



Министерство образования и науки Российской Федерации

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Пермский национальный исследовательский
политехнический университет»

Ю.Н.Хижняков

Современные проблемы теории управления

*Утверждено
Редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия*

Издательство
Пермского национального исследовательского
политехнического университета
2014

УДК 621.311.23:629.12

Рецензенты:

д-р техн. наук, профессор А.А. Южаков
Пермский национальный исследовательский
политехнический университет);
канд. техн. наук С.В. Березняков
(ОАО «СТАР», г. Пермь)

Хижняков, Ю.Н.

Современные проблемы теории управления: учеб. пособие. – Пермь:
Изд-во Перм. нац. исслед. политехн. ун-та, 2014. – 160 с.

Рассмотрены базовые положения теории интеллектуальных, экспертных, робастных, групповых, многорежимных, адаптивных систем управления детерминированными объектами, нечеткого и нейронного управления недетерминированными объектами. Разработаны алгоритмы и приведены примеры с применением нейронной технологии.

Предназначено для студентов магистерской подготовки, а также аспирантов, специализирующихся в области информационных технологий и проектировании управляющих систем образовательной программы магистратуры.

УДК 621.311.23:629.12

© ПНИПУ. 2014

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. Основы теории интеллектуального управления.....	8
2. Экспертные системы управления.....	21
2.1. Характеристики экспертных систем.....	26
3. Робастные системы управления.....	30
4. Системы группового управления.....	42
4.1. Метод статических характеристик	43
4.2. Метод мнимостатических характеристик	45
4.3. Метод базового генератора.....	47
4.4. Метод квазиастатических характеристик.....	48
4.4.1. Релейно-логическое управление параллельной работой СГ в полярной системе координат.....	49
4.4.2. Реализация метода квазиастатических характеристик с применением адаптивных нечетких регуляторов.....	57
5. Многорежимное управление.....	64
5.1. Основы теории многорежимного управления.....	64
5.2. Отладочный комплекс систем многорежимного управления.....	70
6. Адаптивного системы управления.....	74
6.1. Метод графа сигналов.....	74
6.2. Адаптивные системы с жесткой эталонной моделью.....	80
6.3. Метод активной адаптации.....	81
7. Нечеткое управление.....	88
7.1. Основы теории нечеткого управления.....	88
7.2. Использование системы <i>SCADE Suite</i> для моделирования нечетких систем управления.....	104
7.3. Проектирование системы с нейро-нечетким управлением.....	107
7.4. Моделирование в системе <i>SCADE Suite</i>	110
7.4.1. Моделирование элементов адаптивного фаззификатора.....	110
7.4.2. Моделирование активационного блока.....	117
7.4.3. Описание исследуемых объектов.....	120
8. Нейронное управление.....	126
8.1. Основы теории нейронного управления.....	126
8.2. Нечеткая нейронная продукционная сеть <i>ANFIS</i>	130
8.3. Примеры применения нейронной технологии.....	132
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	154
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	155

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время высшая школа РФ выполняет переход на уровневую систему высшего профессионального образования, регламентируемую принятым Законом «Об образовании в РФ» [1]. Введенные в 2011г. новые Федеральные государственные образовательные стандарты высшего профессионального образования (ФГОС ВПО) устанавливают новые требования и вносят существенные изменения в реализуемые основные образовательные программы, обусловленные, в первую очередь, введением компетентного подхода в организацию образовательного процесса, основанного на деятельностной модели подготовки выпускника вуза.

В связи с этим проведение лекционных занятий по дисциплине основывается на активном методе обучения, при котором студенты являются активными участниками занятия, отвечающие на заранее намеченный преподавателем список вопросов, стимулирующих ассоциативное мышление и установления связей с ранее освоенным материалом. Практические занятия проводятся на основе реализации метода обучения действием: определяются проблемные области; формируются группы для их решения; каждое практическое занятие проводится по своему алгоритму. Проведение семинарских занятий основывается на интерактивном методе обучения, при котором учащиеся взаимодействуют не только с преподавателем, но и друг с другом. При этом доминирует активность учащихся в процессе обучения. Место преподавателя в интерактивных семинарских занятиях – направление деятельности магистрантов на достижение целей занятия [2, 3].

Характер дисциплины «Современные проблемы теории управления» допускает веб-занятия: дистанционные лекции, семинары, практические занятия. Они используют специализированные образовательные форумы, на которых пользователи взаимодействуют по определённой теме или проблеме с помощью записей, оставляемых на одном из сайтов с установленной на нем соответствующей программой. Это дает возможность многодневной работы с асинхронным характером взаимодействия магистров и преподавателя.

