . Для сохранения устойчивости требуется:

$$(n_0 + n_1 + n_2) - (m_0 + m_1 + m_2) \leq 2.$$

То есть разность суммарных порядков в знаменателе и в числителе не должна превышать двух. Это существенное ограничение. Бóльшая степень в числителе W_2 говорит о наличии дифференцирующего звена в обратной связи, что увеличивает чувствительность к помехам в системе.

Исследования показали, что улучшить ситуацию позволяет введение дополнительной стабилизирующей связи (рис. 3.1.2)

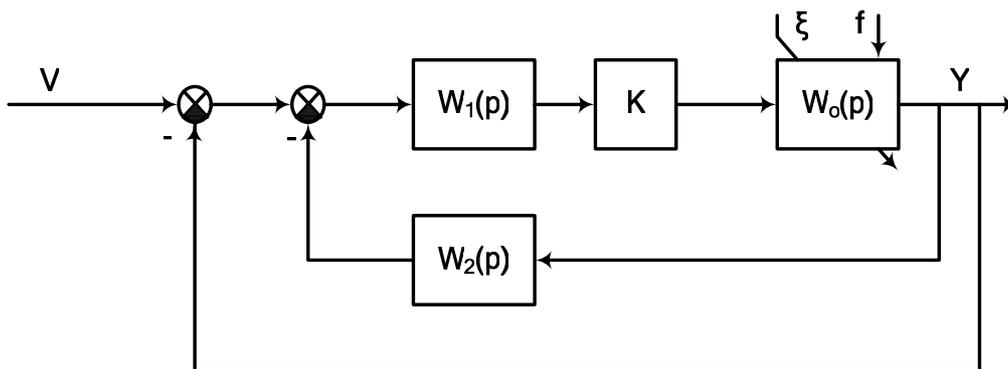


Рис. 3.1.2. Модифицированная схема системы управления

Это позволяет разделить условие на два:

$$\begin{cases} (n_0 + n_1) - (m_0 + m_1) \leq 2; \\ n_2 \geq m_2. \end{cases}$$

Первое уравнение представляет собой требование к прямой связи, а второе — к обратной. В данном случае дифференцирующего звена в обратной связи нет, но возникает двойное требование к W_2 , т. к. теперь W_2 определяет не только желаемое качество процесса, но и влияет на устойчивость системы.

Для устранения противоречий была разработана другая структура — с использованием эталонной модели (рис. 3.1.3):

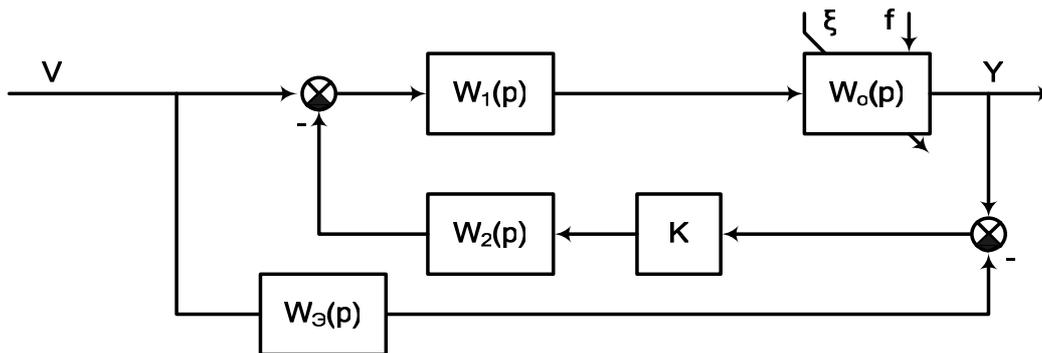


Рис. 3.1.3. Схема системы управления с использованием эталона

$$W_{YV} = \frac{(1 + kW_2W_3)W_0W_1}{1 + kW_0W_1W_2} \underset{k \rightarrow \infty}{\approx} W_3.$$

Сохранилось требование:

$$(n_0 + n_1 + n_2) - (m_0 + m_1 + m_2) \leq 2.$$

Как видно, в это уравнение не включается W_3 , что позволяет разделить две задачи. Передаточную функцию W_3 называют эталоном желаемых требований.

3.2. Использование автоколебательных режимов

Этот вариант используется, когда параметрические возмущения ведут к изменению коэффициента передачи объекта управления. В этом случае функциональную схему системы можно представить следующим образом (рис. 3.1.4):

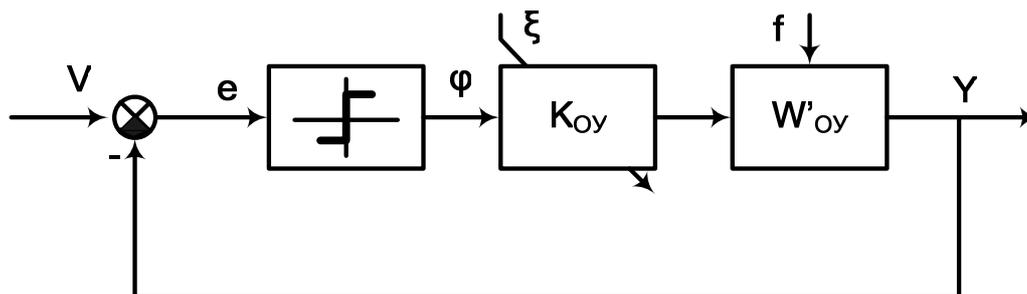


Рис. 3.1.4. Схема СУ

$$e(t) = V - K_0W'_0\varphi(e(t)),$$

где $K_0W'_0 = W_0$,

K_0 — коэффициент передачи, на который влияет помеха,

$\varphi(e(t))$ — нелинейная характеристика релейного элемента

Изменение коэффициента удастся компенсировать использованием регулятора с релейным элементом, возникновением автоколебательного режима, сопровождающегося эффектом вибрационной линеаризации.

$$e(t) = e_0 + a \cdot \sin(\omega t);$$

$$\varphi(e) \approx \varphi_0(a, e_0) + q(a, e_0)a \cdot \sin(\omega t),$$

где a — амплитуда первой гармоники.

Коэффициент при средней составляющей определяется следующим образом:

$$\varphi_0(a, e_0) \approx \frac{2c \cdot e_0}{\pi \cdot a} = -\frac{e_0}{2K_0 \operatorname{Re}[W'_0(j\omega)]}$$

Суть вибрационной линеаризации состоит в том, что коэффициент передачи относительно медленно меняющейся или постоянной составляющей входного сигнала может быть заменен линейным эквивалентом, содержащим коэффициент передачи ОУ в знаменателе. В системе возникает автоколебательный режим высокой частоты, что допустимо при небольшой амплитуде колебаний. Применение эффекта вибрационной линеаризации позволяет стабилизировать свойства структуры по основному усреднённому движению. Этот эффект применяется, к примеру, в автопилотах.

3.3. Использование систем с переменной структурой (СПС)

Предполагается использование нескольких (как минимум двух) структур УУ, используемых в процессе управления, которые выбираются под действием вспомогательных команд. При этом вся система в целом приобретает свойства, которые она не имела бы при любой фиксированной структуре — это главная черта СПС. Для этих систем характерно возникновение скользящих режимов, при которых свойства системы не зависят от параметров ОУ (когда возникают переключения с одной структуры управления на другую с «бесконечной» частотой и переменные изменяются в соответствии с уравнением гиперповерхности переключения)

Пример 1.

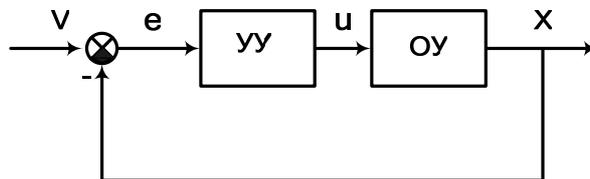


Рис. 3.1.5. Схема системы

$$\text{ОУ: } (p^2 + a_1 p + a_2)x = bu.$$

$$\text{УУ: } u(t) = \begin{cases} -c \cdot q(t), & q(t) = px + dx, \quad p = \frac{d}{dt}, \\ -c \cdot x(t); \end{cases} \quad c = \begin{cases} c_1, & xq > 0; \\ c_2, & xq \leq 0. \end{cases}$$

Подбором c_1 и c_2 можно обеспечить нужные качества системы. Так например, c_1 обеспечивает следующий фазовый портрет — неустойчивую

колебательную систему (рис. 3.1.6а), а c_2 — дает неустойчивую аperiodическую систему (рис. 3.1.6б).

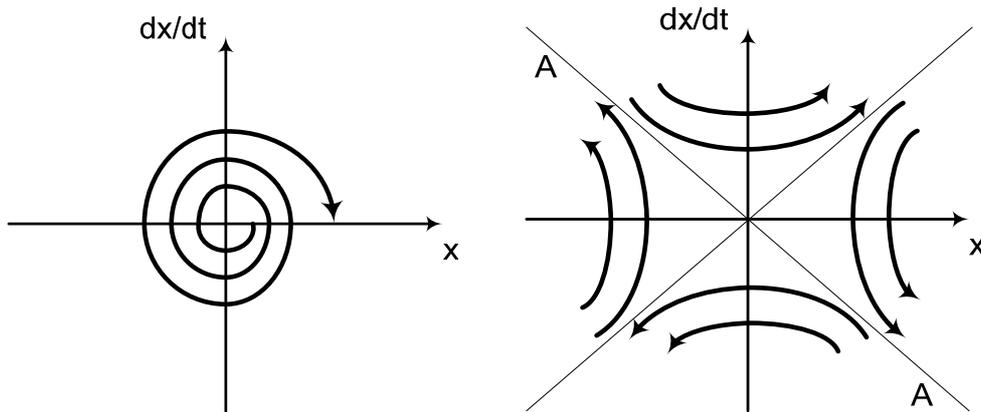


Рис. 3.1.6. Фазовые портреты: а — неустойчивый фокус, б — седло

Если обеспечить переключение по соответствующему условию $xq = 0$, то переключение происходит при $x = 0$, $\dot{x} + dx = 0$. Тогда получаем следующий фазовый портрет (рис. 3.1.7):

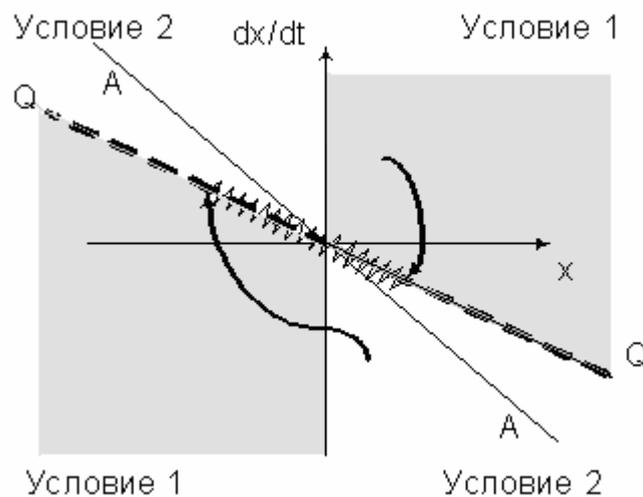


Рис. 3.1.7. Фазовый портрет

Формируются 4 сектора — в заштрихованных осуществляется поведение типа «фокус», то есть движение по соответствующим траекториям, а в незаштрихованных — типа «седло».

Скользящий режим описывается уравнениями:

$$\begin{aligned} \dot{x} + dx &= 0, \\ x &= x_0 e^{-d \cdot t}. \end{aligned}$$

Свойства изменения сигнала на линии переключения определяются параметром d , который не зависит от нестабильных значений параметров объекта (a_1, a_2, b). На практике же необходимо организовать скользящий режим так что линия QQ должна быть более пологой, чем AA . При попадании на линию переключения x движется по закону $x = x_0 e^{-d \cdot t}$, d выбирается

желаемым образом. Для устойчивости линии переключений $q \cdot dq/dt < 0$. То есть ограничения при построении УУ:

$$c_2 < \max_{a_1, a_2, b} \frac{1}{b} [-d^2 + d \cdot a_1 + a_2] < c_1.$$

Плата за получаемое преимущество — высокий расход управляющего сигнала, частое его переключение, необходимость построения дополнительных блоков по определению линии переключения.

4. СИНТЕЗ МАЛОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ К ПАРАМЕТРИЧЕСКИМ ИЗМЕНЕНИЯМ СИСТЕМ С ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДОВ ТЕОРИЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ, ГРУБОСТИ, ИНВАРИАНТНОСТИ

4.1. Применение методов теории чувствительности

Наличие в СУ параметрических возмущений приводит к возникновению дополнительных отклонений на фоне основного качественного режима. Эти отклонения могут быть значительными и нежелательными. Теория чувствительности исследует изменения в выходных переменных и критериях качества при изменении параметров объекта.

$\sigma_{xp} = S_p^x = \frac{\partial x}{\partial p}$ — чувствительность переменных к изменению параметров.

$\sigma_{Jp} = S_p^J = \frac{\partial J}{\partial p}$ — чувствительность критерия качества к изменению параметров. p — параметр

Чувствительность к изменению параметров можно учитывать при синтезе нашего регулятора, формируя дополнительную положительную полуопределенную функцию и производя синтез для обобщенного критерия.

$$J_{\Sigma} = J_{opt} + J_{доп}, \text{ где } J_{доп} = \left(J \left(\begin{matrix} \sigma \\ S \end{matrix} \right) \geq 0 \right) = \frac{\partial J}{\partial p}.$$

Иногда небольшая потеря в качестве K_{opt} приводит к резкому изменению критерия, что в свою очередь приводит к большому выигрышу в стабильности по параметру. Получаемые характеристики представлены на рис. 4.1.1. K_1 — точка повышенной чувствительности к изменению параметра объекта, K_2 — смещенный максимум.

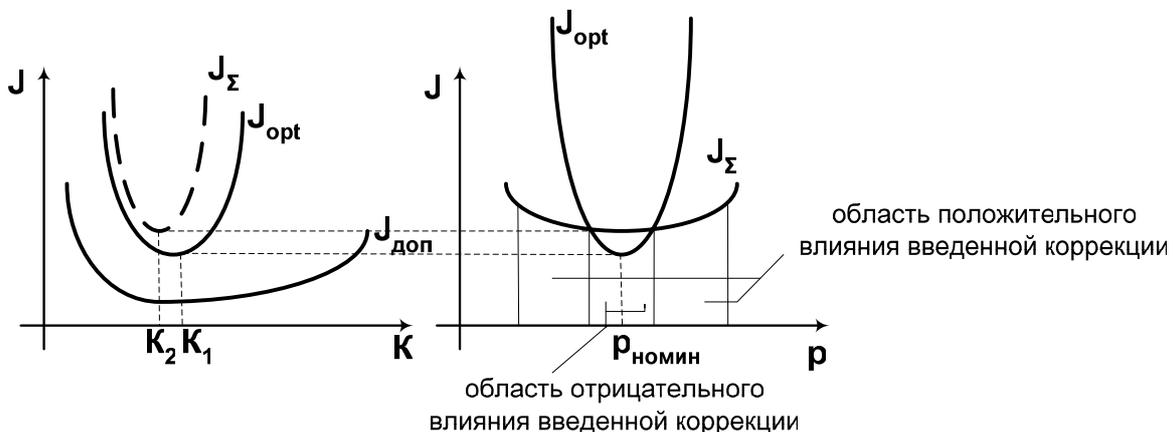


Рис. 4.1.1. Характеристика вводимого дополнительного критерия качества

Кроме того, для синтеза используется специально вводимая структурная или параметрическая избыточность, которая делает задачу переопределенной, и можно отдельно решать задачу с требованиями к основному критерию и к вспомогательному возмущенному движению. То есть:

$$J_{\Sigma} = \left| \begin{matrix} J_{onm} \\ J_{don} \end{matrix} \right| \Rightarrow \overline{K_{onm}}.$$

Организуется связь по всем промежуточным координатам, которые доступны для регулятора. Избыточные звенья или связи стараются вводить таким образом, чтобы они охватывали наиболее нестабильные элементы.

Пример:

Исходная система — ошибка = ±1

Система с ООС — ошибка = ±0,1 — рис. 4.1.1

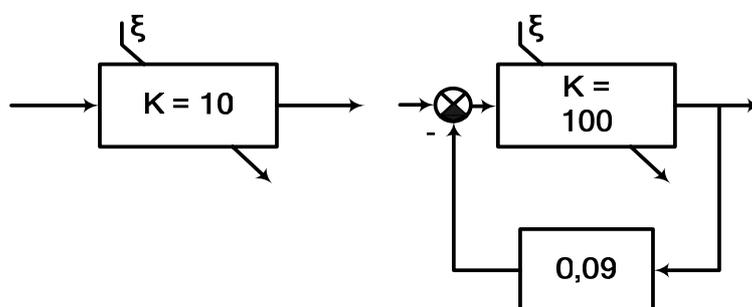


Рис. 4.1.1. Структуры систем

4.2. Применение методов теории инвариантности

В теории инвариантности принято рассматривать принципы построения систем с полной или частичной компенсацией возмущений (оказалось, что это может применяться и для параметрических возмущений). Это реализуется с помощью принципа двухканальности (компенсации), предложенного академиком Петровым Б. Н.

Основная идея принципа двухканальности состоит в том, что если в канале имеется измеряемое возмущение, то, зная точки возникновения параметрической нестабильности, можно с помощью двухканального регулятора компенсировать возмущение полностью или частично. Первый канал — через объект, точка входа известна, величина возмущения может быть доступна или нет для измерения. Второй канал — через регулятор.

Теория чувствительности и компенсации позволяют бороться только с малыми возмущениями параметров. Теория робастности, наоборот — с существенными.

4.3. Применение методов теории робастности (грубости)

Методы теории робастности хорошо применимы, если параметры объекта изменяются в очень широких диапазонах и применение регуляторов с заранее рассчитанными параметрами крайне желательно.

$$\begin{cases} \dot{x}_i^{(t_{k+1})} = A_i x_i(t_k) + B_i u_i(t_k); & i = 1, 2, \dots, M; \\ y_i(t_k) = C_i x_i(t_k); \end{cases}$$
$$I = \sum_{i=1}^M \varepsilon_i I_i; \quad 0 \leq \varepsilon_i \leq 1; \quad \sum_{i=1}^M \varepsilon_i = 1,$$

где I_i — показатель качества для режима i .

В дискретном случае:

$$I_i = \sum_{k=0}^N [x_i^T(k) Q_i x_i(k) + u_i^T(k) R_i u_i(k)] \Rightarrow u_i(k) = -\bar{K} x_i(k) \text{ — усреднен-}$$

ный единый регулятор (робастный, грубый).

Усредненный проигрыш обычно является допустимым. Для существующих систем такое решение является минимаксным.

5. КЛАССИФИКАЦИЯ И СТРУКТУРА АДАПТИВНЫХ СИСТЕМ

Адаптивные системы по одной из классификаций принято различать по следующим характеристикам.

5.1. По количеству и виду априорной информации

- Самоорганизующиеся (самоалгоритмизирующиеся)
Они требуют минимальный объем априорной информации, дают максимальные возможности по изменению управления. Таких систем очень немного.
- Самонастраивающиеся системы
Для обеспечения необходимого качества в них изменяются параметры. Такие системы для построения требуют большой объем априорной информации.

5.2. По способу получения информации об управляемом процессе

- Поисковые (экстремальные) системы
В таких системах изменение параметров или управляющих воздействий происходит в результате поиска условий экстремума заданного критерия качества. Из всех самонастраивающихся систем они требуют минимальный объем априорной информации. Структура такой системы представлена на рис. 5.2.1.

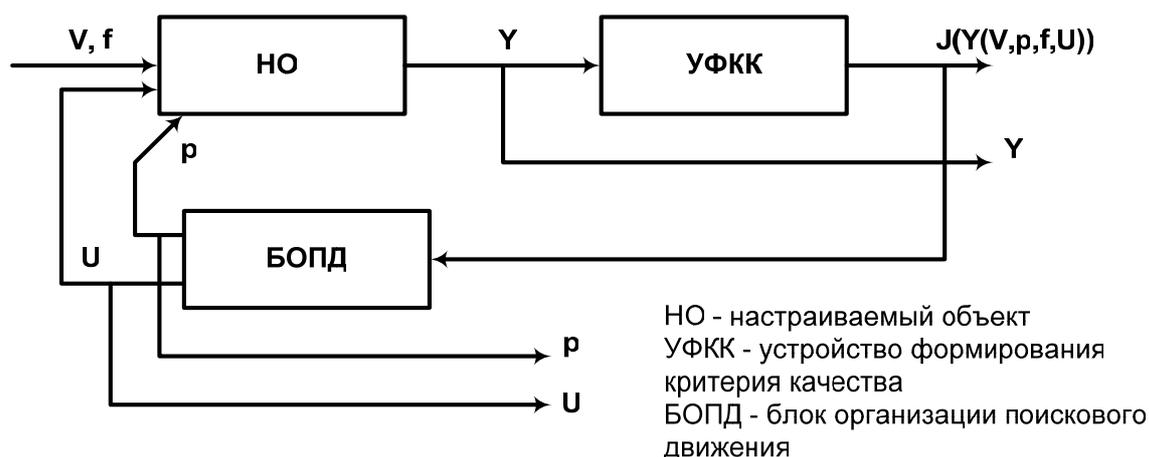


Рис. 5.2.1. Общая структура поисковой системы

- Беспоисковые (аналитические) системы
В этих системах определение параметров УУ производится на основе анализа условий, обеспечивающих заданное качество управления. Построение таких систем требует большой объем априорной информации, однако в них отсутствует необходимость формирования

критерия качества и организации поискового движения, что существенно снижает время настройки в таких системах.

Обобщенные структуры бесперисковых самонастраивающихся систем (БНС)

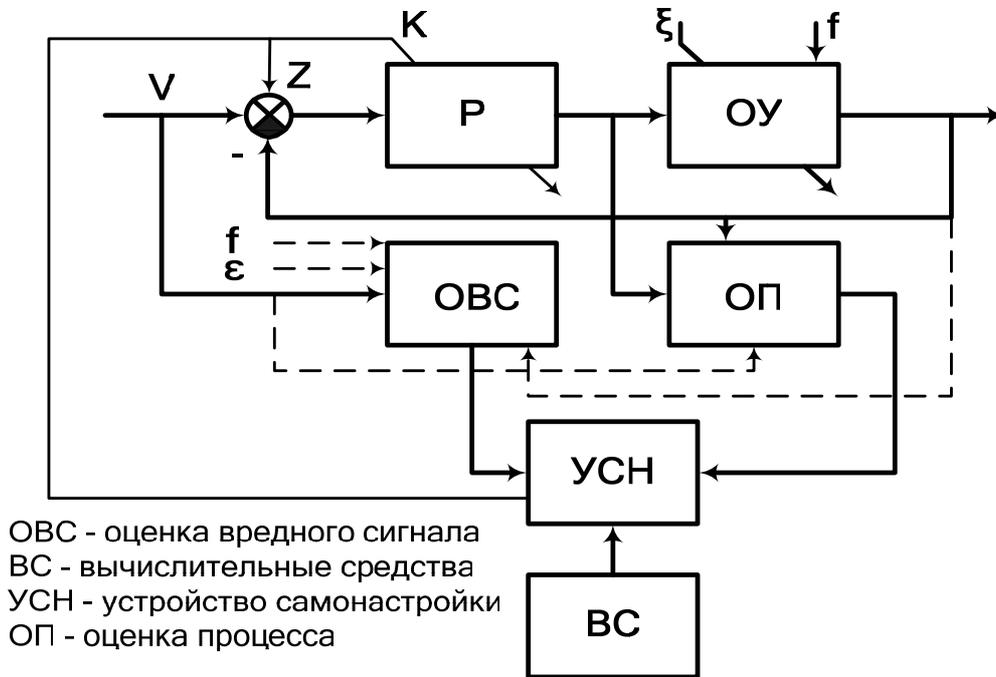


Рис. 5.2.2. Структура БНС №1

В данном случае процесс оценки и процесс коррекции разделены. Используется различная информация, от которой зависит качество функционирования объекта.