Учебный курс «Современные проблемы теории управления» рассматривает построение алгоритмов с максимальным быстродействием и возможность их реализации. Применение машин фон Неймана с последовательной процедурой расчетов требует переосмысливания, т.е. наступает эра распараллельных, многопроцессорных вычислительных устройств, связанных с развитием электроники [4]. К таким вычислительным средствам можно отнести нейрокомпьютеры, у которых основной операционный блок построен на основе нейронной сети и реализуется нейросетевыми алгоритмами.

Основная идея создания нейронной ЭВМ является как аналого-цифровой, где «быстрая» – аналоговая часть выполняла бы многомерные операции в пороговом базисе, а «медленная» – в цифровом виде. Создание нейронных ЭВМ требует построения новых алгоритмов решения многомерных задач. Основным аппаратом построения нейронных алгоритмов является теория нейронных сетей, где базисом для большинства задач является базис $\{\sum ax\}$, к таким задачам относятся: задачи

векторной алгебры, преобразования Фурье, задачи оптимизации, решение дифференциальных уравнений, уравнений Пуассона, Эйлера, эллиптических уравнений и пр.

В настоящее время в виду отсутствия нейрокомпьютеров необходимое распараллеливание с целью повышения производительности вычислений можно обеспечить применением систем реального времени (СРВ). В СРВ правильность функционирования зависит не только от логической корректности, но и от времени, за которое эти вычисления производятся. Реальное время есть программное обеспечение (продукт), утвержденное международным стандартом IEEE 610.12 – 1990 [5].

Реальное время относится к системе или режиму работы, в котором вычисления производятся в течение времени, определяемого внешним процессором. Основное требование к СРВ заключается в том, чтобы эти системы должны выполнять свои операции вовремя. В системах реального времени быстродействие управления адекватно скорости протекания физических явлений на регулируемом объекте. Увеличение времени, необходимого на опрос датчиков и времени формирования управляющего воздействия, может оказать отрицательное влияние на качество управления в случае задач реального времени [6, 7].

СРВ предсказуемо (в смысле времени реакции) реагируют на не предсказуемые (по времени появления) внешние события. Предсказуемость или детерминированность СРВ позволяет разработчику обеспечить функциональность и корректность спроектированной системы. При этом скорость реакции системы важна только относительно скорости протекания внешних процессов, за которыми СРВ должна следить, или которыми должна управлять. СРВ призваны решать задачи за определенное выделенное время, максимальное его значение называется критическим сроком обслуживания.

Задачи реального времени по виду ограничений делятся:

- на задачи «жесткого» реального времени, когда запросы на формирование управляющего воздействия в контуре должны строго выполняться. Понятие задачи «жесткого» реального времени исключает в принципе невыполнение задачи за критический срок обслуживания. Нарушение критических сроков обслуживания может привести к значительному материальному ущербу, к трагедии, например, в авиации. Для проверки, что такая система соответствует своим временным ограничениям, применяют расширенное моделирование и т.п.

- задачи «мягкого» реального времени, когда запросы не всегда выполняются, но при планировании вероятность этих нарушений было бы уменьшена. Задачи «мягкого» реального времени допускают нарушение выполнения задачи или за выход критического срока обслуживания. Это нарушение критических сроков обслуживания может привести к незначительному материальному ущербу, например, требует дополнительной обработки сигнала:

- задачи с постоянной периодичностью появления запросов и их длительностью;

- задачи с динамическими изменяемыми параметрами (период измерения, обработка измеряемых параметров и т.п.).

В СРВ необходимо знание резерва количества свободного времени, для оценки которого целесообразно использовать аппарат нечеткой логики для систем

автоматического управления объектами с неопределенным и определенным математическим описанием. К таким системам можно отнести системы с недетерминированным управлением, т.е. системы с нечетким и нейро-нечетким управлением. Применения СРВ к системам с неполным описанием объекта регулирования возможно, так как процедура обработка информации внутри таких систем абсолютно нейтральна и все требования, которые выдвигают СРВ здесь необходимо строго выполнять. Рассмотрим более подробно реализацию нечеткого и нейро-нечеткого управления.

Современные проблемы автоматизации сложных нелинейных (недетерминированных) объектов связаны с отсутствием их математического описания. Примером таких объектов может быть параллельная работа источников электроэнергии, авиационный двигатель, объекты с внутренним противоречием управления и т.д. Как правило, недетерминированные объекты разного класса требуют разного рода управления: группового, многорежимного, адаптивного, нечеткого, нейро-нечеткого других видов управления.

Так, например, групповое управление связано с параллельной работой источников электроэнергии (синхронных генераторов, аккумуляторов и т.д.). Для их управления разработаны разные методы: метод статических характеристики, метод мнимостатических характеристик, метод квазиастатических характеристик, метод базового генератора и т.д.[9].

Недетерминированный объект, например авиационный двигатель, имеет один вход (дозирующее устройство) и несколько выходов (частота вращения свободной турбины (ротор компрессора низкого давления) ротора компрессора высокого давления, температура газа в камере сгорания, давление воздуха за компрессором высокого давления и т.д.). Работа авиационного двигателя на земле, режимах взлета и крейсерской скорости требует многорежимного управления [10].

Нечеткое управление недетерминированных объектов с нечетким математическим описанием снимает неопределенность в СРВ с помощью алгоритмов Заде, Мамдани, Ларсена, Тцукамото, Сугено-Такаги. Недостатком нечеткого управления является отсутствие адаптивности, которое устраняется методами: стохастической аппроксимации, Уидроу-Хоффа, последовательного обучения и т.д. [11, 12].

Нечетко-нейронное управление есть разновидность нечеткого управления (например, сеть *Anfis* и ее модификации: алгоритмы Сугено-Такаги, Ванга-Менделя и *TSK*) [13].

Проблему автоматизации регулируемых объектов при отсутствии их математического описания впервые (в 1942 году) решили Циглер и Никольс, где при поиске оптимальных настроек ПИД-регулятора использовали декремент затухания, равный четырем [14]. Циглер и Никольс предложили два варианта метода настройки регулятора:

- на отклике объекта на единичный скачок;
- на исследовании частотных характеристиках объекта.

Для расчета параметров по первому методу используется два параметра: α , L . Формулы для расчета коэффициентов приведены в табл.1.

Таблица 1

Регулятор	Расчет по отклику на скачок			Расчет по частотным параметрам		
	K	T_{II}	T_d	K	T_{II}	T_d
П	$1/\alpha$	—	—	$0,5/K_{180}$	—	—
ПИ	$0,9/\alpha$	$3L/K$	—	$0,4/K_{180}$	$0,8T_{180}/K$	—
ПИД	$1,2/\alpha$	$0,9L/K$	$0,5LK$	$0,6/K_{180}$	$0,5T_{180}/K$	$0,125T_{180}/K$

В данном методе параметры регулятора рассчитываются исходя из требования к декременту затухания равного 4.

В другом варианте метода в качестве исходных данных для расчета используют частоту ω_{180} , на которой сдвиг фаз в разомкнутом контуре достигает 180° , и модуль коэффициента передачи объекта на этой частоте K_{180} . Зная параметр ω_{180} , сначала находят период собственных колебаний системы $T_{180} = 2\pi/\omega_{180}$, а затем определяют параметры регулятора. Точность настройки регулятора и недостатки обоих вариантов метода одинаковы.

В отличие от Циглера и Никольса, авторы *Chien, Hrones* и *Reswick* разработали *CHR*-метод [14], где использовали критерий максимальной скорости нарастания при отсутствии перерегулирования или при наличии 20 %-го перерегулирования, что позволяет увеличить запас устойчивости.

Формулы для расчета коэффициентов регулятора по методу *CHR* по отклику на изменение уставки приведены в табл.2.

Таблица 2

Регулятор	без перерегулирования			с 20%- перерегулированием		
	K	T_{II}	T_d	K	T_{II}	T_d
П	$0,3/\alpha$	—	—	$0,7/\alpha$	—	—
ПИ	$0,35/\alpha$	$1,2L/K$	—	$0,6/\alpha$	L/K	—
ПИД	$0,6/\alpha$	L/K	$0,5LK$	$0,95/\alpha$	$1,4L/K$	$0,47LK$

Применение *CHR*-метода дает две разные системы параметров настройки регуляторов. Первая система получена при наблюдения отклика на изменение уставки, а вторая – при наблюдении отклика на внешние возмущения. Выбор системы зависит от того, что важнее для регулятора: качество регулирования при изменении уставки или ослабление внешних воздействий. При *CHR*-методе используется аппроксимация объекта моделью первого порядка с задержкой. Данные аналитические (формульные) методы настроек регуляторов в связи с появлением мощных контроллеров и персональных компьютеров утратили свою значимость с появлением метода активной адаптации [15]. Согласно данному методу периодически с определенным интервалом времени проводится идентификация объекта с целью определения коэффициентов модели объекта, конструкция которой задана, а затем выполняется коррекция настроек ПИ-регулятора. Итерационная процедура идентификации и оптимизации (ИПИО) объекта успешно применяется в настоящее

время для автоматизации нелинейных объектов с переменными параметрами. К недостаткам ИПИО можно отнести невозможность использования конструкции эталонной модели с комплексными корнями. С появлением нечеткого управления процедура ИПИО была заменена коррекцией компонент ПИД-регулятора тремя нечеткими регуляторами [16]. Данная методика может успешно применяться и для релейно-импульсных ПИД-регуляторов (РИПИД-регуляторы) [17].