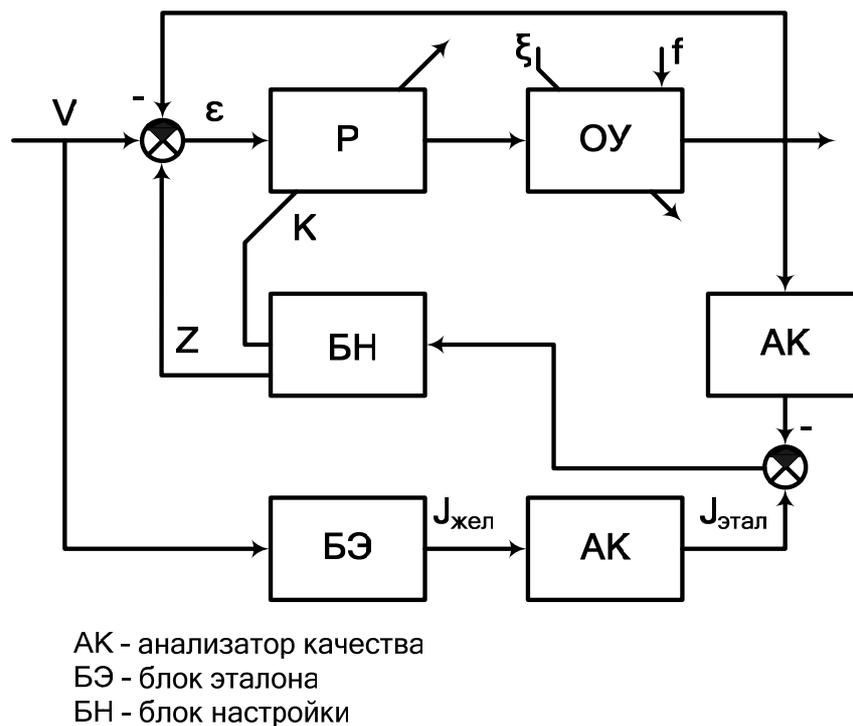


Рис. 5.2.3. Структура БНС №2

В данном случае используется эталонная модель.

5.3. По причине изменения качества и необходимости самонастройки

- Изменение внешних воздействий и их результатов
- Изменение динамических свойств объекта
 - использование анализатора характеристик;
 - использование вычислителя параметров;
 - использование эталона динамических характеристик.

5.4. По функциональному назначению

- СНС стабилизации

В этом случае уставка v является константой и необходимо стабилизировать выходное значение, обеспечить заданные показатели при всех возможных значениях изменяемого параметра.
- СНС программного регулирования

В этом случае уставка изменяется произвольно и необходимо обеспечить заданную (или максимальную) точность управления.
- СНС следящая

В этом случае уставка является заданной функцией времени и необходимо улучшить качество воспроизведения заданного произвольного движения.

5.5. По виду контура адаптации

- СНС с разомкнутым контуром адаптации

Это квазиадаптивные системы (жесткой адаптации) — рис. 5.5.1.

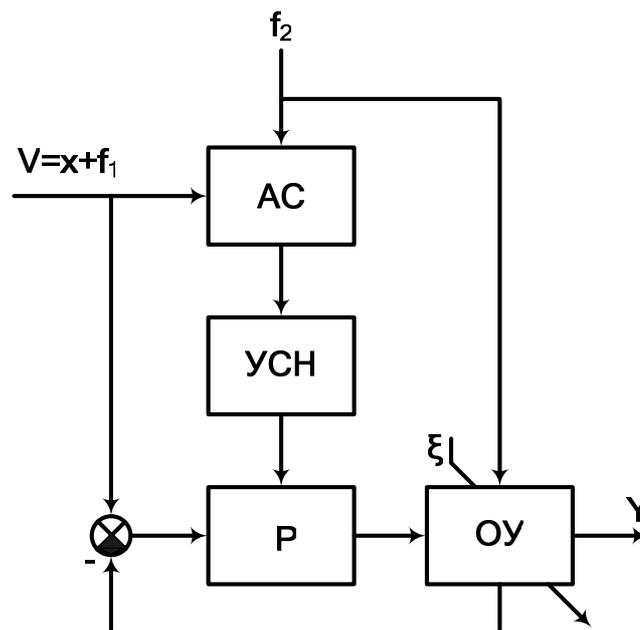


Рис. 5.5.1. Структура системы с разомкнутым контуром адаптации

- СНС с замкнутым контуром адаптации

Для систем с замкнутым контуром самонастройки наибольший интерес представляет вид пробных сигналов и модели, используемые в контуре самонастройки — рис. 5.5.2.

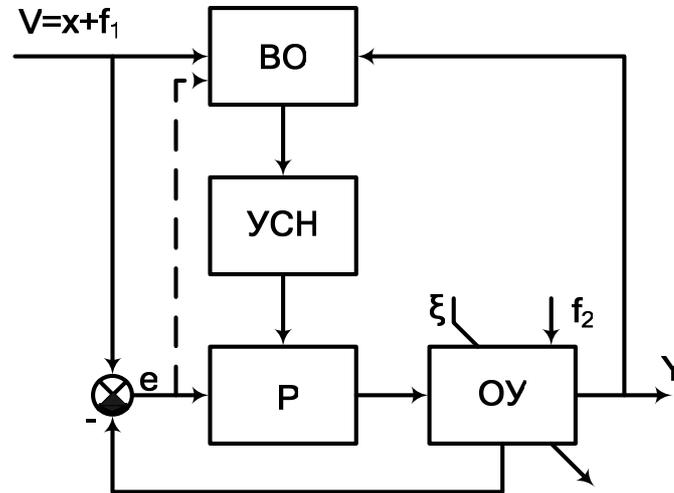


Рис. 5.5.2. Структура системы с замкнутым контуром адаптации

5.6. По скорости протекания процесса самонастройки

- Медленнодействующие системы

Цикл изучения объекта и цикл самонастройки следуют друг за другом, не пересекаясь во времени. Сначала накапливается информация, формируется оценка, затем она поступает на блок формирования управления. Основная проблема — получение информации об объекте наилучшим образом.

- Быстродействующие системы

Циклы изучения объекта и самонастройки перекрываются. Настройка производится на основе неполных данных, накопленных к моменту коррекции. Основная проблема — обеспечение динамики совместного процесса.

- Системы нелинейной коррекции

Коррекция происходит на основе последней исходной информации (не происходит накопления).

5.7. По требованию к качеству управления

- Со стабилизацией качества

- С оптимизацией, экстремизацией качества

5.8. В зависимости от подхода

- Идентификационный (непрямой) подход

- с использованием анализатора характеристик объекта или системы

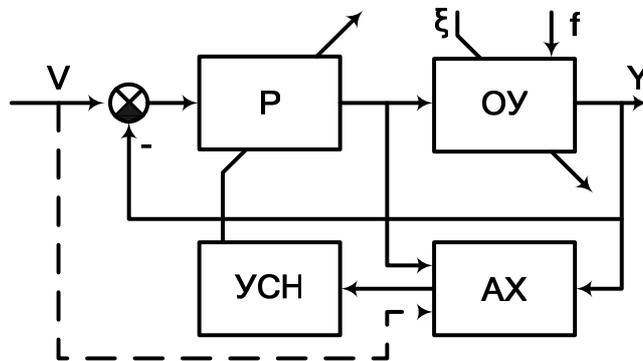


Рис. 5.8.1. Структура системы с анализатором

- с использованием адаптивного идентификатора (настраиваемой модели, идентифицирующей недоступные для измерения параметры и переменные).

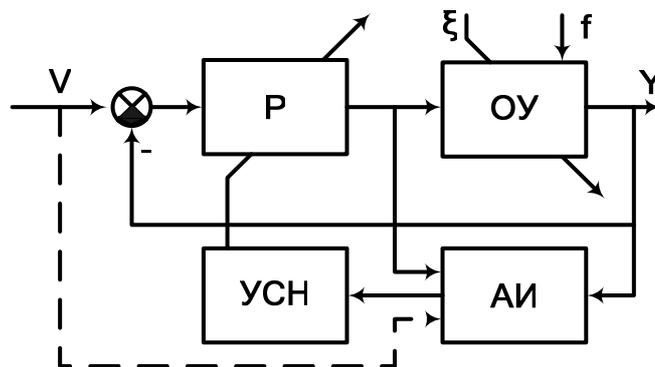


Рис. 5.8.2. Структура системы с адаптивным идентификатором

В этом случае в неявной форме существуют два процесса: процесс идентификации, минимизирующий функционал качества; процесс вычисления изменений параметров объекта или управления на основе вторичной минимизации критерия качества или функционала качества, характеризующего управление.

- Прямой (безидентификационный) подход

- Он связан с использованием эталона, под который подстраивается движение всей системы или ее части. Коррекция осуществляется без дополнительной идентификации на основе минимизации функционала качества от рассогласования эталона и реальной системы.

- с параллельной эталонной моделью (ЭМ)

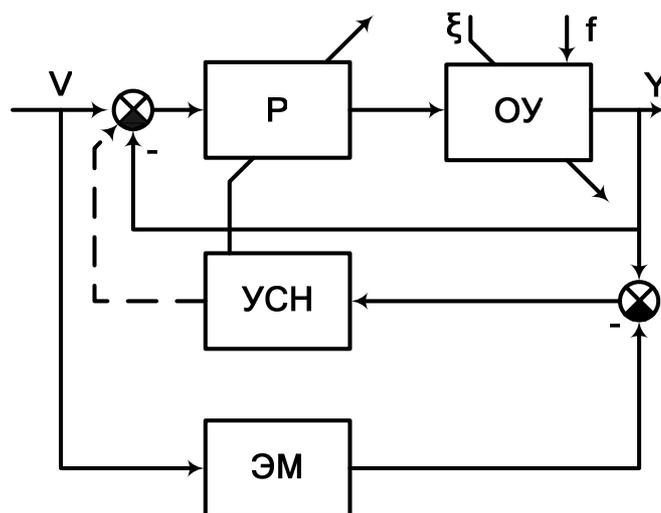


Рис. 5.8.3. Структура системы с параллельной эталонной моделью

- с последовательной эталонной моделью
- с параллельно-последовательной эталонной моделью

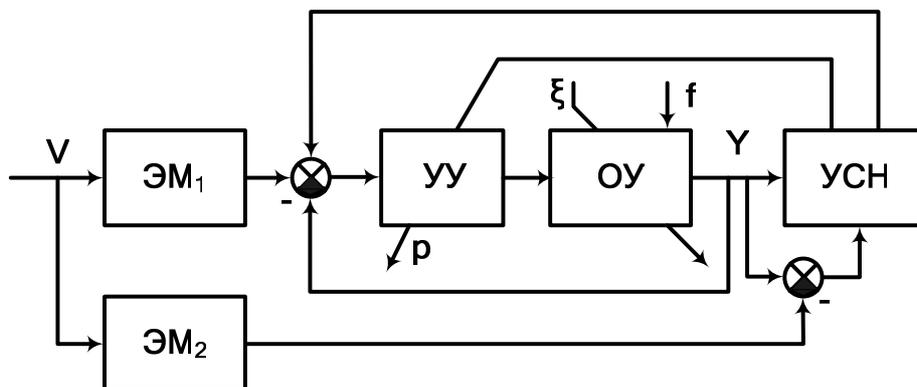


Рис. 5.8.4. Структура системы с параллельно-последовательной эталонной моделью

6. БСНС

6.1. Характерные особенности

- Наличие не менее двух контуров. Имеется основной контур и контур самонастройки.
- Обязательное наличие элементов с изменяемыми параметрами или характеристиками структуры. Отсюда следует, что БСНС — нелинейные, нестационарные системы.
- Закон формирования сигнала самонастройки обычно довольно сложен и требует применения элементов вычислительной техники (ВТ), вносящих сложности в связи с квантованием по времени и уровню.
- Повышенная чувствительность к изменению параметров объекта и характеристик уставки. Отсюда следует, что СНС часто работают вблизи границ устойчивости.
- Процесс изменения параметров или характеристик ОУ и внешних воздействий должен быть более медленным, чем процессы в контуре самонастройки. Иначе СН не будет отслеживать возникающие изменения. (Гипотеза о квазистационарности).
- Должны быть обеспечены определенные условия согласованности УУ с источниками изменения ОУ и внешними воздействиями. Система должна позволять во всем диапазоне изменений параметров ОУ и внешних воздействий установить такие параметры регулятора, при которых будет достигаться заданное качество.
- Пробные воздействия на систему (изменение уставок и входных воздействий) должны быть достаточно разнообразным, т. е. содержать достаточное количество гармоник, обеспечивающих настройку изменяемых параметров УУ. (Гипотеза о частотном богатстве сигналов).

6.2. БСНС с настройкой по внешним сигналам

Синтез статистически оптимальных систем в условиях внешних воздействий требует знания вероятностных характеристик. Характеристики входного контура неизменны, а характеристики входных сигналов изменяются значительно, что ведет к потере точности. Решение с применением самонастройки возможно двумя способами:

- Идентификационный способ: в процессе работы все время определяются характеристики входных воздействий. Данный способ основан на идентификационном подходе и ведет к построению разомкнутого контура самонастройки.

- В процессе работы анализируется реакция на входные воздействия. При этом контур самонастройки замкнутый. Косвенно оптимизируются качественные показатели и замкнутого контура (основного). Это прямой подход.

6.2.1. Идентификационный способ

Существуют две основные проблемы при синтезе:

- определение структуры анализатора входного воздействия;
- разработка алгоритма самонастройки, обеспечивающего оптимизацию системы в соответствии с выбранным критерием по результатам анализа.

Существует большое количество методов оценки входных воздействий в анализаторе:

- прямые методы — предполагается, что известны аналитические выражения сигнала;
- линейная или квадратичная аппроксимация;
- оптимальная фильтрация или стохастическая аппроксимация.

Рассмотрим прямые методы.

При прямых методах полезный входной сигнал описывается в детерминированной форме и носит следующий вид:

$$x_0 = at^n \quad |a| < \infty, \quad a \neq 0, \quad 0 \leq n < \infty.$$

При прямом методе считается, что a известно заранее (например, путём испытания), а n необходимо найти.

- $n = \frac{t\dot{x}_0}{x_0}$. В данном случае n чувствительно к возмущениям, т. е. отсутствует усреднение.
- $n = \frac{tx_0}{\int_0^t x_0(\tau)d\tau} - 1$. В данном случае, хотя усреднение с помощью интеграла и достигается, что даёт более достоверный результат, но знаменатель по-прежнему критичен к знаку.
- $2n = \frac{tx_0^2}{\int_0^t x_0^2(\tau)d\tau} - 1$ — метод квадратичного интегрирования.

Это часто применяется в задачах оптимальной фильтрации.

Существуют также методы аппроксимации. Если полезные входные воздействия нельзя описать в степенной форме и они являются случайными процессами, то оценка параметров случайного процесса производится на основе известной формулы автокорреляционной функции:

$$R^*(t, t - \tau) = \frac{1}{t} \int_0^t x_0(\eta) x_0(\eta - \tau) d\eta$$

Или по спектральной плотности $S^*(\omega, t)$, являющейся частотной характеристикой.

Это может быть применено для задачи оптимальной фильтрации. Пусть есть задача построения оптимального фильтра, $\min(J_1) = \bar{\varepsilon}^2(t)$, тогда входной сигнал состоит из $x_0(t)$ и $f_0 \rightarrow N^2$ — белый шум.

Требуется, чтобы $x(t) \approx x_0(t)$, следовательно, наиболее просто сформулировать задачу следующим образом:

$$x(t) = \int_0^t g(t, \tau) x_0(\tau) d\tau$$

Предполагается, что устройство должно обеспечивать отсутствие динамической ошибки: $\varepsilon_x(t) = x_0(t) - x(t) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} 0$.

Искомая функция: $g(t, \tau) = px(t, \tau)$.

Разомкнутый контур очень чувствителен к изменениям на входе, поэтому для повышения точности используют замкнутый контур (рис. 6.2.1a):

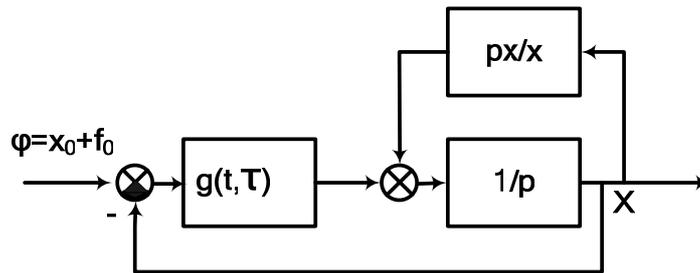


Рис. 6.2.1a. Структура системы с замкнутым контуром

Эта структура имеет стабилизирующий контур и работает с разностным сигналом.

Применение метода статической фильтрации:

$$g(t, \tau) = \frac{x_0(t)x_0(\tau)}{\int_0^t x_0^2(\tau) d\tau}$$

Оказалось, что когда известна степень полинома, описывающего полезное воздействие, функция $g(t, \tau)$ в этой структуре имеет вид $\frac{2n+1}{t}$ (рис.6.2.1б):

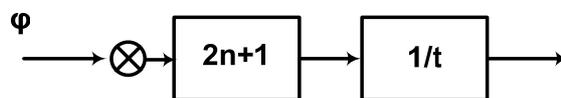


Рис. 6.2.1б. Структура блока $g(t, \tau)$

Если n переменного, то для хорошей работы фильтра величина этого параметра должна меняться. Оказалось разумным применять разомкнутый контур адаптации (рис. 6.2.1в):

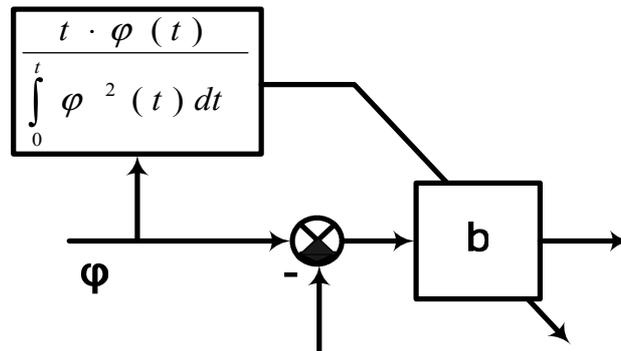


Рис. 6.2.1в. Структура системы с разомкнутым контуром

Фильтр в этом случае становится перестраиваемым и меняет полином в зависимости от входа.

6.2.2. Прямой способ

Этот путь используется, если величина помех достаточно высока и вычисления по формуле квадратичного интегрирования дают большую погрешность. В этом случае для самонастройки используют сигнал ошибки, и структура контура самонастройки носит замкнутый характер.

В процессе работы все время определяется реакция на входные сигналы. Данный способ основан на прямом подходе (рис. 6.2.2а).

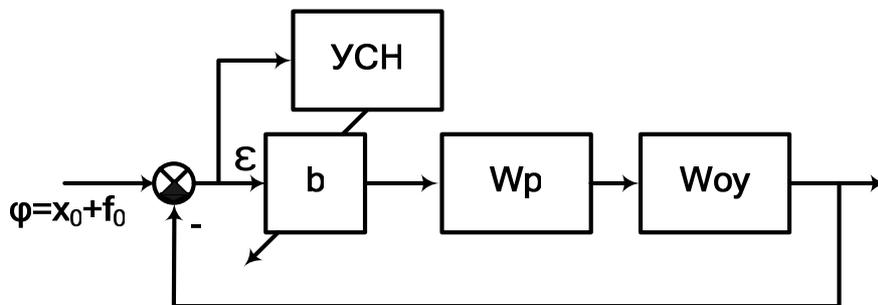


Рис. 6.2.2а. Структура системы с замкнутым контуром самонастройки

Необходимо задаться функционалом качества:

$$J_{\text{ЧНС}} = \int_{t_i}^{t_i+T} \varepsilon^2(t) dt, \text{ где } T \text{ — интервал самонастройки.}$$

$\frac{db}{dt} = -k \frac{\partial J_{\text{ЧНС}}}{\partial b}$ — скорость изменений определяется чувствительностью $J_{\text{ЧНС}}$.

$$-\frac{\partial J_{\text{ЧНС}}}{\partial b} k = -k \frac{\partial}{\partial b} \int_{t_i}^{t_i+T} \varepsilon^2(t) dt = -2k \int_{t_i}^{t_i+T} \varepsilon \frac{\partial \varepsilon}{\partial b} dt$$

Чтобы найти $\frac{\partial \varepsilon}{\partial b}$ для функции чувствительности обычно переходят к операторной форме:

$$\varepsilon \rightarrow E(p); \quad \varphi \rightarrow \Phi(p);$$

$$E(p) = \frac{1}{1+bW} \cdot \Phi(p),$$

где $\frac{W}{1+bW} = W_{\text{счн}}$ — вспомогательный оператор, позволяющий сформировать сигнал чувствительности.

$$\frac{\partial E}{\partial b} = -\frac{W}{1+bW} \cdot \frac{1}{1+bW} \cdot \Phi(p);$$

$$\frac{\partial E}{\partial b} = W_{\text{счн}} \cdot E(p).$$

Получаем общую структуру системы (рис. 6.2.26):

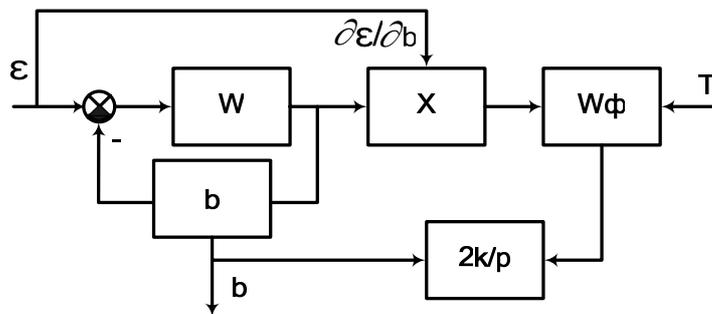


Рис. 6.2.26. Структура системы с устройством самонастройки

$W_\phi = [t_i, t_i + T]$ — блок, осуществляющий операцию скользящего интегрирования на интервале.

Значение коэффициента k вторичного контура влияет на скорость самонастройки и выбирается путём эксперимента на предварительном этапе.