Разработка управления недетерминированными объектами в СРВ связана с проблемой устойчивости. Однако с начала 80-х годов и до настоящего времени разрабатываются методы анализа, где в разной степени используют динамические модели регулируемого объекта и / или регулятора. В [18, 19] рассмотрены автоматные и реляционные нечеткие динамические модели, системы и методы исследования их устойчивости. Область применения автоматных нечетких динамических моделей (матрицы решений) пригодна для описания регуляторов, имеющих один выход и не более, чем два входа. Реляционные уравнения отношений имеют больше теоретическую, чем практическую ценность. В работе [20] авторы применяют метод Ляпунова для исследования устойчивости нечетких систем управления.

В случае известного дифференциального уравнения замкнутой САР с недетерминированным объектом, но с переменными коэффициентами исследование устойчивости возможно с помощью полиномов Харитонов В.Л. [21] либо с применением теоремы о малом коэффициенте усиления [22].

Статическую устойчивость замкнутых САР с недетерминированным объектом и единичной жесткой отрицательной обратной связью можно корректировать вариацией настроек нечеткого регулятора [23], изменением настроек адаптивного нечеткого регулятора [23], а также введением нечеткой обратной связью, реализованной на базе многоуровневого релейного элемента, управляемого разностью текущего и заданного минимального значения частотного показателя колебательности M [24] предиктивное нечеткое управление [25], использующее прогнозирующие нечеткие динамические модели (модели отношения); нечеткое логическое управление (композиционное правило Заде) [26].

Решение задачи адаптивности и устойчивости управления недетерминированных объектов с целью поиска компромисса между устойчивостью и качеством работы САР с применением нечеткой обратной связи определяет ее актуальность.

Рассмотрим основные направления решения данной проблемы.

1. Основы теории интеллектуального управления

Современное понятие интеллектуальных систем (ИС) сформировалось в процессе развития теоретических основ кибернетики, современной теории управления, теории алгоритмов, развития современных информационных технологий и обобщения накопленных научных знаний, методов и средств в области искусственного интеллекта (ИИ) [27...34]. Единого общепризнанного определения интеллектуальной системы (как, впрочем, и искусственного интеллекта) не существует. В начальном периоде развития ИИ (в 60-х годах прошлого века) под ИС понимали автоматические системы, способные успешно решать задачи, традиционно относимые к сфере деятельности человека (распознавание визуальных и звуковых обра-

зов, игра в шахматы, шашки, доказательство теорем и т.д.). Затем к ИС стали относить системы, моделирующие на компьютере работу клеток мозга и мышления человека. В 1950 году британский математик Алан Тьюринг опубликовал в журнале «*Mind*» свою работу «Вычислительная машина и интеллект», в которой описал тест для проверки программы на интеллектуальность. Он предложил поместить исследователя и программу в разные комнаты и до тех пор, пока исследователь не определит, кто за стеной - человек или программа, считать поведение программы разумным. Это было одно из первых определений интеллектуальности, то есть А. Тьюринг предложил называть интеллектуальным такое поведение программы, которое будет моделировать разумное поведение человека.

С тех пор появилось много определений ИС и ИИ. Сам термин ИИ (*AI - Artificial Intelligence*) был предложен в 1956 году на семинаре в Дартмутском колледже (США). Приведем некоторые из этих определений. Д. Люгер в своей книге определяет «**искусственный интеллект** как область компьютерных наук, занимающуюся исследованием и автоматизацией разумного поведения».

Предмет исследования искусственного интеллекта

Возникновение понятия интеллектуальных систем тесно связано с понятием ИИ и современной теории управления.

В учебной литературе по ИС дается такое определение: «**Искусственный интеллект** – это одно из направлений информатики, целью которого является разработка аппаратно-программных средств, позволяющих пользователю непрограммисту ставить и решать свои, традиционно считающиеся интеллектуальными задачи, общаясь с ЭВМ на ограниченном подмножестве естественного языка»

Таким образом, предметом ИИ является изучение интеллектуальной деятельности человека, подчиняющейся заранее неизвестным законам. ИИ это все то, что не может быть обработано с помощью алгоритмических методов.

Система – множество элементов, находящихся в отношениях друг с другом и образующих причинно-следственную связь.