В СНС по внешнему воздействию критерий оптимальности практически всегда отражает точностные свойства и формируется из двух составляющих:

$$J = \varepsilon_g^2 + \lambda \overline{e_c^2},$$

где первый член — динамическая ошибка, а второй — случайная составляющая.

$$\varepsilon_g = \sum_{i=0}^n c_i x^{(i)}(t),$$

где c_i — коэффициенты ошибок:

$$c_i = \frac{1}{i!} \cdot \frac{\partial^i}{\partial t^i} \Phi_{\varepsilon x_0}(p, t) \Big|_{p=0},$$

где $\Phi_{\varepsilon x_0}$ — передаточная функция от входа к ошибке.

$$\varepsilon_c^{-2} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \sum_{i=0}^N |\Phi_{\varepsilon f_i}(i\omega)|^2 S_{f_i}(\omega) d\omega.$$

Эта информация используется на этапе оценивания (вычисления).

На этапе коррекции необходимо выделить параметры p , которые позволяют менять величину функционала J .

Для $\frac{\partial J}{\partial p} = 0$ — точки оптимума — находят $p_{optim} = \underset{p}{ext}(J(p))$.

Подобный принцип построения адаптивных систем применяют при создании системы управления летательными аппаратами.

7. СНС ПО ДИНАМИЧЕСКИМ СВОЙСТВАМ ОУ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АНАЛИЗАТОРА ХАРАКТЕРИСТИК (АХ)

7.1. СНС по динамическим свойствам ОУ с АХ

Основная причина использования АХ состоит том, что для сложных объектов управления высокого порядка с большим количеством изменяющихся параметров может определяться небольшое число показателей качества или минимальная информация о характеристиках. Основным фактором использования такого подхода является малое количество доступных для измерения параметров регулятора. Естественной платой за использование такого подхода является достижение потенциально более низкого качества процессов в основном контуре.

Задача определения характеристик может формулироваться различным образом и зависит от принятого критерия качества, способа самонастройки, априорной информации о процессе, возможности применения пробных сигналов, наличия существенных помех.

Для определения (анализа) характеристик могут быть использованы следующие процессы:

- переходные (временные характеристики);
- установившиеся (частотные характеристики);
- случайные.

Возможность использования тех или иных процессов зависит от допустимости подачи на объект специальных пробных воздействий (импульсных, гармонических, белого шума), учитывая, что подача излишних сигналов нежелательна, т. к. для анализа достаточно учитывать те процессы, под действием которых ОУ находится в реальной системе. Величина таких сигналов определяется обычно уровнем помех, которые действуют на систему в нормальных условиях, а также возможностью разделить частотный спектр полезного сигнала и помехи. Применяются дополнительные методы статистической обработки, фильтрации.

Между точностью и быстротой анализатора существует противоречие. Поэтому в работе СНС принято использовать различный объем информации:

1. Системы с полным объемом информации:

- переходная характеристика;
- импульсная характеристика;
- передаточная характеристика;
- АФЧХ.

2. Системы с частичным объемом информации:

- коэффициент усиления;
- относительный коэффициент затухания (колебательность);

- коэффициент устойчивости;
- собственная частота колебаний и т. п.

В случае наличия существенных нелинейностей задача существенно усложняется. Принято либо использовать описания в рабочих точках, либо система припасовывания характеристик. Очень часто используют методы определения характеристик в режиме автоколебаний.

Определение даже частичного объема информации методами идентификации (например, коэффициента колебания) требует значительного времени. Поэтому применение нашли косвенные методы. В результате для систем с контролем для коэффициента усиления нашли применение системы с автоколебанием, системы со спектральным анализатором, системы с сопоставлением площадей полувольт импульсной переходной функции.

Для анализа показателя частот используется метод непрерывных фильтров (набор полосовых фильтров, показывающих частотные характеристики процесса).

7.2. СНС с косвенными методами определения частотных характеристик

7.2.1. Автоколебательная СНС

Подобные системы в силу своей простоты интенсивно применяются для управления подвижными объектами и металлорежущими станками. Основная цель — поддержание постоянства коэффициента передачи с входа на выход.

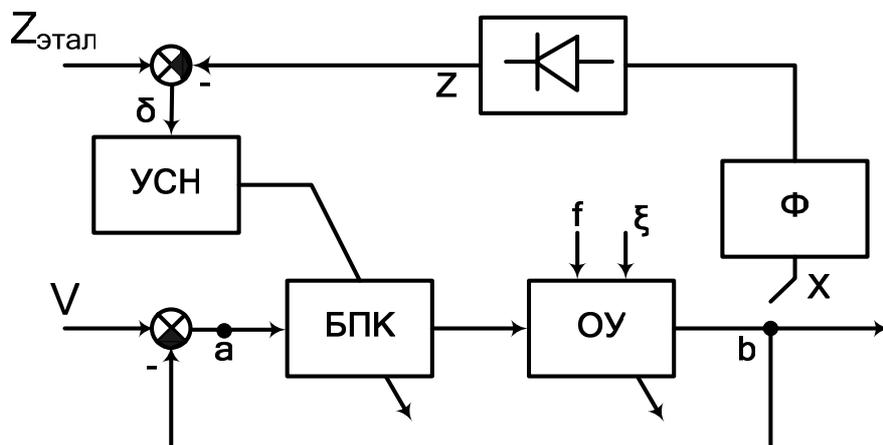


Рис. 7.2.1а. Структура автоколебательной СНС

БПК — блок перестраиваемых коэффициентов

Z — сигнал после выпрямления, по величине которого можно судить об амплитуде

Основные варианты реализации БПК представлены на рис. 7.2.1б:

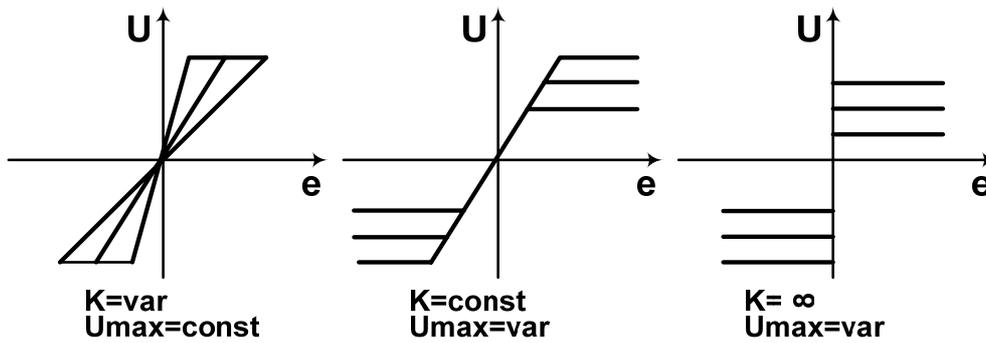


Рис. 7.2.1б. Основные варианты реализации БПК

Возможно изменение угла наклона — этот вариант встречается наиболее часто, изменение уровня насыщения — может быть реализовано за счет применения регулируемого источника питания, релейная структура — этот вариант применяется при наименьшей сложности системы.

В такой системе существует автоколебательный режим (колебания имеют малую амплитуду и высокую частоту). На структуре обозначены две точки для контроля: *a* — выгодна с точки зрения точности, *b* — содержит еще и среднюю составляющую. Разностный сигнал даёт более чувствительный параметр, однако в реальных системах точка «*a*» часто недоступна.

Выпрямитель обычно повышает устойчивость вторичного контура, позволяя перейти от автоколебаний к потенциалу.

$$\text{УСН: } p(k, U_m) = \alpha_1 \int \delta dt + \alpha_2 \delta + p_0, \quad \text{где } \delta = Z_s - Z$$

Z_s определяет уровень коэффициента передачи (коэффициент увеличивается и амплитуда растет) и задает максимальную амплитуду автоколебаний, не мешающую нормальной работе системы.

7.2.2. СНС с выходом на границу устойчивости

Если непрерывные автоколебания нежелательны, но коэффициент усиления в системе нужен максимальный, то во вторичном контуре реализуется вспомогательный режим пилообразного выхода на границу устойчивости (рис. 7.2.2а).

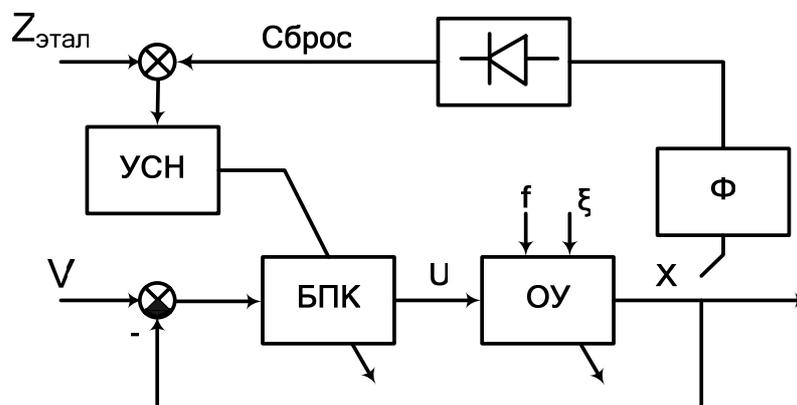


Рис. 7.2.2а. Структура автоколебательной СНС

Структура аналогична предыдущему случаю, но Z_0 используется для задания скорости увеличения коэффициента усиления, а в УСН при возникновении автоколебаний (появлении Z) происходит сбрасывание коэффициента усиления до заданного K_0 (рис. 7.2.2б).

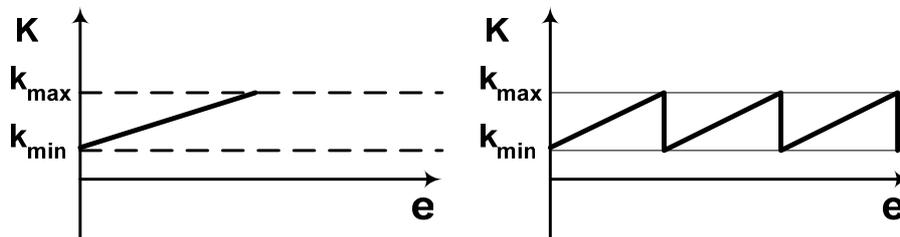


Рис. 7.2.2б. Диаграммы для описания работы СНС

Для формирования БПК используется только структура с изменением угла наклона. $K_{max} = K_{потери\ устойчивости}$. Если появляются автоколебания — сразу возникает сброс.

Основные сложности при работе такой системы:

- выбор α_1, α_2 — решаются моделированием или пробным запуском системы;
- при высоком порядке сложно обеспечить выход на границу устойчивости, так как она ограничена кривыми (определяемыми различным образом).

7.2.3. СНС со сравнением низкочастотных и высокочастотных частей спектра (со спектральным анализатором)

Они применяются, когда возникновение автоколебаний недопустимо вообще. Если в выходном или разностном сигнале основного контура в изменении параметров начинают преобладать высокочастотные составляющие, то это свидетельствует о приближении к границе устойчивости (рис. 7.2.3а).

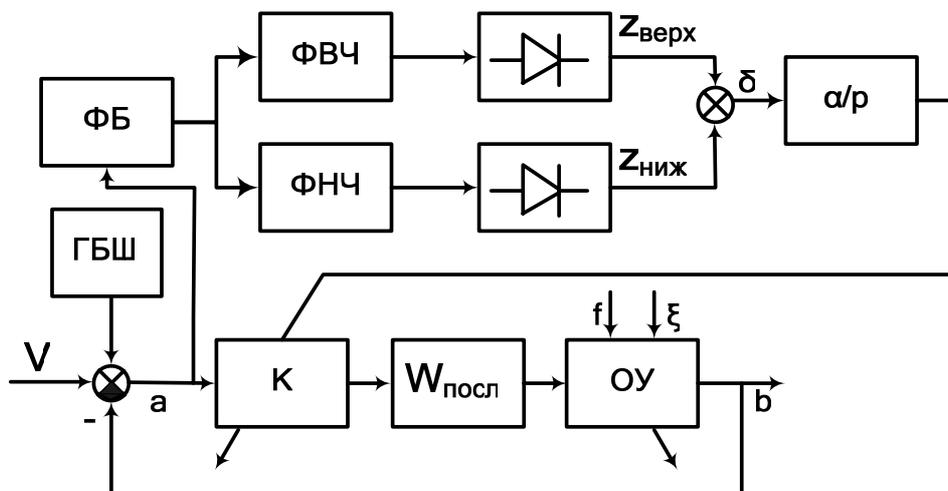


Рис. 7.2.3а. Структура СНС со спектральным анализатором

K — регулируемый коэффициент

$$W_{HЧ} = \frac{K_{HЧ} \omega_{\Phi}^{HЧ}}{p^2 + 2\alpha^{HЧ} \omega_{\Phi}^{HЧ} p + \omega_{\Phi}^{HЧ2}} \quad W_{BЧ} = \frac{K_{BЧ} \omega_{\Phi}^{BЧ} p}{p^2 + 2\alpha^{BЧ} \omega_{\Phi}^{BЧ} p + \omega_{\Phi}^{BЧ2}};$$

$$\omega_{\Phi}^{BЧ} = (3 \div 4) \omega_{\Phi}^{HЧ}; \quad \omega_{\Phi}^{BЧ} \approx \omega_{\Phi} \text{ — частота свободных колебаний.}$$

Рассмотрим «ФБ»:

$$W_{BФ} = \frac{Tp}{Tp+1}, \quad T = (1 \div 2)c \text{ — реальное дифференцирующее звено}$$

ФБ служит для удаления постоянной составляющей, которая может сместить рабочую точку к границе устойчивости, дает дополнительную регулировку точки нейтрального равновесия. Коэффициент увеличивается, система вырабатывает больше высокочастотных составляющих, $z_{в} > z_{н}$, то коэффициент уменьшается. Отсутствие ФБ может привести к выходу за границу устойчивости, и могут возникать так называемые параметрические автоколебания. Они возникают внутри системы, не под влиянием внешних воздействий.

$$\varepsilon = V - y;$$

$$J = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \varepsilon^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\varepsilon} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{S(\omega) d\omega}{|1 + kW_{noc} W_{OY}|^2}.$$

$S(\omega)$ — спектральное описание шума.

$$\frac{dp}{dt} = -\frac{\lambda}{\pi} \frac{dJ}{dk} = \frac{2\lambda}{\pi} \int_0^{\omega_{PE3}} S_{\varepsilon}(\omega) P(k, \omega) d\omega.$$

$P(k, \omega)$ — вещественная частотная характеристика.

$$S_{\varepsilon}(\omega) = \frac{S(\omega)}{|1 + kW_{noc} W_{OY}|^2};$$

$$W = \frac{W_{noc} W_{OY}}{1 + kW_{noc} W_{OY}};$$

J носит энергетический характер (рис. 7.2.3б):

$$\frac{dp}{dt} = \frac{2\lambda}{\pi} \int_0^{\omega_0} S_{\varepsilon}(\omega) |W_{BФ}|^2 P(k, \omega) d\omega + \frac{2\lambda}{\pi} \int_{\omega_0}^{\omega_{max}} S_{\varepsilon}(\omega) |W_{BФ}|^2 P(k, \omega) d\omega.$$

Первый интеграл представляет собой энергию НЧ части спектра, а второй — энергию ВЧ части спектра. ω_0 выбирается и реализуется за счет выбора элементов частотных фильтров. Крупный недостаток такой системы — для нее характерно ограничение: $P(k, \omega)$ — вещественная часть ха-

рактические характеристики должны иметь и положительные, и отрицательные полуволны, но существует множество систем, где это условие не выполняется.

К достоинствам такой системы можно отнести сравнительную простоту и обоснованность анализа процессов в замкнутом контуре.

7.2.4. СНС с контролем коэффициента затухания у импульсной входной (весовой) характеристики

Подача на вход пробного импульсного сигнала

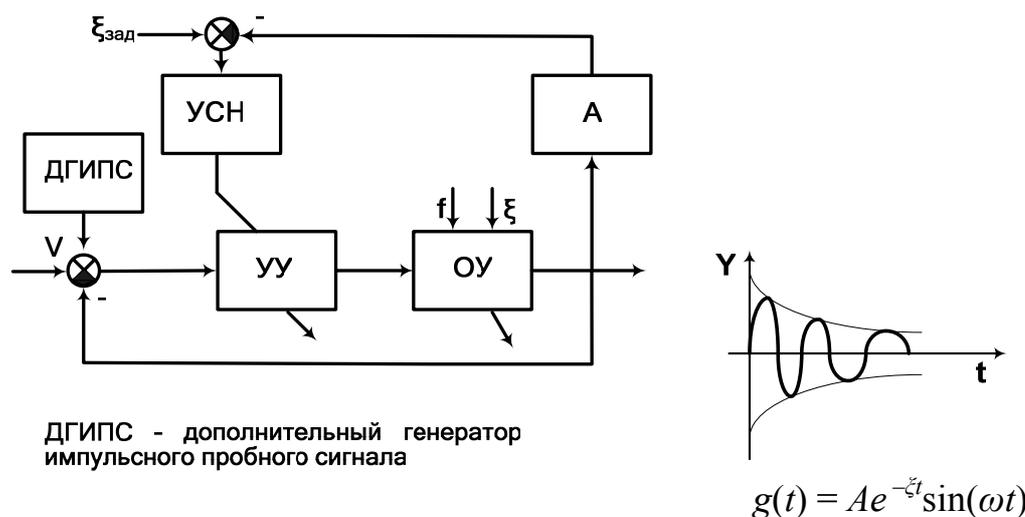


Рис. 7.2.4а. Структура СНС

В блоке А осуществляется выделение переходов сигнала через ноль, их подсчет и вычисление сигнала колебательности. ДГИПС не требуется, если уставка V сама содержит импульсный сигнал.

Процессы вычисления и коррекции параметров регулятора разнесены во времени. Параметры регулятора изменяются скачком, а в промежутках — носят стационарный характер, что удобно для её математического описания.

Подача на вход «белого шума» (широкополосного случайного процесса)

СНС с контролем коэффициента затухания по весовой функции при подаче белого шума появились одними из первых и использовались при настройке регуляторов с использованием статистических методов (рис. 7.2.4б).

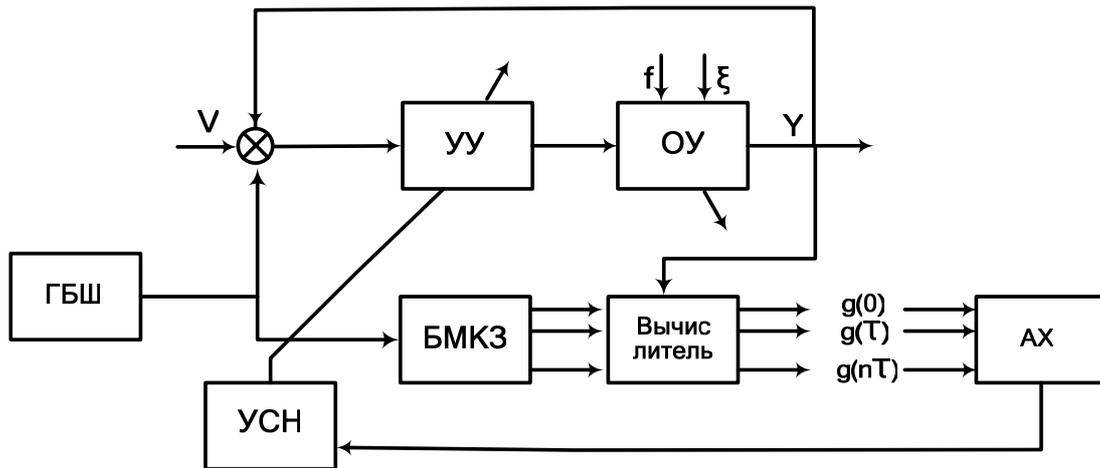


Рис. 7.2.4б. Структура СНС

БМКЗ — блок многоканальной задержки

СНС с контролем коэффициента затухания по весовой функции при подаче белого шума появились одними из первых и использовались при настройке регуляторов с использованием статических методов.

$$R_{yv} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T y(t - \tau)v(t)dt ;$$

$$R_v = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T v(t - \tau)v(t)dt ;$$

Если $v(t)$ — белый шум, то вместо интегральной, сложной зависимости можно написать более простую алгебраическую связь:

$$R_{yv} = cg(\tau),$$

где $c = const$, которая определяет мощность БШ.

Здесь используется не прямой метод анализа колебаний, а статистический подход.

Алгоритм работы АХ:

Существуют и положительные и отрицательные полуволны. S — площадь — энергия (рис. 7.2.4в).

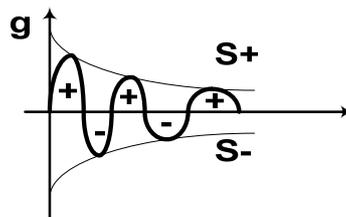


Рис. 7.2.4в. Площадь положительных и отрицательных составляющих

$$J_{СНС} = \sum S^+ + \alpha \sum S^-$$

Выбирая α можно добиться того, что $J_{СНС}(\xi_{зад}) = 0$.

$$\text{УСН: } \frac{dK_{\xi}}{dt} = \lambda J_{СНС}$$

K_{ξ} меньше желаемого — колебательность мала, нас не устраивает, ξ велика, значение критерия $J_{СНС}$ положительно. Тогда коэффициент начинает расти до тех пор, пока $J_{СНС}$ не равно 0. И наоборот, при росте коэффициента.

Вместо площадей принято считать просто сумму значений выборки нашей весовой функции, то есть:

$$J_{СНС} = \sum_{i=0}^n c_i g_i(i\tau),$$

$$c_i = \begin{cases} 1, & g > 0; \\ \alpha, & g < 0; \end{cases}$$

τ выбирается на основе теоремы Котельникова-Шенона: $\tau \leq \frac{1}{2F}$.

7.2.5. СНС со стабилизацией импульсной характеристики

Структура в значительной степени повторяет предыдущую, изменяются только функции анализатора и УСН. В анализатор характеристик подаётся информация о заданном виде переходной функции $g_{зад}(\tau)$. А УСН, таким образом, по рассогласованию изменяет целый вектор параметров регулятора (рис. 7.2.5).

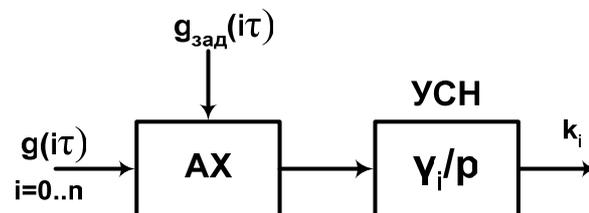


Рис. 7.2.5. Структура СНС

В основном контуре такой системы должен быть предварительно синтезирован регулятор с вектором перестраиваемых параметров. Причём они должны быть выбраны так, чтобы обеспечить достижение целей, т. е. должен существовать набор коэффициентов k_i , который при возможных изменениях параметров в ОУ обеспечивает заданное поведение контура. В общем случае не удаётся сделать каналы, изображённые выше, независимыми. Поэтому вместо λ_i существует большая матрица Λ . Анализ процессов в такой системе крайне затруднён.

7.2.6. СНС со стабилизацией частотных характеристик

Такой подход очень удобен в случае линейных динамических систем, качество которых описывается либо в виде амплитудно-фазового набора,

либо в виде вещественной и мнимой частей АФЧХ. В системе линейного типа с синусоподобными входными сигналами удобно использовать упомянутые частотные характеристики:

$$A(\omega), \quad \varphi(\omega);$$

$$P(\omega), \quad Q(\omega).$$

Так как даже для простых систем не существует методов автоматического синтеза регуляторов по АФЧХ объекта, то такие системы строятся на использовании эталона и сравнении процессов для получения информации для коррекции изменяемых параметров регулятора (рис. 7.2.6).