Адаптивная система – это система, которая сохраняет работоспособность при непредвиденных изменениях свойств управляемого объекта, целей управления или окружающей среды путем смены алгоритма функционирования, программы поведения или поиска оптимальных, в некоторых случаях просто эффективных, решений и состояний. Традиционно, по способу адаптации различают самонастраивающиеся, самообучающиеся и самоорганизующиеся системы.

Информационная система – адаптивная система, позволяющая строить программы целесообразной деятельности по решению поставленных перед ними задач на основании конкретной ситуации, складывающейся на данный момент в окружающей их среде. К сфере решаемых ИС задач относятся задачи, обладающие, как правило, следующими особенностями:

- в них неизвестен алгоритм решения задач (интеллектуальные задачи);
- в них используется помимо традиционных данных в числовом формате информация в виде изображений, рисунков, знаков, букв, слов, звуков;

– в них предполагается наличие выбора (не существует алгоритма - это значит, что нужно сделать выбор между многими вариантами в условиях неопределенности). Свобода действий является существенной составляющей интеллектуальных задач.

Интеллектуальные робототехнические системы (ИРС) содержат переменную, настраиваемую модель внешнего мира и реальной исполнительной системы с объектом управления. Цель и управляющие воздействия формируются в ИРС на основе знаний о внешней среде, объекте управления и на основе моделирования ситуаций в реальной системе. О каких признаках интеллекта уместно говорить применительно к ИС?

1. ИС должна уметь в наборе фактов распознать существенные факты.
2. ИС способны из имеющихся фактов и знаний сделать выводы не только с использованием дедукции, но и с помощью аналогии, индукции и т. д.
3. ИС должны быть способны к самооценке - обладать рефлексией, то есть средствами для оценки результатов собственной работы.
4. С помощью подсистем объяснения ИС может ответить на вопрос, почему получен тот или иной результат.
5. ИС должна уметь обобщать, улавливая сходство между имеющимися фактами.

Следует определить также понятие **знания** – центрального понятия в ИС. Рассмотрим несколько определений:

– **знания** есть результат, полученный познанием окружающего мира и его объектов;

– **знания** – система суждений с принципиальной и единой организацией, основанная на объективной закономерности.

– **знания** – это формализованная информация, на которую ссылаются или которую используют в процессе логического вывода. Процесс логического вывода показан на рис.1.

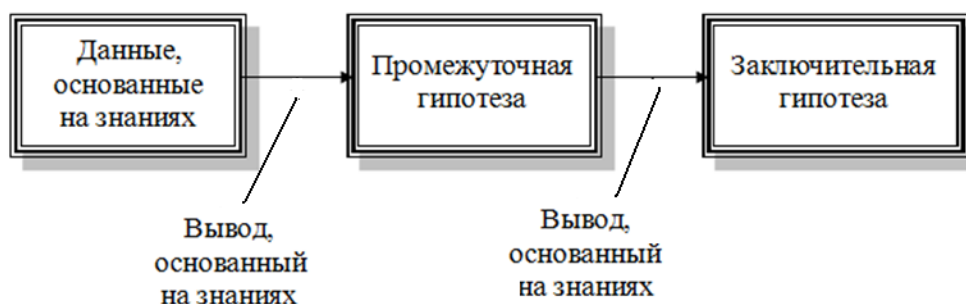


Рис. 1. Процесс логического вывода в ИС

Под **знаниями** будем понимать совокупность фактов и правил. Под фактами подразумеваются **знания** типа «А это А», они характерны для баз данных. Под правилами (продукциями) понимаются **знания** вида «ЕСЛИ–ТО». Например, если X истинно и Y истинно, то Z истинно с достоверностью с вероятностью распределения P.

Знания можно разделить на статические (введенные в ИС на этапе проектирования) и динамические знания или опыт, полученные ИС в процессе функционирования или эксплуатации в реальном масштабе времени.

Кроме этих *знаний* существуют так называемые метазнания (*знания о знаниях*). Создание продукционных систем для представления *знаний* позволило разделить *знания* и управление в компьютерной программе, обеспечить модульность продукционных правил, т. е. отсутствие синтаксического взаимодействия между правилами. При создании моделей представления *знаний* следует учитывать такие факторы, как однородность представления и простота понимания. Выполнить это требование в равной степени для простых и сложных задач довольно сложно.

Рассмотрим подробнее систему управления ИРС, структурная схема которой представлена на рис.2.