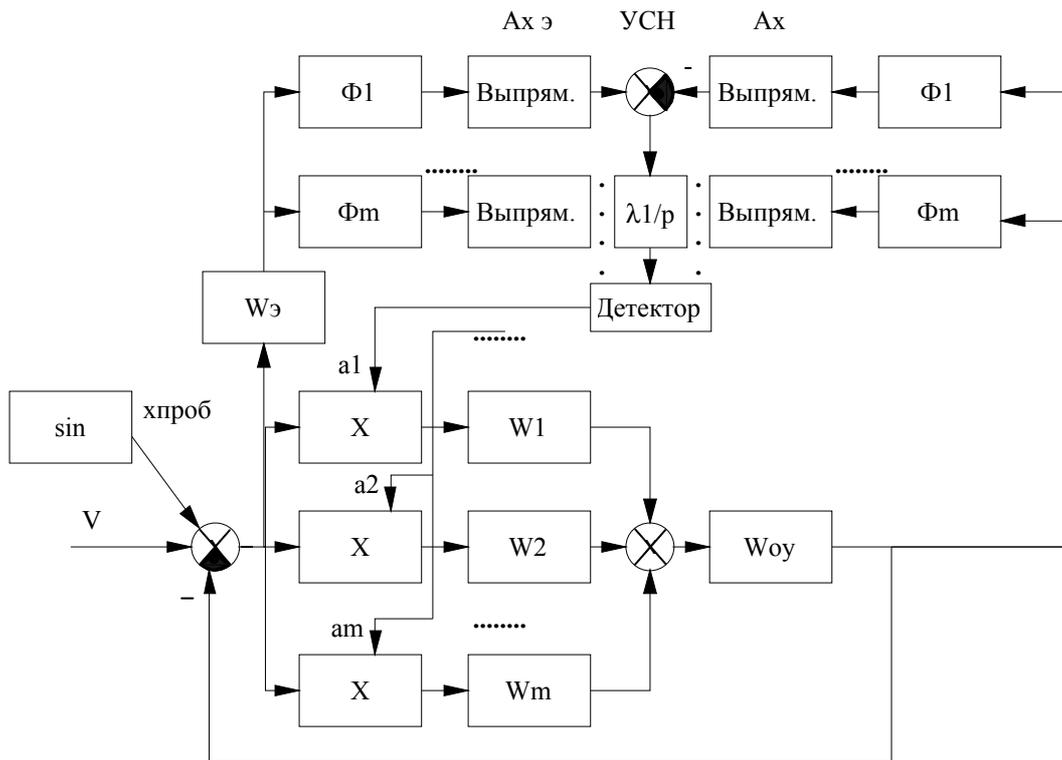


Рис. 7.2.6. Структура СНС

Если на вход системы поступает одна гармоника, то можно получить информацию о поведении системы на данной частоте. Однако применение фазовых наборов неудобно, поэтому для настройки n параметров регулятора принято подавать n -гармонический сигнал.

$W_{\text{э}}$ — эталон, говорит о том, как должен вести себя выходной сигнал системы.

Неизвестны W_i и a_i . Выбирая их, поступают следующим образом:

1. $W_{OY} \sum_{i=1}^m a_i W_i(p) = W_{\text{э}}(p)$. Отсюда находим неизвестные величины.

Т. е. выбор построен на полосовом принципе.

2. $\left| W_{OY}(j\omega_k) \sum_{i=1}^m a_i W_i(j\omega_k) \right| = |W_{\text{э}}(j\omega_k)|, \quad k = \overline{1, m}$.

Точки k выбирают таким образом, чтобы равномерно заполнить АЧХ (или там, где она меняется наиболее сильно).

Чтобы уравнение заведомо имело решение, обычно в качестве фильтров выбирают узкополосные устройства, у которых передаточные функции равны единице, если $i = k$, иначе — нулю.

Решение второго уравнения:

$$a_i = \frac{\pm |W_{\vartheta}(j\omega_i)|}{|W_{oy}(j\omega_i)| \cdot |W_i(j\omega_i)|}.$$

Чтобы убрать этот минус и ставят дополнительный выпрямитель (детектор) (см. схему).

Закон настройки:

$$\begin{aligned} \blacksquare & a_i = \gamma_i \int (z_i^{\vartheta} - z_i) dt; \quad \dot{a}_i = \gamma_i (z_i^{\vartheta} - z_i). \\ \blacksquare & \begin{cases} z_i = A_i^{\varepsilon} \left| \sum a_i W_i(j\omega_i) \right| \cdot |W_{oy}(j\omega_i)| \cdot |\Phi_i(j\omega_i)|; \\ z_i^{\vartheta} = A_i^{\varepsilon} |\Phi_i(j\omega_i)| \cdot |W_{\vartheta}(j\omega_i)|. \end{cases} \end{aligned}$$

Сумма в первом уравнении системы появляется вследствие того, что каналы могут перекрещиваться. Анализ такой системы затруднён. Для упрощения можно записать условие частотной независимости фильтров и система распадётся на m независимых уравнений следующего вида:

$$\dot{a}_i + a_i |W_i(j\omega_i)| \cdot |W_{oy}(j\omega_i)| \gamma_i A_i^{\varepsilon} |\Phi_i(j\omega_i)| = \gamma_i A_i^{\varepsilon} |\Phi_i(j\omega_i)| \cdot |W_{\vartheta}(j\omega_i)|, \quad i = \overline{1, m}.$$

Получили систему несвязных уравнений первого порядка, с положительным собственным значением. Таким образом, процесс всегда устойчивый — при любых начальных условиях.

Скорость настройки можно выбирать произвольно в зависимости от важности того или иного частотного диапазона.

Недостатком этого метода синтеза является необходимость обеспечивать независимость (неперекрещиваемость) узкополосных фильтров, используемых в регуляторе и анализаторе, а также обеспечивать присутствие заданных частот в пробном (или уставочном) входном сигнале.

8. БСНС С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДЕЛИ ОБЪЕКТА

БСНС с использованием анализатора характеристик (частотных, импульсных, частных показателей) требует наличия специальной процедуры (программной, аппаратной) определения характеристик, что усложняет систему и увеличивает время самонастройки. Вместе с тем при возможности построить модель, описывающую поведение системы или желаемого движения, уже по разности выходных сигналов модели и реальной системы можно судить о настройке регулятора и использовать эту разность для целенаправленного изменения параметров.

Отсутствие дополнительных измерителей качества процессов основного контура и модели делает эти системы простыми и доступными для исполнения.

Модель в составе СНС может использоваться в различных целях:

- для вычисления параметров объекта управления или основного контура (модель подстраивается под поведение реальной системы и таким образом становится источником информации о ее свойствах, т. е. решает задачу идентификации. На основе этой информации далее производится оптимизация регулятора (адаптация с оценкой модели объекта).
- для задания эталона желаемого поведения (выбранная заранее на основе априорной информации о входных воздействиях, такая модель определяет желаемое поведение выхода, и регулятор основного контура подстраивается так, чтобы поведение реальной системы минимально отличалось от модели (прямая адаптация). Если диапазон изменений входных воздействий значителен, то эталон может также перестраиваться по характеристикам входа (комбинированные СНС).

8.1. БСНС с использованием вычислителя параметров

Адаптация с промежуточной оценкой математической модели объекта и последующим расчетом по ней параметров настройки регулятора наиболее близка к поисковой процедуре. Это объясняется тем, что оценка модели редко может осуществляться путем пассивного наблюдения без нарушения нормальной работы объекта (используя естественные случайные изменения возмущений, либо известные командные (уставные) сигналы). При активном эксперименте на объект или систему подаются специальные идентифицирующие воздействия (в методически простейших случаях — ступенчатое, синусоидальное, случайное и т. п.). Для оценки модели активный эксперимент может также строиться на возбуждении дополнительных процессов посредством следующих воздействий:

- параметрических — изменением параметров регулятора;
- алгоритмических (нелинейных) — включением в СУ нелинейных элементов;
- введения в систему дополнительного квантования;
- структурных — образованием новых контуров.

Отличие же от поисковых процедур заключается в следующем:

- извлекается информация не о значении поискового критерия, а о параметрах математической модели;
- знание модели с использованием аналитически сформулированного критерия позволяет построить целенаправленную, а не поисковую процедуру изменения параметров регулятора — вплоть до получения оптимальных параметров за один шаг (при достаточно точной оценке модели). Поэтому такие системы оказываются более быстродействующими.

Однако необходимо отметить и недостатки:

- в них не контролируется непосредственно критерий оптимального функционирования;
- о достижении цели наиболее часто судят по вторичным признакам (например, по разности настроек на соседних шагах).

При этом возникают следующие проблемы:

- трудно заранее указать приемлемую погрешность настройки регулятора для гарантированного достижения цели настройки при окончании итерационной процедуры.
- для повышения точности оценки модели требуется дополнительное время, что снижает выгоды от получения этой оценки — вплоть до потери эффекта адаптации.

При построении адаптивных систем с оценкой модели основное значение приобретает задача согласования процесса идентификации (построения модели) и процедуры оптимизации регулятора.

К настоящему времени разработка методов построения моделей экспериментальным путем оформилась в самостоятельную ветвь ТУ — теорию идентификации. Следует иметь в виду, что постановка задачи идентификации в СНС может отличаться от обычной, ибо критерии приближения модели должны выбираться из системного подхода. Т. е. оценка модели может считаться удовлетворительной только, если результат синтеза СУ по ней не будет существенно отличаться от результатов синтеза непосредственно по характеристикам объекта. Естественно, что способ идентификации объекта при таком системном подходе решающим образом зависит от критерия оптимальности функционирования системы и ее свойств при оптимальной настройке. Поэтому метод идентификации может быть в значительной степени индивидуален для каждого конкретного класса ОУ и критериев оптимальности.

Существует два основных подхода к синтезу АР в БСНС:

- синтез для одного номинального режима для обеспечения желаемого (не обязательно оптимального) поведения;
- оптимизация нестационарной управляемой системы (попытка достигнуть максимально возможного качества) — самооптимизирующиеся регуляторы.

Все перенастраиваемые регуляторы рассмотренного класса различаются по следующим признакам:

- тип математической модели ОУ (интерес представляют только параметрические модели: вход-выход — с передаточной функцией; в пространстве переменных состояния и т. п.);
- метод оценивания переменных состояния и параметров (в разомкнутом и замкнутом контуре).
- априорная информация об объекте управления (она позволяет сформулировать получаемую информацию в виде оценок, что является основой для расчета и может содержать оценки состояний и параметров, погрешности состояний и параметров, оценки характеристик шумов);
- критерий оптимизации, используемый при расчете параметров регулятора (качество адаптивных СУ зависит главным образом от точности идентификации параметров и свойств используемых алгоритмов синтеза). Требуется
 - хорошая компенсация возмущений;
 - хорошая сходимость процессов идентификации;
 - хорошая процедура настройки и др.Это частично противоречивые требования. Учёт противоречивых требований ведёт к созданию дуальных регуляторов, которые должны обеспечивать компромисс двух процедур (изучения и воздействия). Чаще всего это реализуется учётом при синтезе, при выборе критерия, как текущей информации, так и будущей, предсказанной. Недуальные регуляторы учитывают информацию только о прошлом и настоящем — квадратичный критерий, принцип терминальности, компенсации нулей и полюсов и т. д.)
- задание алгоритма управления до фактического вычисления используемых в нём параметров.

В классе адаптивных систем с использованием идентификации **все недюальные алгоритмы основываются на двух принципах:**

- разделения — для линейных систем процедура оценки параметров и оптимизации параметров регулятора могут быть разделены — функционально и с временной точки зрения (строгий принцип разделения доказан теоретически только для постоянных параметров);
- стохастической эквивалентности — предполагается, что закон управления, найденный на основе полученных оценок, в асимптотике эквивалентен закону управления, полученному на основе истин-

ных параметров объекта (этот принцип доказывают для различных классов).

8.2. БСНС с использованием эталона динамических характеристик (прямой подход)

Беспоисковые адаптивные системы с эталонной моделью (БАСЭМ, БСНСЭМ) относятся к БАС замкнутого типа, в которых для формирования алгоритма адаптации используется координатная (или сигнальная) ошибка, т. е. разность выходов основного контура и ЭМ (в БАС с оценкой модели использовалась параметрическая ошибка, которую определял АИ). Это наиболее важный класс, которому посвящено наибольшее число работ.

Достоинства:

- формирование алгоритмов адаптации на основе измеряемых величин и относительная простота его реализации;
- возможность исключить пробные движения.

Этот класс систем наиболее полно изучен и теоретически обоснован, однако нельзя утверждать, что теория сформировалась полностью. Объективной причиной такого положения является сложность математического аппарата для исследования нестационарных СУ, функционирующих в условиях значительных случайных возмущений.

Этапы исследования и проектирования БАСЭМ

Основными этапами исследования и проектирования БАСЭМ являются следующие:

- построение математической модели объекта и определение диапазона изменения его параметров;
- синтез структуры регулятора, выделение изменяемых параметров и исследование свойств его адаптируемости;
- формирование структуры контура самонастройки и
- синтез алгоритмов адаптации параметров регулятора;
- анализ устойчивости синтезированной БАСЭМ при координатных и параметрических, детерминированных и случайных возмущениях;
- анализ качества процесса адаптивного регулирования, выбор параметров алгоритмов адаптации;
- оптимизация динамических характеристик системы для всего спектра динамических сигналов;
- имитационное моделирование на ЭВМ для проверки и уточнения;
- техническое проектирование БАСЭМ (выбор аппаратных средств, программной среды).

При этом ЭМ в системе используется для решения следующих задач:

- формирование эталонной траектории, реализующей желаемые динамические и статические характеристики;
- формирование желаемой параметрической модели основного контура;
- обучение регулятора адаптации с помощью изменяемой ЭМ, что позволяет унифицировать алгоритмы адаптивного управления для изменяющихся ситуаций;
- адаптивное управление по неполным данным на основе использования наблюдателей состояния;
- восстановление работоспособности системы управления.

Если говорить о методах адаптации, то эти методы по своей сути дублируют методы идентификации.

9. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ В БАС

9.1. Виды и анализ наиболее распространенных алгоритмов

При создании моделей технических процессов или объектов управления необходимых для формирования управления принято выделять два основных этапа:

- Структурная параметризация модели — построение с точностью до параметров, формул, удовлетворительно описывающих явление или процесс на основе известных энергетических, физико-химических процессов, заложенных в ОУ, с использованием процедур упрощения и аппроксимации.
- Определение значений параметров по экспериментальным текущим данным — идентификация объекта и связанных с ним сигналов.

При создании адаптивных систем с идентификацией обычно используется простейшая модель системы аддитивного типа:

$$y(i) = c^T(i)x(i) + \eta(i), \quad c^T(i)x(i) = \theta;$$

$x(i)$ — полезный сигнал;

$\eta(i)$ — ошибки, шумы, приведенные к выходу объекта;

$c^T(i)$ — неизвестный параметр объекта, подлежащий оценке.

Так рассматривают линейные (линеаризованные) статические и динамические системы.

Идентификация называется *текущей*, если она осуществляется путем обработки данных непосредственно с объекта в процессе управления. Если данные накапливаются блоками, например, информация накапливается в массивах, то идентификация называется *пакетной*. Если результат идентификации уточняется после каждого такта измерения, то такая идентификация называется *идентификацией в реальном масштабе времени*. В адаптивных системах используется текущая идентификация в реальном масштабе времени, называемая *оперативной идентификацией*.

9.1.1. Параметрическая оценка объектов управления

Метод наименьших квадратов

Наиболее распространённым методом получения вектора c является метод наименьших квадратов (МНК).

$$J = \|y - \theta\|^2 \rightarrow \min;$$

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ \dots \\ y_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_{11} & \dots & x_{1p} \\ \dots & \dots & \dots \\ x_{N1} & \dots & x_{Np} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} c_1 \\ \dots \\ c_p \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \eta_1 \\ \dots \\ \eta_N \end{pmatrix};$$

$X_{N \times p}$ — регрессионная матрица;

$\eta_{1 \times p}$ — вектор, моделирующий шумы, ошибки измерения.

Учитывая, что x_{ij} — входные сигналы, принято добиваться, чтобы столбцы и строки были линейно независимыми. Предполагаем:

$$M[\eta] = 0;$$

$$D[\eta] = \sigma^2 \text{ — мощность шумов.}$$

Шумы носят стандартный гауссовский характер распределения.

$$J = (y - x\hat{c})^T (y - x\hat{c}) = (y, y) - 2(x\hat{c}, y) + (x\hat{c}, x\hat{c}) \Rightarrow$$

$$\frac{\partial J}{\partial \tau} = -2x^T y + 2x^T x\hat{c} = 0 \text{ — необходимое условие} \Rightarrow$$

$\hat{c} = (x^T x)^{-1} x^T y \Rightarrow$ (достаточное условие — условие существования обратной матрицы) основное уравнение МНК:

Второе достаточное условие существования оценки МНК: $(x^T x)$ — неособенная матрица. Оно выполняется, когда $\text{rank}(x) \geq p$ — то есть при независимых N измерениях ($N > p$, p — размерность задачи), обеспечивается ЛНЗ столбцов матриц.

Свойства оценки, получаемой МНК.

$$\blacksquare M[\hat{c}] = (x^T x)^{-1} x^T M[y] = (x^T x)^{-1} x^T M[xc + \eta] = (x^T x)^{-1} x^T xc = c.$$

$M[\hat{c}] = c$ — искомый результат. МНК для шумов с нулевым средним дает несмещенную в асимптотике оценку. На практике, смещение легко оценивается и учитывается.

$$\blacksquare \begin{cases} \lim_{N \rightarrow \infty} M[\hat{c}_N] = c, \\ \lim_{N \rightarrow \infty} M[(\hat{c}_N - c)(\hat{c}_N - c)^T] = 0 \end{cases} \text{ — выборка ограничена, но достаточна.}$$

МНК дает состоятельную оценку.

\blacksquare Учитывая, что шумы могут носить как коррелированный, так и некоррелированный характер, необходимо помнить, что если $\text{cov}[\eta_i, \eta_j] = \delta_{ij} \sigma^2$, то $D[\eta] = I_N \sigma^2$, где

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases}; \quad N \geq p; \quad D[\hat{c}] = \sigma^2 (x^T x)^{-1}.$$

Для нормального распределения шумов оценка \hat{c} будет иметь минимальную дисперсию. Эффективная оценка — это оценка несмещенная, состоятельная, имеющая минимальную дисперсию. Если шум отличен от нормального, то МНК дает асимптотически эффективную оценку (то есть при $N \rightarrow \infty$).

Тот факт, что \hat{c} имеет минимальную дисперсию, не гарантирует малость дисперсии. На практике $(x^T x)$ очень часто близка к вырожденной,

собственные числа разнесены, и элементы обратной матрицы являются большими числами.

Если исследователь имеет возможность задавать входные сигналы x_i , то есть формировать регрессионную матрицу X , то используются **методы планирования эксперимента**.

D -оптимальный выбор матрицы, когда минимизируется модуль ковариационной матрицы ошибок, что равносильно максимизации определителя $(x^T x)$.

$$D: \min |D(\hat{c})|.$$

A -оптимальный выбор, когда минимизируются следующие траектории:

$$A: \min \text{tr}[(x^T x)^{-1}].$$

E -оптимальный выбор (применяется мини-максный метод):

$$E: \min [\max_p D].$$

Скорость сходимости получаемых оценок также сильно зависит от свойств последовательности входных сигналов. Максимальная скорость достигается при взаимной ортогональности векторов:

$$\begin{aligned} x_i^T x_j &= 0, & i \neq j; \\ x_i^T x_j &= 1, & i = j. \end{aligned}$$

Обобщенный МНК

В случае коррелированных помех применяется обобщенный МНК (ОНМК), включающий матрицу V , обеспечивающую развязывание коррелированных измерений:

$$\hat{c} = (x^T V^{-1} x)^{-1} x^T V^{-1} y;$$

$$D[\eta] = \sigma^2 V, \quad D[\hat{c}] = \sigma^2 (x^T V^{-1} x)^{-1}.$$

В случае, если распределение ошибок имеет «тяжёлые хвосты», т. е. существенное количество точек находится далеко от математического ожидания, то более эффективными являются методы устойчивого оценивания: метод максимального правдоподобия (ММП), метод марковских оценок (ММО) или байесовского оценивания (МБО). Однако они крайне критичны к неточности задания входных оценок, требуют предварительную информацию о шумах, а МНК требует минимальной информации о них.

Среди недостатков МНК можно отметить следующие:

- МНК требует значительной памяти для хранения всей выборки входных и выходных значений;

- Необходимость умножать и обращать матрицы увеличивает объём вычислительной работы.
- Вследствие этих недостатков чаще применяется коррекция оценки на каждом шаге и применяется метод последовательной идентификации.

Рекуррентный МНК

Таким образом, перейдем к рекуррентному МНК. Он, сохраняя свойства МНК, позволяет снизить объём хранимой информации. Работа происходит с текущими измерениями и предыдущей оценкой. После каждого N -го измерения:

$$N \rightarrow \left. \begin{array}{l} \left\{ \begin{array}{l} y_N \\ x_N \end{array} \right\} \\ \hat{c}_{N-1} \end{array} \right\} \Rightarrow \hat{c}_N;$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P_N = P_{N-1} - P_{N-1} x_N (1 + x_N^T P_{N-1} x_N)^{-1} x_N^T P_{N-1}; \\ K_N = P_{N-1} x_N (1 + x_N^T P_{N-1} x_N)^{-1} x_N^T; \\ \hat{c}_N = \hat{c}_{N-1} + K_N (y_N - x_N^T \hat{c}_{N-1}); \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \hat{c}_0 = 0, \\ P_0 = \alpha \cdot I, \quad \alpha > 10^5. \end{array}$$

Часто оказывается, что и данный объём вычислений высок. Ещё больше понизить трудоёмкость позволяет метод стохастической аппроксимации (МСА).

$$\hat{c}_N = \hat{c}_{N-1} + \gamma_N x_N (y_N - x_N^T \hat{c}_N), \quad \gamma_N = \frac{\alpha_1}{N}, \quad \alpha_1 \cong (x_1^T x_1).$$

МСА построен на основе последовательного градиентного спуска и даёт несмещённые оценки только при статистически независимых ошибках. Начальные значения оценки имеют значительный разброс.

Вышеописанные методы оценивания относятся к классу предельно оптимальных методов, когда решение ищется на всей выборке входных и выходных переменных. Альтернативой такого подхода является класс локально оптимальных оценок, когда решение ищется на одном шаге. Представителем этого класса методов является алгоритм Качмажа.

Алгоритм Качмажа (локальный оптимальный метод)

Его идея состоит в решении задачи условной оптимизации, когда новая оценка строится на минимальных изменениях старой при условии выполнения требований измерений.

$$J = (\hat{C}_N - \hat{C}_{N-1})^2 + \lambda (y_N - \hat{C}_N^T x_N);$$

$$\frac{\partial J}{\partial \hat{C}_N} = 2(\hat{C}_N^T - \hat{C}_{N-1}^T) - \lambda x_N^T = 0 \Rightarrow \hat{C}_N^T = \hat{C}_{N-1}^T + \frac{\lambda}{2} x_N^T;$$

$$\min_{\lambda} (y_N - \hat{C}_N^T x_N)^2 = (y_N - (\hat{C}_{N-1}^T + \frac{\lambda}{2} x_N^T) x_N)^2;$$

$$\frac{\partial \left\| (y_N - (\hat{C}_{N-1}^T + \frac{\lambda}{2} x_N^T) x_N)^2 \right\|}{\partial \lambda} = 2(y_N - (\hat{C}_{N-1}^T + \frac{\lambda}{2} x_N^T) x_N) x_N^T \frac{x_N}{2} = 0 \Rightarrow$$

$$\frac{\lambda}{2} = \frac{y_N - \hat{C}_{N-1}^T x_N}{x_N^T x_N};$$

$$\hat{C}_N = \hat{C}_{N-1} + \frac{y_N - \hat{C}_{N-1}^T x_N}{x_N^T x_N} x_N; \quad \hat{C}_0 = 0 \text{ — формула алгоритма Качмажа.}$$

Геометрическая интерпретация (рис. 9.1.1.)

$$y = C_1 x_1 + C_2 x_2;$$

i: y, x_1, x_2 .

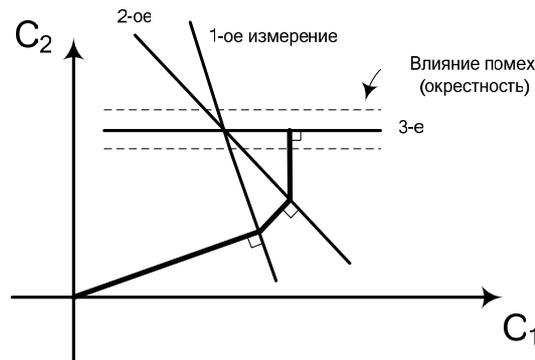


Рис. 9.1.1. Геометрическая интерпретация

Если каждый шаг, каждый новый вектор будет ортогонален предыдущему, тогда скорость сходимости оптимальная. Оценка приближается к истинному значению.

В знаменателе в формуле Качмажа — скаляр, что означает, что в данном алгоритме не требуется обращать матрицы. Обратную величину найти легко, и алгоритм даёт быстрый результат. Однако этот алгоритм не использует всю предыдущую выборку, а значит, более чувствителен к изменениям в последовательности входных сигналов. Решение по данному алгоритму сходится только к некоторой окрестности оценки. При действии помех сходимость в точку по алгоритму Качмажа невозможна. Для устранения недостатков этого алгоритма были предложены модификации алгоритма Качмажа.

Первая модификация

$$\widehat{C}_N = \widehat{C}_{N-1} + \frac{y_N - \widehat{C}_{N-1}^T x_N}{\gamma_N + x_N^T x_N} x_N,$$

где γ_N выбирается априорно и зависит от уровня помех, на основе известной информации о шуме. Уменьшается окрестность влияния помех.

Вторая модификация

$$\gamma_N = \frac{\sigma^2 x_N^T x_N}{x_N^T D_N x_N},$$

где D_N — дисперсионная матрица ошибок (не шумов):

$$D_{N+1} = \left[I_p - \frac{x_N^T x_N}{\gamma_N + x_N^T x_N} \right] \times D_N \times \left[I_p - \frac{x_N^T x_N}{\gamma_N + x_N^T x_N} \right] + \frac{\sigma^2 x_N^T x_N}{(\gamma_N + x_N^T x_N)^2};$$
$$D_N = M[\Delta \widehat{C}_N, \Delta \widehat{C}_N^T]; \quad D_0 = \alpha \cdot I_p, \quad \alpha > 10^5.$$

Обеспечивает сходимость в точку за счет учета общей характеристики помех.

Третья модификация

Решение задачи строится на двух последовательных шагах.

Оценка на двух шагах имеет вид:

$$\widehat{C}_N = \widehat{C}_{N-1} + \alpha(1-\alpha) \frac{(y_N - \widehat{C}_{N-1}^T x_N) x_N + (y_{N-1} - \widehat{C}_{N-1}^T x_{N-1}) x_{N-1}}{z} +$$
$$+ \alpha^2 \left\{ \frac{(y_N - \widehat{C}_{N-1}^T x_N)(x_N x_N^T x_{N-1} - x_{N-1} x_N^T x_{N-1})}{z} + \right.$$
$$\left. + \frac{(y_{N-1} - \widehat{C}_{N-1}^T x_{N-1})(x_{N-1} x_N^T x_{N-1} - x_N x_{N-1}^T x_{N-1})}{z} \right\};$$

$$z = (1-\alpha)^2 + \alpha(1-\alpha)(x_N^T x_N + x_{N-1}^T x_{N-1}) + \alpha^2 [x_N^T x_N x_{N-1}^T x_{N-1} + x_N x_{N-1}^T x_N].$$

Позволяет уменьшить действие помех.

9.1.2. Непараметрическая оценка объектов управления

Вышеприведённые методы являются яркими представителями методов параметрического оценивания объектов управления. Существуют и методы непараметрических оценок, когда определяются не параметры, а характеристики. Эти методы базируются на корреляционных принципах.

Известно, что при использовании корреляционных методов, получаемые оценки критичны к точности информации о шумах и решение теоре-

тической задачи идентификации является некорректным (полученное решение неустойчиво при минимальных отклонениях характеристик шумов). Для преодоления этой проблемы разработаны методы регуляции Тихонова А. Н., смысл которых состоит во введении в критерий качества дополнительных составляющих.

Корреляционный метод

По данным наблюдений за входом и выходом x, y оценивается корреляционная функция входа на интервале измерения T и взаимная корреляция.

$$\hat{R}_{xx} = \frac{1}{T - \tau} \int_0^{T-\tau} \dot{x}(t)\dot{x}(t - \tau)d\tau;$$

$$\hat{R}_{xy} = \frac{1}{T - \tau} \int_0^{T-\tau} \dot{x}(t)\dot{y}(t - \tau)d\tau;$$

из связи $\hat{R}_{xy} = \int_{-\infty}^{\infty} \omega(t)R_{xx}(\tau - t)dt$ можно вычислить весовую функцию

$$W(j\omega) = \frac{G_{xy}(j\omega)}{G_{xx}(j\omega)}.$$

Эта импульсная характеристика обеспечивает минимум среднеквадратической ошибки.

Эта задача оказалась неустойчивой в своем решении, поэтому применяется метод регуляризации (Адамар, Тихонов). Идея его — введение добавок, которые включают в себя саму искомую функцию.

$$\min J = M \|J - J_M\| + \alpha \Omega[\omega(t)].$$

$$\Omega[\omega(t)] = \int_0^T \sum_{i=1}^n K_i(t) \left[\frac{d^i \omega(t)}{dt^i} \right]^2 dt \quad \text{— обеспечивает сглаживание оптимального функционала.}$$

9.2. Идентификация в замкнутом контуре (активный и пассивный эксперименты, виды воздействий, проблемы)

Функционирование объекта в замкнутом контуре создаёт для идентификации серьёзные, часто непреодолимые, трудности. Процесс идентификации в адаптивной системе имеет конкретную цель — получить модель объекта, которая могла бы служить базой для оптимизации настройки регулятора.

Трудности при использовании изложенных методов идентификации по данным простого наблюдения состоят в том, что объект в процессе функционирования не может рассматриваться отдельно от регулятора, вы-

рабатывающего полезный сигнал управления, и от внешней среды (возмущения и ошибки измерения). Входной сигнал на объект формируется регулятором на основе информации о выходе объекта и не является независимым. Особенно это актуально для самооптимизирующихся систем, для которых настройка регулятора осуществляется по оценкам параметров объекта и постоянно присутствуют два процесса:

- процесс идентификации (выработка оценок);
- процесс коррекции (на основе имеющихся оценок).

Эти процессы влияют друг на друга.

В такой ситуации перед идентификацией возникает два вопроса:

- к чему сходятся оценки;
- при каких условиях они сходятся.

Для корреляционных методов необходима некоррелированность входного сигнала x , выходного — y и шумов η . Любая обратная связь нарушает это условие, поэтому для идентификации в замкнутом контуре в стандартной форме непараметрические методы непригодны.

Для сходимости оценки по методу параметрической идентификации эти ограничения слабее — требуется лишь, чтобы сигнал координатной ошибки не был коррелирован с вектором входных переменных и это существенно расширяет возможности идентификации.

Рассмотрим следующие схемы (рис. 9.2.1–9.2.3)

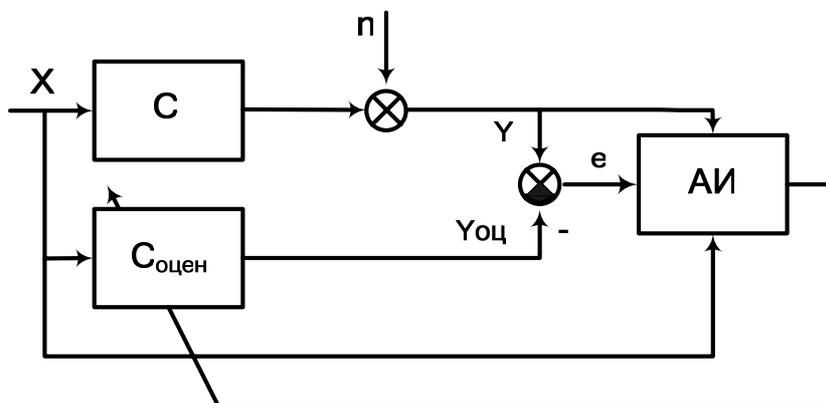


Рис. 9.2.1. Простая идентификация

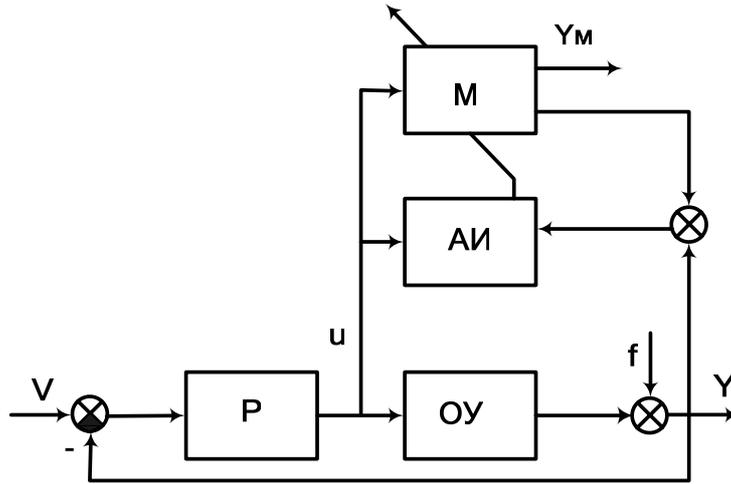


Рис. 9.2.2. Идентификация регулирующего канала

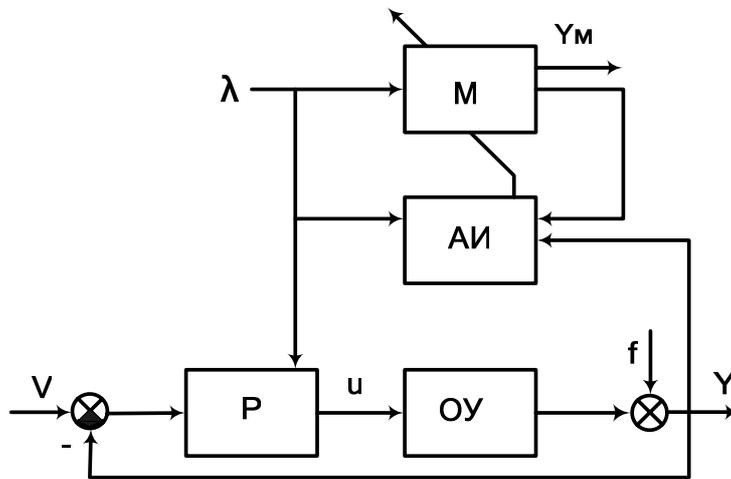


Рис. 9.2.3. Идентификация нерегулирующего канала или канала возмущения

λ — измеряемая помеха.

$$\begin{cases} y = W_{yu}u + \eta; \\ u = W_p(v - y). \end{cases}$$

При активном наблюдении $v \gg \eta$, следовательно, помехами η можно пренебречь. **При пассивном наблюдении** $v \ll \eta$, следовательно, уставку можно считать равной нулю: $v \approx 0$. Второй случай встречается наиболее часто. Для него можно записать:

$$\blacksquare x(t) = u(t) = -W_p \frac{\eta}{1 + W_p W_0}; \quad y(t) = \frac{\eta}{1 + W_p W_0},$$

откуда $x = u(t) = -W_p y(t)$, т. е. $W_m = \frac{y}{u} = -\frac{1}{W_p}$ (отсутствует W_0).

$$\blacksquare x(t) = \lambda(t); \quad W_m = \frac{W_\lambda}{1 + W_p W_0}.$$

Идентификация регулирующего канала оказывается легко выполнимой, если среди действующих на объект возмущений есть хотя бы одно идущее по одному каналу с управлением и доступное для управления — прямого или косвенного. Хотелось бы знать W_λ , а не оператор всей системы регулирования. Для этого необходимо знать оператор регулирующего канала $W_0(p)$.

Аналогичная ситуация возникает, когда *управление осуществляется по разомкнутой схеме с компенсацией возмущений*:

$$W_m = \frac{W_\lambda - W_\lambda^K W_0}{1 + W_p W_0}.$$

Т. е. во всех рассмотренных случаях пассивное наблюдение за поведением объекта в процессе нормального функционирования не приводит к результатам. Это из-за того, что ОУ находится в замкнутом контуре и оперировать приходится с зависимыми сигналами. В итоге, идентификация каналов включает весь комплекс передаточных блоков системы и зависит не только от W_0 .

Идентификация регулирующего канала может оказаться выполнимой в том случае, если среди действующих на объект возмущений существуют хотя бы одно, доступное для прямого или косвенного измерения или контроля по одному каналу с регулирующим воздействием.

В этом случае, наблюдая изменение управления и выходных сигналов, воздействие помехи λ может быть представлено как воздействие внешнего генератора.

$$\frac{y - f}{u} = W_0 = \frac{y/\lambda - f/\lambda}{u/\lambda}.$$

Таким образом, процесс может быть приведён к эталону λ . Здесь уже оценивается и объект и генератор — расширяется вектор оцениваемых параметров. Оценок становится больше.

Все условия являются необходимыми, но их может быть недостаточно для получения оценки модели с требуемой точностью. Чтобы оценка генератора могла быть использована для синтеза регулятора, она должна быть оценена в диапазоне резонансных частот. Между тем известно, что система регулирования эффективно работает только по передаче низкочастотной части сигнала и не должна работать в области резонансных частот (все резонансные частоты не допускаются на выход объекта), иначе замкнутая система будет терять устойчивость. В силу этого возникает вопрос: какие же условия являются и достаточными.

Т. е. при идентификации в замкнутом контуре особенно следует ориентироваться на активный эксперимент, по крайней мере, для оценки характеристик регулирующих каналов.

9.3. Условия параметрической идентифицируемости, пути их выполнения

В рамках теории идентификации сформировалось направление, изучающее возможность идентификации ОУ в замкнутом контуре и условия, при которых возможно получение однозначных решений (условия параметрической идентифицируемости).

Объект, входящий в замкнутый контур, называют параметрически идентифицируемым, если с помощью некоторого метода идентификации можно получить состоятельные оценки его параметров, т. е. должен существовать предел:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} M[\hat{\theta}(N)] = \theta_{ист}.$$

Две основные ситуации при проведении идентификации:

- Косвенная идентификация: оцениваются параметры всей замкнутой системы и по известным параметрам регулятора вычисляются параметры объекта. Известно, что процедуры косвенной идентификации сходятся медленно и требуют высокой информативности входного сигнала.
- Прямая идентификация: рассматривается сигнал на входе ОУ, на выходе и строится модель. Применение прямой идентификации связано с необходимостью использования параметров шума (генератора шума), что расширяет размерность задачи, но даёт ответ без привлечения информации о параметрах регулятора. То есть нам нужно знать $W_0 = \frac{y-f}{u}$, но получить мы это значение не можем. Но можем получить $W_0 = \frac{y/\lambda - f/\lambda}{u/\lambda}$.

Два условия параметрической идентифицируемости:

- Порядки моделей объекта и канала возмущения должны быть известны заранее. Процедура идентификации не может это определить.
- Сложность регулятора (порядок его передаточной функции) должна быть выше сложности (порядка) ОУ (условие вытекает из сходимости идентификации). Иначе будет производиться оценка обратной передаточной функции объекта. Во избежание этого при проведении идентификации производится искусственное усложнение регулятора: введение нелинейностей и усложнение структуры.

При дискретном представлении объекта согласно МНК для невязки на k -м шаге можно записать:

$$e(k) = y(k) - \hat{y}(k | k-1) = y(k) - \Psi^T(k)\hat{\theta}(k),$$

где $\hat{\theta}(k)$ — вектор оценок.

$\Psi^T(k) = [-y(k-1), -y(k-2), \dots, u(k-1), \dots]$ — вектор измерений.

Условием сходимости является отсутствие статической зависимости между $e(k)$ и $\Psi(k)$. При сходящихся оценках: $e(k) \rightarrow \lambda(k)$, а $\lambda(k)$ воздействует только на $y(k)$, $y(k+1)$ и т. д., которые не входят в вектор $\Psi^T(k)$.

Т. к. отсутствует статистическая взаимосвязь между координатной ошибкой и вектором переменных, используемых для параметрической идентификации, все методы оказываются пригодны для идентификации в замкнутом контуре.

10. ФОРМАЛИЗАЦИЯ ОБОБЩЕННОГО ОБЪЕКТА И СИНТЕЗ АДАПТИВНОГО РЕГУЛЯТОРА ОСНОВНОГО КОНТУРА

При синтезе адаптивного регулятора принято выделять два основных этапа:

- формализация обобщенного объекта управления;
- синтез адаптивного регулятора.

10.1. Формализация обобщенного объекта управления

Первый этап начинается с выделения или формализации обобщенного объекта (ОО), включающего в себя реальный ОУ (или технологический процесс), привод (или исполнительный механизм) и датчики (сенсоры). На обобщенный объект через свой канал воздействует координатная помеха, которая приводит к выходному измеряемому сигналу с выделением своего канала возмущения (КВ). Математически ОО и КВ обычно описывают линеаризованными дифференциальными уравнениями с выделением вектора неизвестных или изменяемых параметров, область изменения которых, как правило, ограничена и заранее известна.

Проектируется адаптивный регулятор с цепями прямой и обратной связи с решением оптимизационной задачи с выделением доступных для коррекции параметров, что образует основной контур. К нему добавляется контур адаптации. Ставится задача, чтобы описание обобщенного настраиваемого объекта (ОНО) можно было представить в виде передаточных функций с желаемыми (перенастраиваемыми) коэффициентами.

Структура обобщенного настраиваемого объекта (рис. 10.1.1):

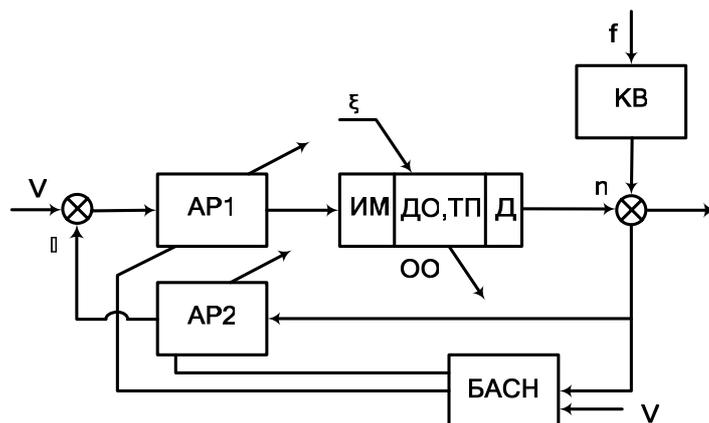


Рис. 10.1.1. Структура ОНО

10.2. Синтез адаптивного регулятора

На данном этапе существует два подхода:

Для первого подхода (работа в заданном режиме) вычисляются параметры регулятора на номинальный режим, анализируются предельные

возможности выбранной структуры по компенсации параметрических возмущений, определяются законы изменения параметров настройки адаптивного регулятора.

Для второго подхода (достижение максимально возможного результата) разрабатываются процедуры оптимизации параметров регулятора при идентифицируемых параметрах объекта, обеспечивающие максимально возможное качество системы.

10.2.1. Первый подход (ориентация на номинальное качество)

Решение первой задачи (вычисление номинальных настроек) достигается уже известными методами. Однако при параметрических возмущениях в ОО свойства номинальных настроек не могут быть удовлетворительными и их необходимо менять в процессе работы. При правильном выборе структуры регулятора его параметры можно менять так, что общие параметры ОНО будут инвариантны относительно изменения параметров ОО.

Это условие существования и единственности параметрически инвариантных настроек регулятора при любых допустимых параметрических возмущениях в объекте называется свойством *адаптируемости основного контура*. Оно служит структурной характеристикой и выражает предельные возможности системы при компенсации параметрических возмущений в объекте. Это свойство относится к категории свойств управляемости, наблюдаемости и т. п. Наиболее строго все сформулировано для класса АСЭМ с параметрической адаптацией.

Исследование свойств адаптируемости ведётся в матричной форме уравнений состояния, либо в частотной области по передаточной функции. Строго сформулирован критерий существования этого решения в матричной форме. Рассмотрим основные случаи.

Случай полной адаптируемости.

Если для любой тройки матриц $\{A, B, C\}$, описывающих объект в форме:

$$\left(\begin{array}{l} \dot{x} = A(t)x + B(t)u \quad x_0 = x(t_0) \quad u_0 = u(t_0) \\ y = c(t)x + \theta(t) \quad \theta_0 = \theta(t_0) \end{array} \right)$$

существует единственная совокупность матриц K и G прямой и обратной связи регулятора $u = K(t)V + G(t)y$, при которой описание процессов в обобщенном объекте совпадает с желаемым (эталонным) в матричной форме либо в частотной области во всём диапазоне частот, то такой контур называется полностью адаптируемым по выходу Y для входов V и θ .

Случай слабой адаптируемости.

Если на множестве матриц K и G поведение соответствующего функционала сложно и многоэкстремально и (реже) решение на множестве матриц K и G неединственно, то такой контур называется слабо адаптируемым.

Случай частичной адаптируемости.

Если не существует таких матриц K и G , которые обеспечивают полное совпадение, но можно указать такие, для которых рассогласование минимально в функциональном смысле, то такой контур принято называть частично адаптируемым.

Синтез адаптивного регулятора на основе понятия инвариантности

Самым простым и известным способом определения параметров адаптивного регулятора по идентифицируемым параметрам является синтез на основе понятия инвариантов.

$$\text{ОО: } \dot{x} = A_{n \times n}(t)x + B_{n \times m}(t)u(t) + C_{n \times r}(t)f;$$

$$\text{ОНО: } \dot{x}_0 = A^0 x_0 + D^0 V + C^0 f;$$

A^0, D^0 описывают требуемое эталонное поведение настраиваемого контура и должны соответствовать устойчивому полностью управляемому и наблюдаемому движению.

$$A(t) = A^0 + \Delta A(t)$$

$$B(t) = B^0 + \Delta B(t)$$

$$C(t) = C^0 + \Delta C(t)$$

Тогда АР: $u = B^{0+} (D_1^0 V - \Delta K x - \Delta N u - \Delta R f)$.