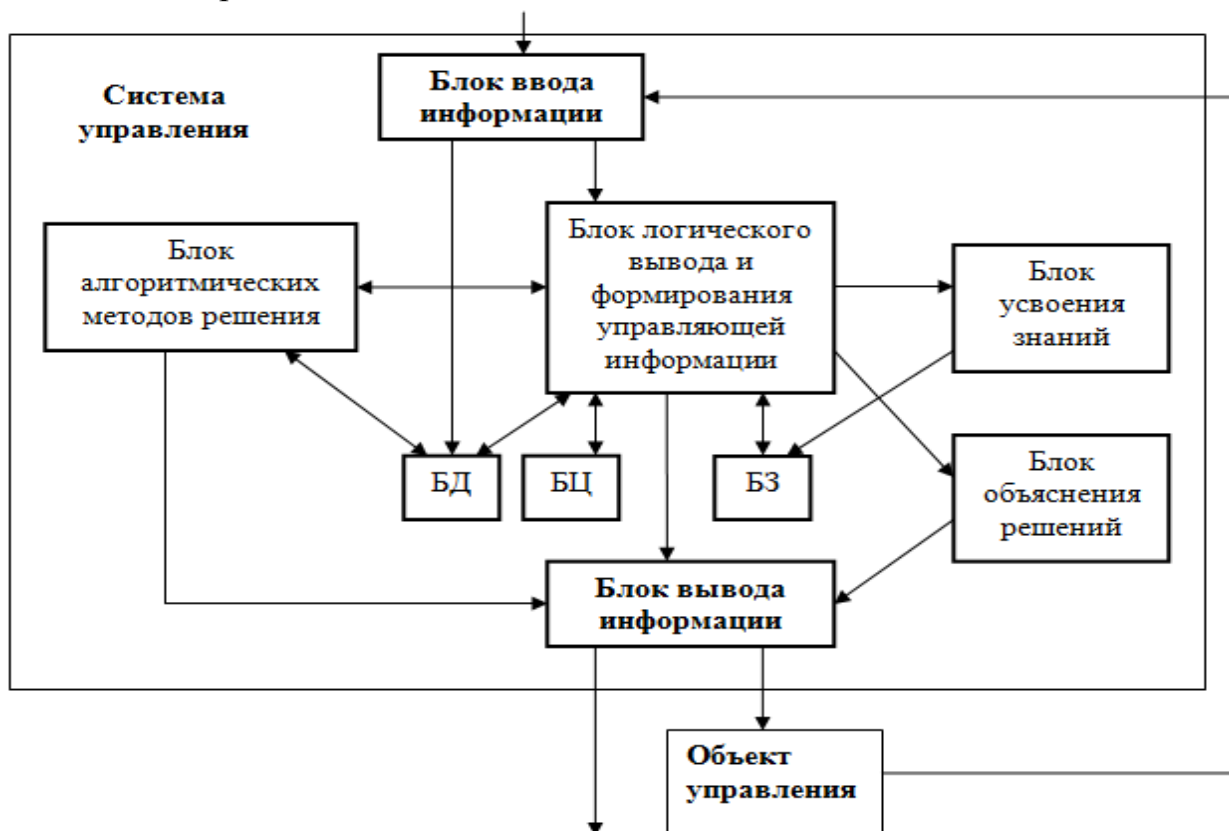


Рис. 2. Структурная схема ИРС

На рис.2 стрелками обозначено направление движения информации, двунаправленными стрелками обозначено взаимодействие типа «запрос–ответ» и «действие–подтверждение», весьма распространенное в информационных системах. Входом системы является «Блок ввода информации», предназначенный для ввода числовых данных, текста, речи, распознавания изображений. Информация на вход системы может поступать (в зависимости от решаемой задачи) от пользователя, внешней среды, объекта управления. Далее входная информация поступает в «Блок логического вывода», либо сразу в базу данных (БД). БД – совокупность таблиц, хранящих, как правило, символьную и числовую информацию об объектах предметной области.

Блок логического вывода (БЛВ) и формирования управляющей информации обеспечивает нахождение решений для нечетко формализованных задач ИС, осуществляет планирование действий и формирование управляющей информации для пользователя или объекта управления на основе базы знаний (БЗ), БД, базы целей (БЦ) и блока алгоритмических методов решений (БАМР).

БЗ – совокупность знаний, например, система продукционных правил, о закономерностях предметной области.

БЦ – это множество локальных целей системы, представляющих собой совокупность знаний, активизированных в конкретный момент и в конкретной ситуации для достижения глобальной цели.

БАМР содержит программные модули решения задач предметной области по жестким алгоритмам.

Блок усвоения знаний (БУЗ) осуществляет анализ динамических знаний с целью их усвоения и сохранения в БЗ.

Блок объяснения решений (БОР) интерпретирует пользователю последовательность логического вывода, примененную для достижения текущего результата.

На выходе системы «Блок вывода информации (БВИ)» обеспечивает вывод данных, текста, речи, изображений и другие результаты логического вывода пользователю и/или объекту управления (ОУ).

Контур обратной связи позволяет реализовать свойства адаптивности и обучения ИС. На этапе проектирования эксперты и инженеры по знаниям наполняют БЗ и БЦ, а программисты разрабатывают программы алгоритмических методов решений. БД создается и пополняется, как правило, в процессе эксплуатации ИС.

Динамика работы ИРС может быть описана следующим образом.

При поступлении информации на внешнем языке системы на вход БВИ производится ее интерпретация во внутреннее представление для работы с символьной моделью системы. БЛВ выбирает из БЗ множество правил, активизированных поступившей входной информацией, и помещает эти правила в БЦ как текущие цели системы. Далее БЛВ по заданной стратегии, например, стратегии максимальной достоверности, выбирает правило из БЦ и пытается доопределить переменные модели внешнего мира и исполнительной системы с объектом управления. На основе этого активируются новые правила БЗ и начинается логический вывод в системе продукции (правил). Эта процедура заканчивается, как только решение будет найдено, либо когда будет исчерпана БЦ. Найденное решение из внутреннего представления интерпретируется БВИ во внешний язык подсистемы управления низшего уровня и объекта управления.

В настоящее время развитие науки и техники достигло такого уровня, когда становится уже реальным создание ИИ, или точнее, моделирование (имитация) возможностей и способностей человека, а решение указанных основных задач с помощью программных и аппаратных средств. Системы ИИ должны воспроизводить функции естественного интеллекта. Поэтому изучению систем ИИ должно предшествовать рассмотрение основных свойств и особенностей естественного интеллекта для того, чтобы понять и использовать свойства биологических систем для решения технических проблем. Кибернетическое изучение живого помогает раскрыть как общие законы функционирования сложных систем, так и частные свойства отдельных органов и организма в целом с точки зрения происходящих в живых, существах информационных процессов и процессов управления.

Новое поколение систем – ИС – вызвало к жизни другие принципы организации компонентов систем, появились иные понятия, термины, блоки, не встречавшиеся ранее в разработках. ИС способны синтезировать цель, принимать решение к действию, обеспечивать действие для достижения цели, прогнозировать значения параметров результата действия и сопоставлять их с реальными, образуя обратную связь, корректировать цель или управление.

ИС могут решать интеллектуальные задачи, распознавать ситуации (образы), обучаться понятиям и навыкам, формировать модель обстановки (решаемой задачи), планировать поведение (принимать решение), определять управляющие воздействия и осуществлять их обработку. Возможности практической реализации ИС для решения различных задач зависят от производительности современных ЭВМ.

Характерной чертой уже действующих систем, ориентированных в основном на обработку знаний, является высокий уровень развития их программного обеспечения. С его помощью решаются задачи обработки символьной информации, перебора решений вычислительных и логических задач и построения логического вывода решения с использованием заданных систем правил, работы с БД, высокоскоростной обработки изображений, речи и другие. В настоящее время при разработке ИС все чаще используются специализированные аппаратные средства, реализующие в той или иной степени их основные функции.

Принципы построения и организации интеллектуальных систем

Изучение ИС позволяет сделать попытку сформулировать общие принципы, которые, не являясь достаточными, отражают необходимые моменты в их организации и функционировании.

Принцип системности

ИС могут быть только сложными системами, функции всех их элементов должны быть согласованы с назначением системы и их местом в них, а также между собой. Именно взаимная согласованность и взаимозависимость элементов системы обеспечивает целостность и функциональную полноту наиболее совершенных ИС. Это может также приводить к структурной или функциональной избыточности.

Принцип иерархичности

Сложная иерархическая многоуровневая структура является основой для одновременного протекания множества процессов. Уровень неординарности итогового процесса зависит от характера совокупности составляющих процессов. Сложная совокупность процессов принципиально характеризуется и сложной структурой. Таким образом, в некотором роде уровень сложности системы и ее структуры определяет и потенциальный уровень ее интеллекта.

Принцип многоканальности

Получение согласованных с обстоятельствами и средой решений различных задач основывается на информации, получаемой извне по многим каналам и работающим на различных физических принципах, что позволяет иметь разнородную характеристику специальных свойств объектов среды. Комплексирование информационных данных позволяет иметь более объективную и более полную картину о происходящих процессах. Разнородная информация, получаемая по разным каналам, обрабатывается примерно за одинаковое минимально возможное время. Наглядность этого принципа характеризует следующий факт. Человек способен решать различного рода опознавательные задачи за доли секунды, а зрительная система человека несомненно работает как параллельное устройство. Параллельная обработка как зрительной информации, так и поступающей в мозг человека от других органов чувств, позволяет реализовать инвариантное опознавание объектов.