B^{0+} — псевдообратная матрица для B^0 . Если $n = m$, то это просто обратная матрица.

$B^{0+} = (B^{0T} B^0)^{-1} B^{0T}$, $I + B^{0+} \Delta N$ — должна быть неособенной матрицей.

$\Delta K, \Delta N, \Delta R$ — перестраиваемые матрицы коэффициентов регулятора.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= (A^0 + \Delta A)x + B^0 B^{0+} (D_1^0 V - \Delta K x - \Delta N u - \Delta R f) + \Delta B u + \Delta C f + C^0 f = \\ &= A^0 x + (\Delta A - B^0 B^{0+} \Delta K)x + B^0 B^{0+} D_1^0 V + (\Delta B - B^0 B^{0+} \Delta N)u + \\ &\quad + C^0 f + (\Delta C - B^0 B^{0+} \Delta R)f. \end{aligned}$$

Все три выражения в скобках должны быть равны нулю. Таким образом, необходимо потребовать выполнения следующих четырёх условий:

$$\begin{cases} B^0 B^{0+} \Delta K \equiv \Delta A; \\ B^0 B^{0+} \Delta N \equiv \Delta B; \\ B^0 B^{0+} \Delta R \equiv \Delta C; \\ B^0 B^{0+} D_1^0 \equiv D^0. \end{cases}$$

$B^0 B^{0+}$ — в общем случае особая матрица, и, следовательно, не существует решения, т. е. нет таких $\Delta K, \Delta N, \Delta R$, которые компенсировали бы любое изменение $\Delta A, \Delta B, \Delta C$.

Такое решение существует, если матрица B квадратная:

Пусть $n = m$, т. е. размерность управления соответствует размерности объекта. Тогда для любого изменения матриц $\Delta A, \Delta B, \Delta C$ можно указать

изменение матриц $\Delta K, \Delta N, \Delta R$, обеспечивающее параметрическую инвариантность контура (B — полная матрица и для неё существует решение).

Таким образом, если $m < n$, то не любое изменение матриц $\Delta A, \Delta B, \Delta C$ может быть скомпенсировано изменением матриц $\Delta K, \Delta N, \Delta R$.

10.2.2. Второй подход (адаптивные оптимальные системы)

При этом подходе создаются так называемые адаптивные оптимальные системы (АОС или ОАС). Они интересны в теоретическом плане и строгое решение было получено для ЛКГ-задачи (задачи линейно-квадратичного гауссовского управления).

При решении ЛКГ-задачи используются:

- принцип разделения (при построении адаптивной системы можно выделить два процесса: идентификации и оптимизации регулятора);
- принцип стохастической эквивалентности (говорит о том, что синтез регулятора, проводимый на основе получаемых при идентификации оценок параметров регулятора, приводит к тому же результату, что и для истинных значений этих параметров).

Структура АОС существенно зависит от описания объекта и типов применяемых процедур (рис. 10.2.2). Они производятся на ЭВМ.



Рис. 10.2.2. Структура АОС

Формульное наполнение этих блоков может быть разнообразным в зависимости от уровня абстракции при описании и типов применяемых процедур. Реализация ориентирована на применение ВТ. Проведённые исследования показали, что такие (ЛКГ) системы являются асимптотически устойчивыми и имеют хорошую сходимость к оптимальной точке при следующих условиях:

- Линейная модель объекта и канала прохождения шума соответствуют реальным с достаточной точностью. Т. е. когда размерность модели удовлетворяет условию: $n_0 - 1 \leq n \leq n_0 + 2$
- Квазипостоянство и малая скорость изменения параметров объекта и канала прохождения шума. Т. е. такт управления должен находиться в следующих пределах: $\frac{1}{4}T_{95\%} \geq T \geq \frac{1}{15}T_{95\%}$
- Параметр затухания должен быть в следующих пределах: $0.85 \leq \lambda \leq 0.99$. При этом обеспечивается сохранение предыстории и в то же время необходимая скорость обновления оценок:

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \gamma(k)[y(k+1) + \psi^T(k+1)\hat{\theta}(k)];$$

$$\gamma(k) = \mu(k)P(k)\psi(k+1);$$

$$\mu(k) = \frac{1}{1 + \psi^2(k+1)P(k)\psi(k+1)}.$$

«1» заменяется на λ , что позволяет отсекасть часть предыстории.

Внешние воздействия, поступающие на контур, должны носить достаточно информативный (многочастотный) характер.

Для оценки параметров n, T, λ в реальных структурах АОС реализуется дополнительный координирующий уровень.

11. ПРЯМОЙ ПОДХОД ПРИ ПОСТРОЕНИИ БАС

Такие системы (с эталонной моделью — БАСЭМ) нужны для ликвидации разности выходов основного контура и эталонной модели, т. е. для ликвидации координатной ошибки. БАС с идентификационным подходом позволяют ликвидировать и параметрические отклонения.

БАСЭМ представляют собой наиболее важный класс, т. к. для него все доказано наиболее строго.

Среди достоинств этого подхода можно отметить следующие:

- формирование алгоритма адаптации происходит на основе легко доступных измеряемых величин, что определяет быстроту реакции.
- не нужны дополнительные пробные движения.

Структура БАСЭМ представлена на рис. 11.1

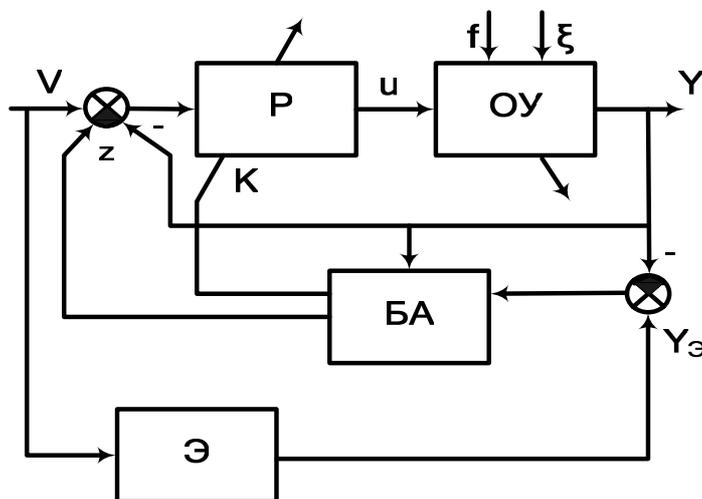


Рис. 11.1. Структура БАСЭМ

11.1. Математическая постановка задачи адаптивного управления в рамках структуры АСЭМ с параметрической и сигнальной настройками

Уравнения для модели:

$$\dot{x}_э = A_э x_э + B_э v.$$

Тогда объект:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A^0_э x + B^0_э u + \sigma \phi; \\ y &= Cx; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sigma \phi &= F(x, u, f, \xi, t) - A_э x - B_э u = [A_t(\xi) + a(x, \xi)]x + [B_t(\xi) + b(x, \xi)]u + \\ &+ f - A_э x - B_э u = \\ &= \underbrace{[A_t - A_э]x + [B_t - B_э]u}_{\sigma} + \underbrace{ax + bu + f}_{\phi}, \end{aligned}$$

где A_t, B_t — нестационарные составляющие;

a, b — нелинейные составляющие;

σ — параметрическая составляющая;

φ — нелинейная составляющая.

Требования к управлению: $u = K_A x + K_B (v + z)$

Основной контур:

$$\dot{x} = A_\vartheta x + B_\vartheta u + (A_t + B_t K_A - A_\vartheta)x + (B_t K_B - B_\vartheta)u + B_t K_B z + \varphi',$$

где $\varphi' = (a + bK_A)x + bK_B z + f$

Цель: $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\varepsilon(t)\| = 0$, где $\varepsilon = x - x_\vartheta$.

Условия, обеспечивающие выполнение этих требований:

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} (A_t + B_t K_A) = A_\vartheta; \\ \lim_{t \rightarrow \infty} (B_t K_B) = B_\vartheta; \\ B_t K_B z = -\varphi'; \end{cases} \quad (*)$$

$$K_A \rightarrow K_A^0, K_B \rightarrow K_B^0: A - BK_A^0 = A_\vartheta, BK_B^0 = B_\vartheta.$$

$\delta_A = K_A - K_A^0$ — ошибки коррекции параметров (матриц A и B);

$\delta_B = K_B - K_B^0$

$\delta = [\delta_A, \delta_B]$ — обобщённый вектор ошибок;

$W = [x, v]$ — обобщённый вектор сигналов.

Тогда

$$\dot{x} = A_\vartheta x + B_\vartheta v + B_t W \delta + BK_B z + \varphi'.$$

Параметрическая адаптация:

$\dot{K} = \delta = A_1(x, \varepsilon, u)$ — интегральный закон;

Сигнальная адаптация:

$z = A_2(\varepsilon, v, x, f, u)$ — пропорциональный закон.

Параметрическая адаптация наиболее целесообразна там, где параметры объекта (матрица A_t) изменяются в широком диапазоне. Объект при этом носит слабо нелинейный характер.

Применение сигнальной адаптации целесообразно при малом диапазоне изменения параметров и значительном влиянии случайного фактора. Применение её при широком диапазоне изменения параметров объекта неудобно вследствие необходимости использования значительной величины управляющего воздействия.

Реально используют комбинацию этих методов, однако системы в этом случае становятся крайне сложными.

11.2. Связь АСЭМ с системами идентификации

Структура системы идентификации представлена на рис. 11.2.

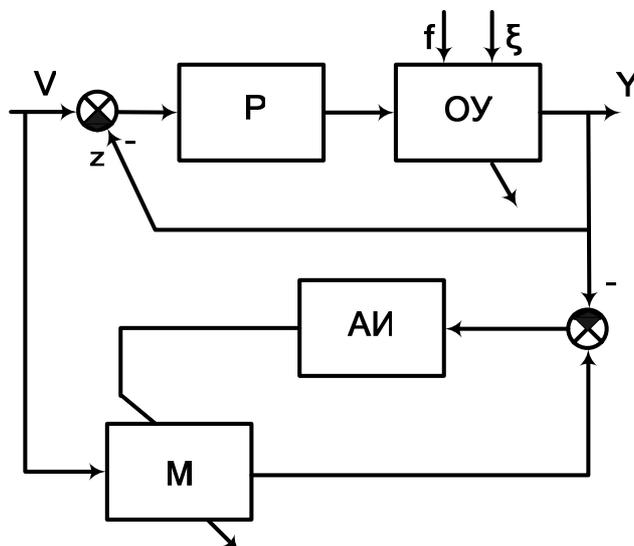


Рис. 11.2. Структура системы идентификации

Между системами идентификации и БАСЭМ существует дуальная взаимосвязь. В то время как в СИ за счет изменения настраиваемой модели достигается нулевая ошибка между настраиваемой моделью и замкнутым контуром, в АСЭМ — нулевая ошибка между эталонной моделью и замкнутым контуром.

Сходства:

- алгоритмы адаптации могут быть похожи на алгоритмы идентификации по своей структуре;
- свойства систем адаптации близки к свойствам СИ (которые начали развиваться и изучаться значительно раньше)

Различия:

- Если в задачах идентификации решение существует всегда, то есть всегда существует модель со своими параметрами, эквивалентная поведению замкнутого контура, то в задачах АСЭМ не всегда можно указать настройки регулятора, сводящие замкнутый контур к эталонной модели.
- $\hat{P}_{z\hat{z}} = P_{z\hat{z}}$ — основная задача идентификации (P — параметры замкнутого контура). Для задач АСЭМ существует широкий класс систем, где достаточно только координатной сходимости ($e=0$), что для задач идентификации недопустимо (здесь необходимо добиваться совпадения и в пространстве параметров).
- Некоторые ограничения, накладываемые при синтезе алгоритмов адаптации в реальных условиях функционирования реализовать

практически невозможно. Однако, их влияния обычно проявляются слабо. К этим ограничениям относятся:

- полная наблюдаемость вектора состояний объекта;
- совпадения порядков эталонной модели и объекта;
- совпадение начальных условий эталонной модели и замкнутого контура;
- отсутствие помех при измерениях координат объекта.

Зато другие ограничения (например, ограниченная зона линейности привода), оказывают значительное влияние на функционирование, но их влияние может быть легко учтено.

В силу этих особенностей и сложности исследований говорить о «строгих» результатах можно только для простых объектов и алгоритмов, которые соответствуют потенциальным возможностям БАСЭМ, но на их основе даются рекомендации для реальных систем по структуре алгоритма и выбора их параметров.

11.3. Свойства АСЭМ

11.3.1. Адаптируемость. Анализ адаптируемости с помощью уравнений Эржбергера

Свойство адаптируемости следует из уравнений (*). Из него можно записать следующие предельные соотношения (переходя к оптимальным значениям):

$$\begin{aligned}
 K_A^0 &= \underbrace{(B^T B)^{-1} B^T}_{B^+} (A_9 - A); \\
 K_B^0 &= (B^T B)^{-1} B^T B_9; \\
 K_B^0 z &= (B^T B)^{-1} B^T \phi'; \\
 A_1 - BK_A^0 &= A_9; \\
 BK_B^0 &= B_9; \\
 K_B^0 z &= \phi';
 \end{aligned}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} (A_9 - A) = BB^+(A_9 - A); \\ B_9 = BB^+B_9; \\ \phi' = BB^+\phi'; \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} (I - BB^+)(A_9 - A) = 0; \\ (I - BB^+)B_9 = 0; \\ (I - BB^+)\phi' = 0; \end{array} \right. \quad \text{— уравнения Эржбергера (**)}$$

Это условия согласованности, или условия полного отслеживания основным контуром движения эталонной модели. Первые два соотношения показывают, что параметрические рассогласования могут быть компенсированы настройками K_A и K_B , либо когда $\text{rang}(BB^+) \rightarrow \max$, либо когда не все элементы матриц A и B испытывают изменения. Следовательно, из

этих условий можно определить, когда имеется полная компенсация и, как следствие, полная адаптивность системы.

$$\Delta = \dot{x} - \dot{x}_\vartheta = (A + BK_A - A_\vartheta)x + (BK_B - B_\vartheta)v + BK_B z + \varphi'$$

Если последнее условие выполняется, значит $\Delta \equiv 0$ и можно останавливать процесс адаптации.

Если размерность m управляющего сигнала равна размерности вектора состояний n , то матрица B является квадратной и выражение $(I - BB^+) \equiv 0$ (тождественно равно нулю) и любые отклонения матриц A , B и нелинейного фактора φ могут быть скомпенсированы с помощью адаптивного регулятора.

Если же размерность m матрицы B меньше размерности n вектора состояний x , то B^+ состоит из нулевых и ненулевых элементов и тогда уравнения (***) показывают какие изменения ΔA , ΔB и нелинейного фактора могут быть скомпенсированы, а какие — нет.

Эти же условия характеризуют свойство адаптируемости. Когда они не выполняются, имеют место случаи частичной или слабой адаптируемости.

Для того, чтобы понять, как работает структура в этом случае, запишем представление рассогласования между сигналом объекта и эталонным:

$$\Delta = \dot{x}_\vartheta - \dot{x} = A_\vartheta e + BW\delta.$$

Данное уравнение показывает зависимость изменения сигнальной ошибки от параметрического рассогласования.

Вектор Δ не обеспечивается полностью нулевым, а значит, процесс адаптации не остановится по достижении оптимальных значений. Для останова необходимо производить домножение Δ на прямоугольную матрицу $Q_{m \times n}$:

$$\varepsilon' = Q\Delta.$$

Для ε уже возможно выполнение требования $\lim_{t \rightarrow \infty} \|\varepsilon\| = 0$. Можно показать, что:

$$K_A^0 = (QB)^{-1}Q(A_\vartheta - A);$$

$$K_B^0 = (QB)^{-1}QB_\vartheta;$$

$$K_B^0 z = (QB)^{-1}Q\varphi'.$$

Однако это приводит к получению субоптимального результата. Эти уравнения обеспечивают частичную (слабую) адаптивность.

11.3.2. Идентифицирующие свойства параметрических настроек в АСЭМ

Рассмотрим момент, когда $\Delta \equiv 0 \Rightarrow W\delta = 0$,
где $W = [x, v]$ — обобщённый вектор сигналов.

$\delta = [\delta_A, \delta_B]$ — обобщённый вектор ошибок;

$\delta_A = K_A - K_A^0$ — ошибки коррекции параметров (матриц A и B);
 $\delta_B = K_B - K_B^0$

Тогда, если рассматривать этот процесс в течение некоторого интервала времени, то:

$$\int_{t_0}^{t_0+T} \delta W W^T \delta^T dt = \delta \int_{t_0}^{t_0+T} W W^T dt \cdot \delta^T = 0.$$

Это выражение истинно либо когда $\delta = 0$, либо когда сам интеграл равен нулю (δ в течение этого времени неизвестна).

$$\det \left[\int_{t_0}^{t_0+T} W W^T dt \right] = 0,$$

т. е. матрица, составленная из векторов состояния и векторов изменения уставок, содержит линейно зависимые строки, т. е. присутствует малое разнообразие входных сигналов. Если входной сигнал v достаточно «богат» по спектру (т. е. содержит более, чем $\frac{n+1}{2}$ разнообразных гармоник), то детерминант не будет равен нулю и из условия $W\delta = 0$ следует, что $\delta = [(K_A - K_A^0), (K_B - K_B^0)] = 0$, т. е. регуляторы будут настроены оптимальным образом (т. е. выбраны оптимальным образом матрицы K_A и K_B).

После настройки, зная матрицы эталонного поведения $A_{\text{э}}$ и $B_{\text{э}}$, и зная матрицы оптимальных настроек K_A^0 и K_B^0 , можно вычислить неизвестные динамические матрицы объекта A и B :

$$\left. \begin{array}{l} A_{\text{э}}, B_{\text{э}} \\ K_A^0, K_B^0 \end{array} \right\} \Rightarrow A, B.$$

Это свойство возможности вычислить неизвестные параметры объекта получило название *идентифицирующего свойства параметрических настроек*.

12. МЕТОДЫ СИНТЕЗА АЛГОРИТМОВ АДАПТАЦИИ

Все методы синтеза принято делить на две большие группы:

- методы локальной адаптации;
 - методы устойчивости;
- и др.

12.1. Методы и алгоритмы локальной адаптации

- схемы первого приближения;
 - методы градиентной самонастройки;
 - алгоритмы на основе функции чувствительности;
 - алгоритмы на основе вспомогательного оператора;
 - алгоритмы на основе компенсационных схем;
- и др.

12.1.1. Схема первого приближения MIT

Сокращение MIT произошло от Massachusetts Institute of Technology (Массачусетский институт технологий).

ОУ с регулятором: $\dot{x}(t) = (A + K_A)x(t) + (B + K_B)v(t)$; $x(t_0) = x_0$.

ЭМ: $\dot{x}_3(t) = A_3x_3(t) + B_3v(t)$; $x_3(t_0) = x_{30}$;

$$e = x - x_3 \Rightarrow \dot{e} = A_3e + \delta_A x + \delta_B v = A_3e + W\delta. (***)$$

Требуется, чтобы движение этого контура удовлетворяло эталонной модели.

Критерий: $J(e, t) = \frac{1}{2}e(t)^T P e(t)$, де P — симметричная и положительно

но определённая матрица: $P^T = P$; $P > 0$.

Необходимое условие: $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$;

$\dot{e} = A_3e + \delta_A x + \delta_B v = A_3e + W\delta$ — нелинейное нестационарное уравнение.

Чтобы достигнуть цели управления (минимизировать критерий) необходимо построить управление таким образом, чтобы:

$$\frac{dJ}{dt} < 0; \Delta J = \Delta e^T P e < 0.$$

Чтобы построить управление в зависимости от времени, разложим (***) в ряд Тейлора и ограничимся первым порядком:

$$-A_3\Delta e = (\delta_A x(t) + \delta_B v(t))\Delta t + p(t),$$

где $p(t)$ — член большего порядка малости.

Предполагается, что $p(t)$ можно пренебречь. Тогда для следа матрицы A можно записать:

$$-Tr(A_3 \Delta \bar{e} e^T P) = Tr(\dot{\delta}_A x + \dot{\delta}_B v) e^T P \Delta t,$$

где $\Delta \bar{e}$ — приближенное значение приращения ошибки, полученное за счет отбрасывания $p(t)$.

$A_3 \Delta \bar{e} e^T P$ — всегда положительная величина. Слева в полученном уравнении стоит число отрицательное. То есть необходимо определенным образом сформировать $\dot{\delta}_A$ и $\dot{\delta}_B$.

Если зададим их в виде:

$$\begin{cases} \dot{\delta}_A = -\Gamma_A P e x^T \\ \dot{\delta}_B = -\Gamma_B P e v^T \end{cases} \quad \Gamma_A > 0, \Gamma_B > 0 \text{ (положительно определённые).}$$

Получим в исходном уравнении положительные квадратичные формы. Потребуем, чтобы матрица P удовлетворяла уравнению Ляпунова:

$$A_3 P^T + P A_3 < 0;$$

$P > 0$, A — устойчивая.

Таким образом, получили законы настройки (изменения) матриц K_A и K_B

$$\delta_A = K_A - K_A^0 \Rightarrow \dot{\delta}_A = \dot{K}_A;$$

$$\delta_B = K_B - K_B^0 \Rightarrow \dot{\delta}_B = \dot{K}_B.$$

Выбор конкретных значений Γ_A и Γ_B определяется динамикой во вторичных контурах, обычно определяются экспериментально.

Структура адаптивной системы представлена на рис. 12.1.1.

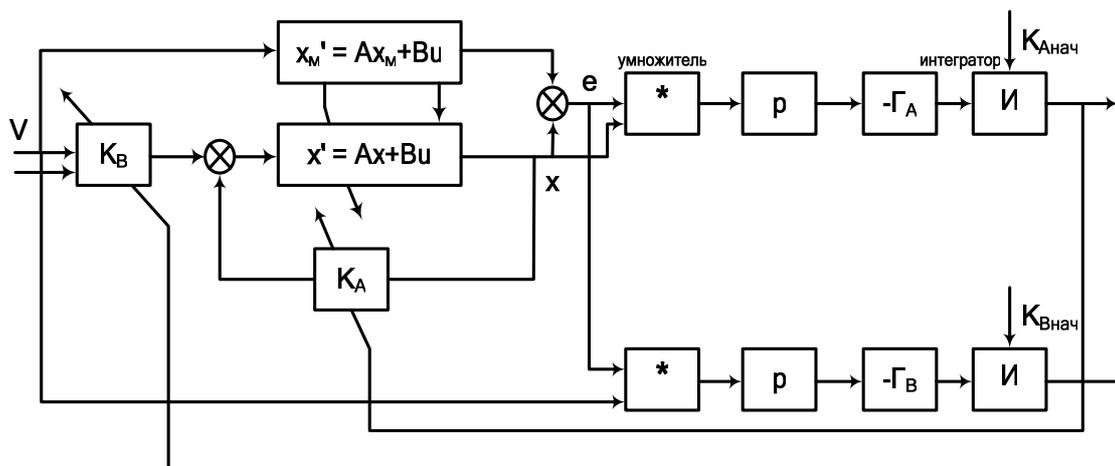


Рис. 12.1.1. Структура адаптивной системы

12.1.2. Методы градиентной самонастройки

Метод точек чувствительности

$$J = \frac{1}{2} e^T P e; \quad P^T = P; \quad P > 0; \quad \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0;$$

$$\nabla J = \underset{K_A, K_B}{\text{grad}} J(K_A, K_B) = \left(\frac{\partial J}{\partial K_{A11}}, \frac{\partial J}{\partial K_{A12}}, \dots, \frac{\partial J}{\partial K_{Anm}}, \frac{\partial J}{\partial K_{B11}}, \dots, \frac{\partial J}{\partial K_{Bmm}} \right).$$

Идея метода состоит в том, чтобы каждый из коэффициентов соответствующей матрицы подбирать так, чтобы градиент критерия был направлен к его минимуму.

$$\begin{cases} \dot{K}_{Aij} = -\gamma_{Aij} \frac{\partial J}{\partial K_{Aij}}; & i, j = \overline{1, n}. \\ \dot{K}_{Bij} = -\gamma_{Bij} \frac{\partial J}{\partial K_{Bij}}; & i, j = \overline{1, m}. \end{cases}$$

Процедура построения вектора $J(K_A, K_B)$ достаточно сложна. Поэтому перешли к анализу с помощью функций чувствительности:

$$\dot{K}_{Aij} = -\gamma_{Aij} e^T P \frac{\partial e}{\partial K_{Aij}} = -\gamma_{Aij} e^T P \frac{\partial x}{\partial K_{Aij}},$$

где $\frac{\partial x}{\partial K_{Aij}}$ — функции чувствительности.

Этот метод получил название метода точек чувствительности, т. к. существует вариант построения систем, реализуемый иногда на практике, в котором в системе можно указать точки, где сигнал пропорционален функции чувствительности.

Метод вспомогательного оператора

В общем случае точки чувствительности не всегда доступны, поэтому используют специальное преобразование — по методу вспомогательного оператора:

Предполагается, что существует (в операторной форме):

$$X(P, A_{i,j}, B_{i,j}) = \underbrace{\Phi(P, K_A, K_B)}_{\text{функция замкнутого контура}} \cdot V(P);$$

$$\theta_{Aij} = \frac{\partial X}{\partial K_{Aij}} = \frac{\partial}{\partial K} \left\{ L^{-1} [\Phi(P, K_A, K_B)] \right\} = L^{-1} \left\{ \underbrace{\left[\frac{\partial \Phi(p, K_A, K_B)}{\partial K} \right]}_{\text{вспомогательный оператор}} \cdot V(P) \right\}.$$

Его получение часто дает ответ на вопрос, как надо строить функцию чувствительности.

$$\Phi_{xv} = \frac{W_B W_0}{1 + W_B W_0} ; \quad \frac{\partial \Phi}{\partial K_A} = -\frac{W_B W_0^2}{(1 + W_0 W_A)^2} \cdot \frac{\partial W_A}{\partial K_A} = -\frac{\Phi_{xv}^2}{W_B} \cdot \frac{\partial W_A}{\partial K_A} ;$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial K_B} = \frac{W_0}{1 + W_0 W_A} \cdot \frac{\partial W_B}{\partial K_B} ;$$

$\frac{\partial W}{\partial K}$ — легко определяется для выбранной структуры.

Примеры

Пример настройки параметров блока обратной связи

Структура системы представлена на рис. 12.1.2а.

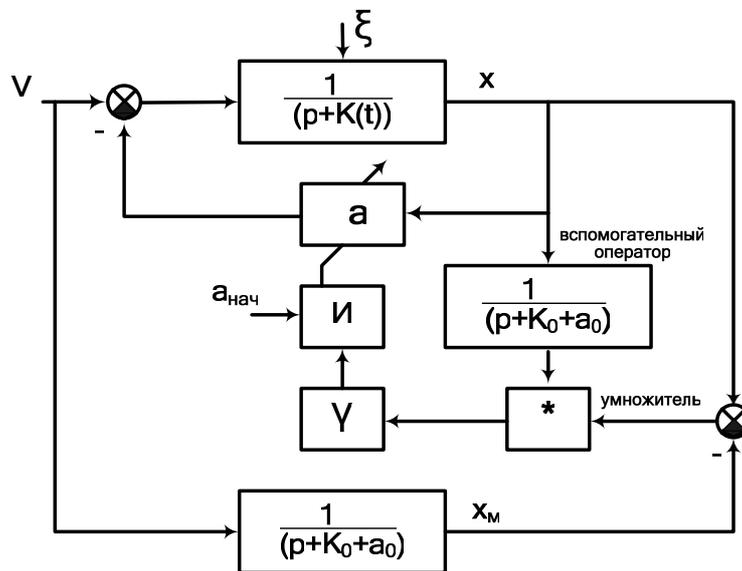


Рис. 12.1.2а. Структура системы

$$\Phi = \frac{1}{p + K + a} ; \quad e = x - x_3 ; \quad J = \frac{1}{2} e^2$$

$$\frac{da}{dt} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial a} = -\gamma e \frac{\partial x}{\partial a} ;$$

$$\frac{\partial}{\partial a} \left[L^{-1} \left\{ \frac{V}{p + K + a} \right\} \right] = L^{-1} \left\{ \frac{\partial}{\partial a} \left[\frac{V}{p + K + a} \right] \right\} = L^{-1} \left\{ \frac{-V}{(p + K + a)^2} \right\} =$$

$$= L^{-1} \left\{ -\frac{X(p)}{p + K + a} \right\} ;$$

$$\Phi_3 = \frac{1}{p + K_0 + a_0} .$$

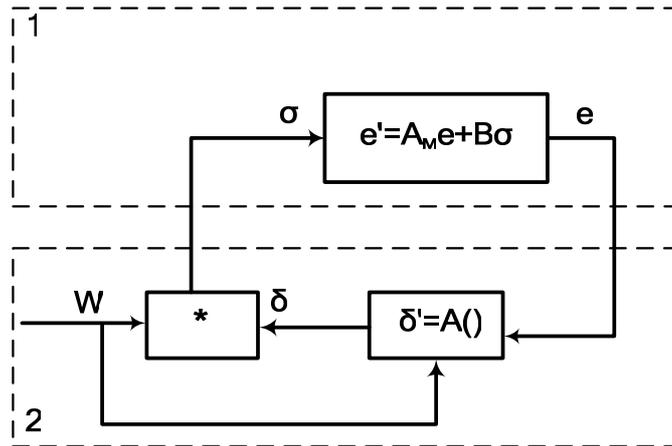


Рис. 12.2. Модель ошибки

- e — координатная ошибка;
- δ — параметрическая ошибка;
- σ — обобщенная ошибка;
- 1 — линейная, стационарная часть;
- 2 — нелинейная, нестационарная часть, определяющаяся алгоритмом адаптации .

Критерии качества адаптации:

- основная функция качества: $J_1 = \frac{1}{2} e^T P e$. Она включает координатную ошибку, т. е. элементы легко доступные для контроля.
- параметрическая функция качества: $J_2 = \frac{1}{2} \delta^T \Gamma^{-1} \delta$. Она включает параметрическую ошибку.
- обобщённая функция качества: $J_3 = \frac{1}{2} \sigma^T Q \sigma$. Она включает обобщённую ошибку.

Параметрическая и обобщённая функции качества удобны для аналитических выкладок. В реальных системах для аналитического синтеза часто используют комбинации этих трёх функций.

12.3. Методы устойчивости

- функции Ляпунова;
- гиперустойчивости;
- и др.

12.3.1. Метод функции Ляпунова

Этот метод оказал сильное влияние на развитие адаптивных алгоритмов, т. к. позволил получить устойчивые в целом структуры адаптации.

Уравнение ошибок: $\dot{e} = A_3 e + W \delta + Bz + \varphi$;

φ — нелинейный фактор;

$\delta = K - K_{opt}$ — отличие от оптимального значения;

z — дополнительный сигнал адаптации.

Ошибка должна быть нулевой. Замкнутый контур не должен отличаться от эталонного.

Функция Ляпунова:

$$\overbrace{L(e, \delta)}^{\text{функция Ляпунова}} = \frac{1}{2} [e^T P e + \text{Tr}(\delta^T \Gamma^{-1} \delta)] > 0; \quad P^T = P; \quad P > 0;$$

$$\Gamma = \text{diag}(\gamma_{ii}); \quad \gamma_i > 0.$$

Идея метода состоит в том, что для положительно определённой формы строятся такие алгоритмы, которые обеспечивают неположительную определённую производной функции Ляпунова:

$$\dot{L}(e, \delta) \leq 0.$$

Положительная величина с отрицательной производной сходится к нулю.

$$\dot{L}(e, \delta) = \frac{1}{2} e^T (A_3^T P + P A_3) e + e^T P W \delta + \text{Tr}(\dot{\delta} \Gamma^{-1} \delta) + e^T P \varphi + e^T P B z.$$

Метод предполагает, что в функции Ляпунова с заданной $Q^T = Q \geq 0$, последние члены попарно уничтожают друг друга.

$$\dot{L}(e, \delta) = \frac{1}{2} e^T Q e \leq 0.$$

Следовательно, необходимо, чтобы выполнялись требования:

- $A_m^T P + P A_m = -Q; \quad Q^T = Q \geq 0.$
- параметрическая настройка: $\dot{\delta} = -P e W \Gamma$ — производная должна обеспечивать соответствующую компенсацию.
- сигнальная настройка: $z = -h \cdot \text{sign}(B^T P e); h > 0; h \geq M_\varphi \|B^+\|$ — верхний предел влияния на В, где $M_\varphi = \sup \|\varphi\|$.

Если выполняются все условия, то производная функции Ляпунова будет меньше 0.

Неположительная определённая производная функции Ляпунова, обеспечивает следующее:

- $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ — для координатной ошибки;
- $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{\delta}(t) = 0$ — для параметрической ошибки.

Все это при условии, что $\|L\| < \infty$.

- $L(x) \left[-\frac{n+1}{2} \right] \rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \delta(t) = 0 \rightarrow K = K^0$ — требования богатства сигнала.

Следствие — $\lim_{t \rightarrow \infty} \delta(t) = 0$.

Отличие метода функции Ляпунова от методов локальной адаптации заключается в том, что он гарантирует устойчивость в большом и в целом и даёт оценки по сходимости и скорости сходимости в любой момент времени. Недостаток заключается в том, что в каждый момент времени неизвестно направление движения к оптимальным оценкам.

12.3.2. Метод гиперустойчивости

Существуют системы, образованные устойчивой линейной частью, а нелинейная часть лежит в первом и третьем квадрантах, является гладкой (рис. 12.3.2а).



Рис. 12.3.2а. Структура системы

Такие системы абсолютно устойчивы. Многие математики занимались исследованием условий, которым должны удовлетворять линейная и нелинейная части замкнутой структуры, чтобы гарантировать устойчивость системы в целом.

Это условие справедливо только для статических нелинейных систем. Румынский учёный Пóпов распространил это свойство на нелинейные динамические системы:

$$\int_0^t e^{\gamma t} \delta(t) dt \geq -\gamma^2, \gamma = const \text{ — условие гиперустойчивости.}$$

Теорема Пóпова:

Необходимым и достаточным условием гиперустойчивости замкнутой структуры является требование, чтобы передаточная матрица линейной части (рис. 12.3.2б):

$$H(p) = C(pI - A_0)^{-1} B$$

была положительной вещественной формой (для асимптотической устойчивости — строго положительной).

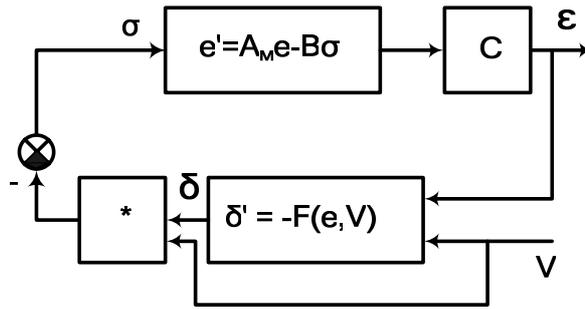


Рис. 12.3.26. Структура системы

Для доказательства этой теоремы используется *лемма Якововича-Попова-Калмана (ЛЯПК)*:

$H(p)$ (передаточная функция линейной части) является положительной (строго), вещественной тогда и только тогда, когда существуют вещественные матрицы:

$$P = P^T > 0, \quad Q = Q^T > 0,$$

удовлетворяющие условиям уравнения Ляпунова для матрицы эталонной модели: $A_3^T P + P A_3 = -Q$ и уравнениям выхода:

$$PB = C^T \quad (B^T P = C).$$

Доказательство сложно, но можно показать, откуда условие следует. Алгоритм адаптации в этом случае записывается в следующей вещественной положительной билинейной форме:

$$\begin{aligned} \dot{\delta} &= - \underbrace{B^T P e W^T}_{C} \Gamma, \quad \Gamma \geq 0, \quad \Gamma = \text{diag}. \\ \int_0^t \sigma^T \epsilon dt &= - \text{Tr} \int_0^t \delta^T \epsilon v^T dt = - \text{Tr} \int_0^t \delta^T d\Gamma^{-1} = \\ &= \underbrace{\frac{1}{2} \text{Tr}(\delta^T(t)\delta(t)\Gamma^{-1})}_{\geq 0} - \underbrace{\frac{1}{2} \text{Tr}(\delta^T(0)\delta(0)\Gamma^{-1})}_{\gamma^2} = -\gamma^2. \end{aligned}$$

Выводы метода гиперустойчивости:

- Если $H(p)$ положительна и вещественна, то координатные и параметрические ошибки ограничены, когда ограничены их начальные значения.
- При ограниченности координатных и параметрических рассогласований, $H(p) > 0$ и достаточно «богатой» частотной составляющей уставок $v(t)$ предел параметрической и координатной ошибки стремится к нулю (асимптотическая устойчивость).

С точки зрения структуры адаптивных алгоритмов методы функции Ляпунова и гиперустойчивости дают идентичные результаты. Между эти-

ми методами существует взаимосвязь. В теории показано, что полученной структуре по методу гиперустойчивости будет соответствовать некоторая более сложная функция Ляпунова:

$$L(e, \sigma) = \frac{1}{2} e^T P e + \int_0^t \sigma^T \varepsilon dt + \gamma^2.$$

Недостатками обоих методов является то, что в конкретный момент времени нельзя сказать, в каком направлении действует алгоритм адаптации.

12.3.3. Метод скоростного градиента

В градиентных методах направление движения в алгоритмах определялось изменением направления самого градиента. В алгоритмах МСГ было предложено двигаться в каждый момент времени противоположно градиенту скорости изменения функционала качества.

$$J(e, t) = \frac{1}{2} e^T P e, \quad P = P^T > 0;$$

Цель: $\lim_{t \rightarrow \infty} J(e) = 0$.

Скорость:

$$S(e, \delta, \xi, t) = \frac{\partial J(e, t)}{\partial t} + \underset{e}{\text{grad}} J(e, t) \dot{e} = \frac{1}{2} e^T (A_0^T P + P A_0) e + e^T P B \delta W.$$

$$\dot{K} = \dot{\delta} = - \underset{\text{или } \Gamma}{\gamma} \cdot \underset{K}{\text{grad}} S(e, \delta, \xi, t), \quad \underset{\text{или } \Gamma}{\gamma} = \text{diag} > 0$$

$$\underset{K(\delta)}{\text{grad}} S = B^T P e W^T \Rightarrow \dot{\delta} = -\Gamma B^T P e W^T$$

Отсюда важный вывод:

Так как решение по МСГ совпадает по виду с решением по МФЛ, то для исследования свойств такого алгоритма можно применить функцию Ляпунова ранее использованного вида:

$$L(e, \delta) = \frac{1}{2} [e^T P e + \text{Tr}(\delta^T \Gamma^{-1} \delta)]; \quad P^T = P; \quad P > 0,$$

которая позволяет устанавливать свойства системы (сходимости, скорости сходимости) в большом и в целом.

Основное достоинство в том, что в любой момент времени, в явном виде контролируется направление изменения параметров. Он позволил объединить достоинства градиентных методов и метода Ляпунова.

12.3.4. Псевдоградиентные алгоритмы адаптации

Эти алгоритмы являются обобщением градиентных. Выбор направления осуществляется на основе следующего требования:

$\dot{K} = -\Gamma \Phi$, где Φ — функция, удовлетворяющая требованию:

$$\Phi^T \text{grad}_K J \geq 0;$$

$$\Gamma = \text{diag} > 0.$$

Т. е. если в какой-либо точке пространства определено направление градиента, но двигаться по нему по тем или иным причинам нельзя, то можно выделить полуплоскость такую, что направление остаётся положительным. Угол между grad и Φ — острый (рис. 12.3.4).

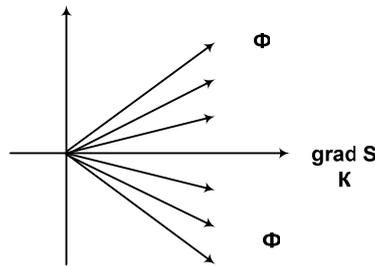


Рис. 12.3.4. Расположение векторов Φ и grad

Свобода выбора направлений движения приводит к необходимости предъявлять дополнительные требования к элементам матрицы Γ . Это позволяет построить хотя и более медленный процесс адаптации, но учесть ограничения реальной системы.

$\gamma_{ij} \geq 0, \lim \gamma_{ij} = 0, \int \gamma_{ij} dt = \infty, \int \gamma_{ij}^2 dt < \infty$ — это условия стохастической аппроксимации (первые два — для останова, вторые — для обеспечения достаточного времени работы алгоритма, так как элементы γ_{ij} не должны стремиться к нулю очень быстро, чтобы процесс адаптации произошёл).

12.3.5. Дискретные градиентные алгоритмы адаптации

Применение ЭВМ потребовало получения дискретных аналогов рассмотренных алгоритмов. Дальнейший анализ позволил построить ДГАА, основанный на минимизации невязки (e, δ) .

В дискретном варианте задача минимизации была сведена к решению системы счетных неравенств следующего вида:

$$F[k, t] \leq \varepsilon, \quad \varepsilon > 0;$$

$$\|\sigma_i(k)\| < \varepsilon, \quad \sigma = \delta^T W \text{ — система счётных неравенств};$$

В реальных ситуациях эти неравенства удобно выписывать последовательно по времени. Поэтому они получили название рекуррентных целевых неравенств, а алгоритмы, которые обеспечивают их выполнение, тоже строятся как рекуррентные, обеспечивающие достижение заданной цели, и

они получили название конечно сходящихся алгоритмов (КСА), т. к. это счётная система неравенств (после конечного числа коррекций эти алгоритмы обеспечивают достижение области оптимальности настроек с заданной точностью).

$K_{t+1} = f(K_t, \|\sigma_t(k)\| < \varepsilon)$ — КСА — основная идея: коррекция изменяемого коэффициента производится как проекция из исходной точки на допустимое целевое множество.

Изменение коэффициентов происходит при каждом нарушении целевых требований.

Наиболее известны алгоритмы типа «полоски» (целевое множество представляет собой полосу), когда ограничения задаются в виде модулей: $|K^T K_t - y_k| \leq \varepsilon$; и алгоритмы типа «эллипсоиды», когда ограничения задаются в виде многомерных ограничений. Широко используются алгоритмы типа Качмажа: $K_{t+1} = K_t + (y_t - v^T K_t)v \cdot \|v\|^{-2}$.

Алгоритмы рекуррентных целевых неравенств типа КСА находят широкое применение в задачах стабилизации программных движений благодаря малой чувствительности к искажениям исходных данных и факторам нелинейности, нестационарности.

12.4. Модификации алгоритма параметрической адаптации для улучшения динамики во вторичном контуре

Исходный алгоритм адаптации носит интегральный характер и может быть записан в интегральной или дифференциальной форме:

$$\dot{\delta} = \dot{K} = -Pew\Gamma \quad \text{или} \quad \delta = K = -\int_0^e Pev^T \Gamma dt.$$

Уравнение в интегральном виде имеет нейтральный характер (имеет нулевой корень), что приводит к медленной настройке средней составляющей, а увеличение коэффициентов приводит к увеличению колебательности и росту частоты колебаний вокруг средней точки. **Поэтому применяются различные модификации алгоритмов для улучшения динамики процессов во вторичном контуре.**

- Добавление дифференциального члена

$$\dot{\delta} = \dot{K} = -PeW^T \Gamma - \frac{d}{dt}(PeW^T) \Gamma_d; \quad \Gamma_d = \text{diag}(\gamma_{di}); \quad \gamma_{di} > 0$$

— улучшается качество, но увеличивается влияние помех

- Введение пропорциональной составляющей в правую часть (стабилизирующий член)

$$\dot{K} = -Pev^T \Gamma + DK, \quad D — \text{Гурвицева матрица.}$$

В этом случае система превращается из нейтральной в апериодическую инерциальную.

Недостаток состоит в том, что в асимптотике данный подход ведёт к ошибкам.

- Введение пропорционального члена

$$K = - \int \underbrace{PeW^T\Gamma}_{\substack{\text{пропорционально} \\ \text{квадрату ошибки}}} dt + GPe.$$

Применяется для того, чтобы закон работал лучше в пределах малых ошибок.

- Введение дополнительных ограничений в закон перестройки

$$\dot{K} = -\theta PeW^T\Gamma, \quad \theta_{ij} = \begin{cases} 1, & \underline{k} \leq k \leq \bar{k}, \quad \delta\dot{\delta} < 0, \\ 0, & k \leq \underline{k}, \quad k \geq \bar{k}, \quad \delta\dot{\delta} \geq 0. \end{cases}$$

Это исключает значительное перерегулирование и улучшает сходимость.

- Выравнивание скоростей настроек

$$\dot{K} = -Pe \cdot \text{sign}(W^T)\Gamma \text{ или } \dot{K} = -P \cdot \text{sign}(eW^T)\Gamma.$$

- Введение дополнительной зоны нечувствительности для предотвращения неограниченного «уползания» матрицы x при постоянных малых неизмеряемых возмущениях

$$\dot{K} = -\Phi PeW^T\Gamma, \quad \Phi = \begin{cases} 1, & \|A_{\text{э}}e\| \geq M_f; \\ 0, & \|A_{\text{э}}e\| < M_f. \end{cases}$$

Наличие нуля означает, что алгоритм перестройки не задействуется.

Каждая из приведённых модификаций может комбинироваться с другой и с исходным интегральным алгоритмом адаптации.

12.5. Оценка качества процессов в контуре адаптации и выбор констант в алгоритме адаптации

Модель ошибки (рис. 12.5):

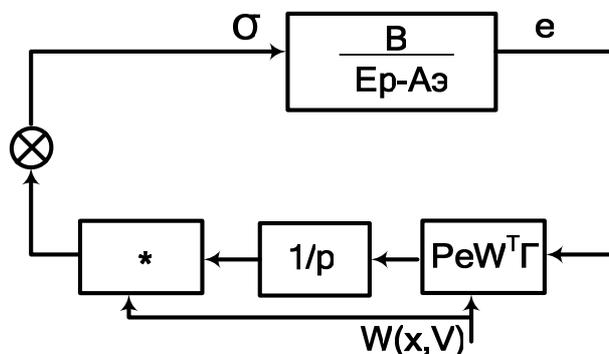


Рис. 12.5. Модель ошибки

Модель ошибки — одноконтурная, неавтономная, нестационарная нелинейная цепь с варьируемыми константами Р и Г. На входе цепи должен быть «частотно богатый» сигнал.

При правильной работе цепи все ошибки стремятся к нулю (в установившемся номинальном состоянии). Поэтому для получения прямых аналитических результатов применяется линеаризация процессов относительно точки равновесия и использование операторного преобразования, что позволяет улучшить характеристическое уравнение линеаризованной ошибки рассогласования (ХУЛОР).

12.5.1. Объект первого порядка

Основной контур: $\dot{x} = a(t)x + b(t)V$.

$V(\infty) = V_0$ — установившийся режим.

Эталонная модель:

$$\dot{x}_3 = a_3x + b_3V;$$

$$a, a_3 < 0, a(t) = a_3 + \Delta a(t);$$

$$b, b_3 > 0, b(t) = b_3 + \Delta b(t);$$

$$e = x_3 - x;$$

$$\hat{e} = \hat{x}_3 - x = a_3e + \Delta ax + \Delta bV.$$

Применим технологию функции Ляпунова:

$$V = 0.5(e^2 + \frac{1}{\alpha}\Delta a_2 + \frac{1}{\beta}\Delta b^2) > 0;$$

$$\dot{V} = \dot{e}e + \frac{1}{\alpha}\Delta a \cdot \dot{a} + \frac{1}{\beta}\Delta b \cdot \dot{b} = a_3e^2 + \Delta a(ex + \frac{1}{\alpha}\Delta \dot{a}) + \Delta b(eV + \frac{1}{\beta}\Delta \dot{b}) \leq 0.$$

Проще всего эти требования выполнить путем обнуления второго и третьего слагаемых:

$$\Delta \dot{a} = -\alpha ex;$$

$$\Delta \dot{b} = -\beta ex.$$

$\alpha, \beta > 0$ — ограничение, но проблема выбора все же остается

В качестве точки равновесия задается эталонный процесс — нулевой.

$$\dot{x}_0 = a_3x_0 + b_3V_0$$

Далее можно проводить линеаризацию вдоль этого процесса.

При правильной настройке:

$$e_0 = \dot{e}_0 = 0 \quad \Delta a_0 = 0 \quad \Delta b_0 = 0$$

Линеаризуем уравнения:

$$\begin{cases} \Delta \dot{e} = a_3 \Delta e + \Delta a x_0 + \Delta b V_0; \\ \Delta a = -\alpha \cdot \Delta e \cdot x_0; \\ \Delta b = -\beta \cdot \Delta e \cdot x_0. \end{cases}$$

$\Delta \ddot{e} - a_3 \Delta \dot{e} + (\alpha x_0^2 + \beta x_0^2) \Delta e = 0, \Delta e \neq 0$ — линейризованное уравнение относительно e . В него входят те константы α, β , которые необходимо выбирать.

$p^2 - a_3 p + K = 0$ — характеристическое уравнение (рис. 12.5.1а).

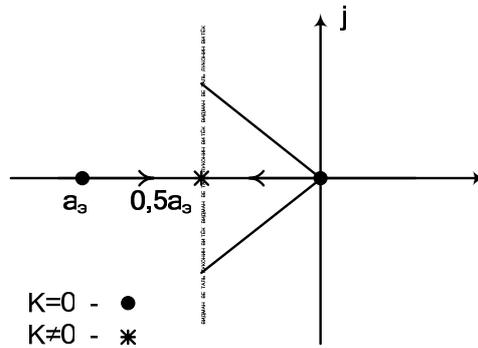


Рис. 12.5.1а. Корни характеристического уравнения

При $K \neq 0$ корни стремятся к $a_3/2$. При дальнейшем увеличении K получается пара комплексно сопряженных корней. Наилучшее качество достигается в области, лежащей около угла 45° . Таким образом, можно выбрать α и β .

Модификации:

- $p^2 - (a_3 - K')p + K = 0$.

Точка сдвинется, степень устойчивости увеличится (рис. 12.5.1б).

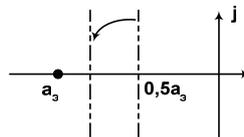


Рис. 12.5.1б.

$$1 + \frac{K + K'p}{p(p - a_3)} = 0.$$

- $(p + \gamma)(p - a_3) + K = 0$.

Нулевой полюс смещается в точку γ (рис. 12.5.1в). Процесс может носить более устойчивый характер.

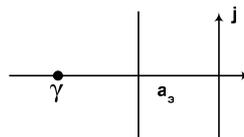


Рис. 12.5.1в.

$$1 + \frac{K}{(p + \gamma)(p - a_3)} = 0.$$

$$\text{Исходная форма — } 1 + \frac{K}{p(p - a_3)} = 0.$$

Номинальные формы для построения корневого годографа:

$$1 + \frac{K + K'p}{p(p - a_3)} = 0 \text{ и } 1 + \frac{K}{(p + \gamma)(p - a_3)} = 0.$$

Анализ поведения корней ХУЛОР в зависимости от значений номинальных составляющих и констант АА позволяет судить о скорости сходимости процессов во вторичном контуре и производить сравнение различных модификаций АА.

12.5.2. Объект второго порядка

Основной контур:

$$\begin{vmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ a_{21}(t) & a_{22}(t) \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} x_1 \\ x_2 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ b_2(t) \end{vmatrix} \cdot V.$$

Эталонная модель:

$$\begin{vmatrix} \dot{x}_{1\vartheta} \\ \dot{x}_{2\vartheta} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ a_{21}^{\vartheta} & a_{22}^{\vartheta} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} x_{1\vartheta} \\ x_{2\vartheta} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ b_2^{\vartheta} \end{vmatrix} \cdot V;$$

$$a_{21}(t) = C_{21}^0 + K_{21}^A(t) = C_{21}^0 + K_{21}^{opt} + \Delta K_{21}^A;$$

$$a_{22}(t) = C_{22}^0 + K_{22}^A(t) = C_{22}^0 + K_{22}^{opt} + \Delta K_{22}^A;$$

$$b_2(t) = C_2^0 + K_2^B(t) = C_2^0 + K_2^{opt} + \Delta K_2^B.$$

Уравнение ошибок:

$$\begin{vmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ a_{21}^{\vartheta} & a_{22}^{\vartheta} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} e_1 \\ e_2 \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ -\Delta K_{21}^A & -\Delta K_{22}^A \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} x_1 \\ x_2 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ \Delta K_2^B \end{vmatrix};$$

$$\dot{e}_1 = \dot{e}_2;$$

$$\Delta \dot{K}_{2i}^A = \alpha_{2i} \int_{t_0}^{t_0+Ta} y_i dt, i=1,2; \Delta \dot{K}_2^B = \beta_2 \int_{t_0}^{t_0+Ta} z dt, \text{ где } Ta \text{ — время адаптации;}$$

$$y_i = \sum_{j=1}^2 e_j p_{j2} x_i; z = \sum_{j=1}^2 e_j p_{j2} V;$$

$$y_1 = (e_1 p_{12} + e_2 p_{22}) x_1;$$

$$y_2 = (e_1 p_{12} + e_2 p_{22}) x_2.$$

Уравнение Ляпунова:

$$A_3^T + P A_3 = -Q$$

$$P = P^T > 0; Q = Q^T \leq 0.$$

Обычно $Q = \begin{vmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{vmatrix}$.

Для точки равновесия при $t \rightarrow \infty$ $e_1 = e_2 = 0$.

$$\Delta \ddot{e}_1 = \Delta \dot{e}_2 = a_{21} \Delta e_1 + a_{22} \Delta e_2 - x_{10} \Delta K_{21}^A - x_{20} \Delta K_{22}^A - V_0 \Delta K_2^B;$$

$$\Delta \dot{K}_{21}^A = \alpha_{21} \cdot (p_{12} \Delta e_1 + p_{22} \Delta e_2) \cdot x_{10};$$

$$\Delta \dot{K}_{22}^A = \alpha_{22} \cdot (p_{12} \Delta e_1 + p_{22} \Delta e_2) \cdot x_{20};$$

$$\Delta \dot{K}_2^B = \beta_2 \cdot (p_{12} \Delta e_1 + p_{22} \Delta e_2) \cdot V_0;$$

S — оператор дифференцирования.

$$S \left[S^2 + a_{21} S - a_{22} \right] + (P_{12} + P_{22} S) \cdot (\alpha_{21} x_{10}^2 + \alpha_{22} x_{20}^2 + \beta_0 V_0) = 0,$$

где $(\alpha_{21} x_{10}^2 + \alpha_{22} x_{20}^2 + \beta_0 V_0)$ — характеристический полином.

Пусть Δ_{ϑ} — полином эталона.

Номинальная форма:

$$1 + \frac{K \cdot \sum_{j=1}^2 P_{j2} S^{j-1}}{S \Delta_{\vartheta}(S)} = 0;$$

$$K = \sum_{j=1}^n \alpha_{nj} x_{j0}^2 + \sum_{k=1}^r \beta_{rk} V_{k0}^2 \text{ — для } n\text{-го порядка и } r \text{ входов.}$$

В 70–80-е годы под руководством профессора Обернского университета (Алабама) Б. Д. Саймона был выполнен ряд работ по выработке единого подхода к классификации целого спектра алгоритмов адаптации с помощью технологии ХУЛОР. Это позволило объединить большое число работ в единую структуру. Линеаризация позволила перейти к упрощенной структуре модели ошибки (рис. 12.5.2).

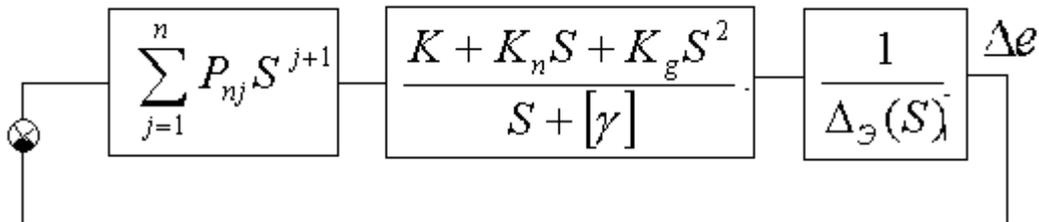


Рис. 12.5.2. Упрощенная модель ошибки

Общим для всех АА является представление структуры в виде трех блоков. В первом и втором блоке располагаются параметры матрицы P и

параметры коэффициентов, которые зависят от выбора АА и значения установленного режима.

Первый блок характеризует весовой учет координатной ошибки и ее производной. Этот блок называется терм-фактором (временным фактором).

Второй блок определяется выбором вида АА и может носить характер пропорционального — $\frac{K}{S}$, пропорционально-интегрального — $\frac{K_1 + K_2 S}{S}$ или ПИД — $\frac{(K_1 + K_2 S + K_3 S^2)}{S}$ законов с вариантами, включающими стабилизирующие, корректирующие члены:

$$\frac{K}{S + \gamma} \quad \frac{K_1 + K_2 S}{S + \gamma} \quad \frac{(K_1 + K_2 S + K_3 S^2)}{S + \gamma}.$$

Этот блок называется форм-фактором. В схеме представлен дополнительным форсирующим звеном.

Третий блок содержит характеристический полином эталонной модели.

Анализ свойств линеаризованного контура может быть произведен с помощью методов корневого анализа (корневого годографа). Могут быть легко даны рекомендации по выбору варьируемых параметров АА.

Все модификации алгоритма адаптации могут быть сведены в таблицу с определением предельных свойств каждого из вариантов.

13. РЕАЛИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ АДАПТИВНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ

С решением задачи определения структуры контура адаптации задача синтеза системы адаптивного управления принципиально решена.

Недостатком предложенных ранее алгоритмов является требование полной измеряемости вектора состояния, что выполняется крайне редко. Поэтому для использования как в регуляторе, так и в алгоритме адаптации необходимо применение структуры восстановления неизмеряемых координат или процедуры оценивания.

13.1. Схема с использованием стационарного наблюдателя

$$\text{ОУ: } \dot{x} = Ax + Bu, \quad y = Cx;$$

$$\text{АР: } u = -K_A \hat{x} + K_B v.$$

Наблюдатель: в нём, построенном по типовой схеме, можно задействовать параметры эталонной модели:

$$\dot{\hat{x}} = A_3 \hat{x} + G(y - C\hat{x}) + B_3 v, \quad e_H = x - \hat{x} \rightarrow 0;$$

$$\dot{\hat{e}} = (A_3 - GC - BK_A^0) \hat{e} + B\delta_A \hat{x} + B\delta_B v.$$

Матрицу G можно выбирать достаточно свободно. За счёт неё можно добиваться необходимой устойчивости. В детерминированном варианте при выборе G обычно прибегают к заданию спектра матрицы, и тогда наблюдатель называется *наблюдателем Люенбергера*, а в стохастическом — используют фильтр Калмана, и тогда наблюдатель называется *наблюдателем Калмана-Бьюсси*.

$$\text{ЭМ: } \dot{x}_3 = A_3 x_3 + B_3 v;$$

$$\dot{e} = A_3 e + BK_A^0 \hat{e} + B\delta_A \hat{x} + B\delta_B v.$$

Условия согласованности:

$$\begin{cases} A_3 = A + BK_A^0; \\ B_3 = BK_B^0. \end{cases}$$

Коррекция матриц A и B :

$$\begin{cases} \dot{\delta}_a = \dot{K}_A = -B^T P e \hat{x}^T \Gamma_A; \\ \dot{\delta}_b = \dot{K}_B = -B^T P e v^T \Gamma_B. \end{cases}$$

Изобразим схему, следующую из этих формул (рис. 13.1):

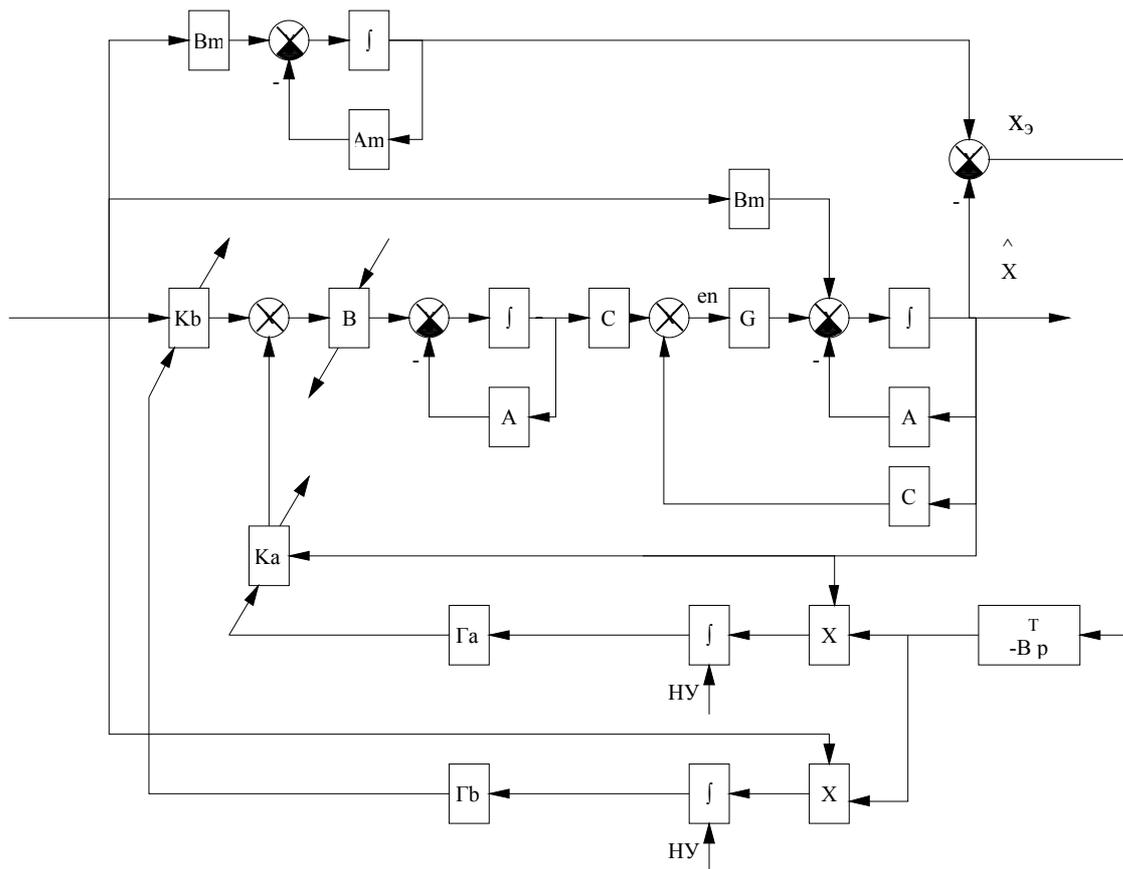


Рис. 13.1. Структура системы, построенной с использованием стационарного наблюдателя

Процедура оценивания должна быть значительно более быстрой, чем процедура изменения параметров (эти процедуры влияют друг на друга). Это записывается следующим образом:

$$\min_j \operatorname{Re}(-\lambda_j) \geq 2 \max_i \operatorname{Re}(-\lambda_i).$$

\uparrow \uparrow
 A_0 $(A_0 - GC - BK_A^0)$

Ограничение: асимптотическая устойчивость имеет место только тогда, когда матрицы A_0 и $(A_0 - GC - BK)$ — Гурвицевы.

Основное достоинство состоит в том, что нет процедуры параметрической идентификации в схеме оценивания неизмеряемых элементов вектора состояния. Это возможно при условиях параметрической сходимости замкнутого первичного контура к эталонному режиму. Такой подход позволяет значительно экономить вычислительные затраты в блоке стационарного наблюдателя, упрощать структуру.

Кроме схемы полного наблюдателя часто используются редуцированные структуры, построенные по наблюдателю Люенбергера (восстановление вектора X упрощается за счет того, что Y уже доступен).

13.2. Схема с использованием адаптивного ПИД-регулятора

В предыдущей схеме фактически задействовано пропорциональное управление. Оно обладает рядом недостатков:

- отсутствие возможности ликвидировать статическую ошибку, что понижает точность;
- невозможность достичь требуемого качества (либо малое быстродействие, либо большая колебательность);

и др.

Для устранения этих недостатков используют ПИД регуляторы.

Для технологических процессов наибольшее распространение получили ПИ и ПИД регуляторы. Необходимость регулирования по интегральной и дифференциальной составляющим существенно усложнило бы предыдущую схему — появилось бы ещё четыре контура управления в добавок к уже существующим двум.

Применяется комплексная форма: соединение стандартного ПИД регулятора с адаптивным пропорциональным регулятором (адаптация пропорциональной составляющей):

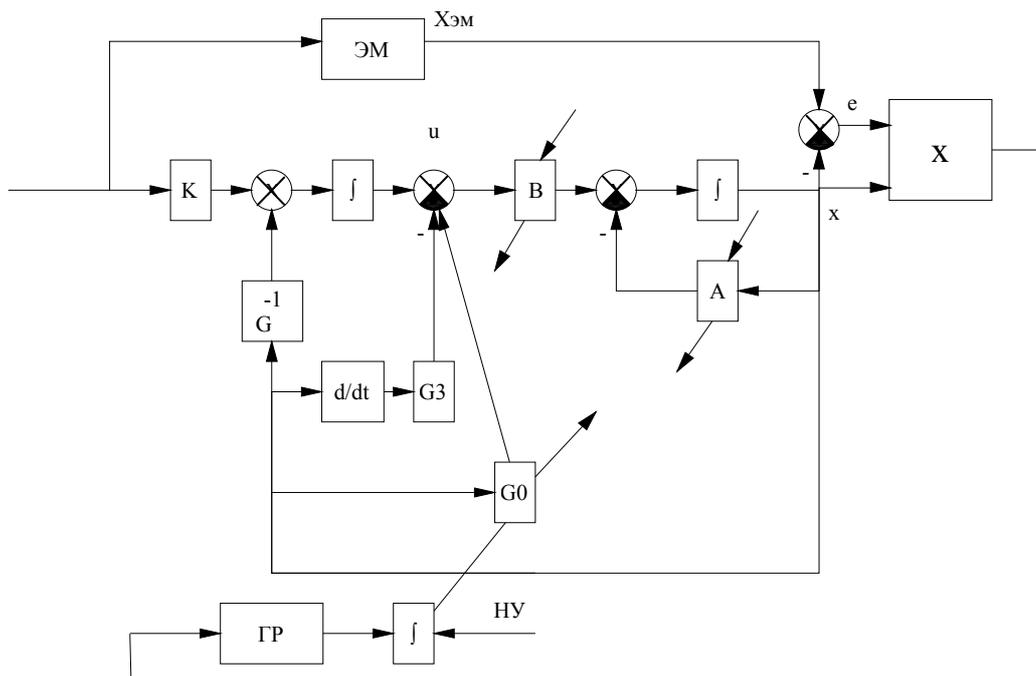


Рис. 13.2. Структура системы, построенной с использованием адаптивного ПИД-регулятора

Перестройка интегральной и дифференциальной составляющих не дает хороших результатов. Данная идеология построения промышленных регуляторов была рекомендована в качестве основы нового поколения адаптивных регуляторов в АСУТП на нижнем уровне в цифровой универсальной форме.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фомин В. Н., Фрадков А. Л., Якубович В. Н. Адаптивное управление динамическими объектами. — М.: Наука, 1981. — 448 с.
2. И. Б. Ядыкин, В. М. Шумский, Ф. А. Овсепян. Адаптивное управление непрерывными технологическими процессами. — М: Энергоатомиздат, 1984. — 240 с.
3. Козлов Ю. М., Юсупов Р. М. Беспорисковые самонастраивающиеся системы. — М.: Наука, 1969. — 455 с.
4. Куропаткин П. В. Оптимальные и адаптивные системы: Учеб. пособие для вузов. — М.: Высш. школа, 1980. — 287 с.
5. Чураков Е. П. Оптимальные и адаптивные системы. — М.: Энергоиздат, 1987. — 256 с.
6. Красовский А. А. Справочник по теории автоматического управления. — М.: Наука, 1987. — 712 с.
7. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления: Учебник для вузов / К. А. Пупков, Н. Д. Егупов, Е. А. Гаврилов; Под ред. Н. Д. Егупова; Федер. целевая прогр. «Гос. поддержка интеграции высш. образования и фундам. науки». — 2-е изд. — М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2002. — 744 с.
8. Изерман Р. Цифровые системы управления. Пер. с англ. — М.: Мир, 1984. — 541 с.
9. Автоматизация настройки систем управления. / Ротач В. Я., Ключев А. С. и др.: Под ред. Ротача В. Я. М.: Энергоатомиздат, 1984, 272 с.
10. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением/Ю. А. Борцов, Н. Д. Поляхов, В. В. Путов. — Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1984. — 216 с.
11. Цыпкин Я. З. Адаптация и обучение в автоматических системах. — М.: Наука, 1968.
12. Шароватов В. Т. Обеспечение стабильности показателей качества автоматических систем. — Л.: Энергоатомиздат, 1987. — 176 с.