Принцип адаптивности

Принцип адаптивности предполагает наличие у ИС потенциальных возможностей улучшения работы: в условиях априорной и текущей неопределенности на основе обучения на опыте. Особая роль при этом принадлежит элементам системы – реализующим память. Адаптация может происходить путем самонастройки, самообучения или самоорганизации. Адаптивные способности могут определяться объемом информации (памятью) системы и потребными затратами времени на ее обработку.

Принцип взаимности функциональных и структурных свойств

Естественно, что назначение системы, ее функции непосредственно влияют на структуру системы. Однако и структура системы должна способствовать наиболее полной реализации функций.

Принцип эквивалентности

Этот принцип предполагает наличие у системы множества взаимосогласованных последовательностей реакций на определенные внешние воздействия, приводящих к одному и тому же практически полезному результату.

Принцип динамического самопрограммирования

Самая замечательная особенность нервного управления, наиболее ярко выраженная в целеустремленном творческом разуме человека, заключается в способности на основании разнообразного анализа ситуаций мгновенно создавать сложнейшие и вместе с тем оптимальные программы деятельности, которые непрерывно перестраиваются и корректируются с учетом прошлых событий, текущей действительности и прогнозирования будущего. Уже образование элементарного условного рефлекса представляет собой выработку новой программы поведения. Усложнение условных рефлексов означает все более высокую самоорганизацию

поведенческих программ. В кибернетическом смысле основная функция высшей нервной деятельности состоит в динамическом поведении самопрограммирования.

Классификация интеллектуальных систем

Основная функция интеллектуальных САУ, качественно отличающая их от других САУ – это реализация определенных «разумных», человекоподобных рассуждений и действий, направленных на достижение определенной цели в соответствующей предметной области. В большинстве случаев, выполняя какие-то действия, человек сам точно не осознает, как он это делает. Ему неизвестен алгоритм происходящих в его мозге процессов понимания текста, узнавания лица, доказательства теоремы, решения задачи и т.д. Таким образом, любая задача, для которой неизвестен алгоритм решения, относится к области применения систем искусственного интеллекта. При решении этих задач человек действует, не имея точного метода решения проблемы. Данный тип задач обладает двумя характерными особенностями:

- использование информации в символьной форме (слова, знаки, рисунки), что отличает системы искусственного интеллекта от традиционных компьютерных систем, обрабатывающих только числовые данные;
- наличие возможности выбора – отсутствие алгоритма решения означает только то, что необходимо делать выбор между многими вариантами в условиях неопределенности.

По кругу решаемых задач системы искусственного интеллекта можно подразделить на следующие группы:

- системы распознавания образов;
- математические системы и системы автоматического доказательства теорем;
- игровые системы;
- системы решения технических задач, связанных с целенаправленным движением в пространстве и времени;
- системы понимания естественного языка;

Данная классификация была введена на заре становления систем ИИ и быстро себя исчерпала, поскольку дальнейшее развитие ИС привело к своеобразному «сращиванию» отдельных задач в одно целое в рамках решаемой системой глобальной технической задачи. К примеру, мобильные робототехнические системы должны решать и задачи распознавания образов, и технические задачи по позиционированию, обходу препятствий и т.д.

Таким образом, с развитием ИС растет их сложность и многофункциональность, поскольку в идеале ИС должна воспроизводить мыслительную деятельность человека, а человек является самым многофункциональным интеллектуальным устройством

Тогда возникает вопрос, как классифицировать, структурно упорядочить и организовать все многообразие ИС, которые были созданы и продолжали конструироваться с все возрастающими темпами?

Ни по кругу решаемых задач, ни по конструктивно-техническим признакам, ни по принципам построения классифицировать принципиально новый класс технических систем – ИС, не представлялось возможным.

Принципиально новую структурную организацию ИС, опираясь на теорию ИИИсследования операций и автоматического управления, разработал в 1989 г. Дж.Саридис.

Интеллектуальная САУ структурно подразделяется на три обобщенных уровня, упорядоченных в соответствии с фундаментальным принципом *IPDI* (*Increasing Precision with Decreasing Intelligence*) теории интеллектуальных машин: по мере продвижения к высшим уровням иерархической структуры повышается интеллектуальность системы, но снижается ее точность, и наоборот. Под «интеллектуальностью» системы подразумевается ее способность работать с базой событий с целью выявления неких специальных знаний, позволяющих уточнить предложенную задачу и наметить пути ее решения. Под «неточностью» подразумевается неопределенность в выполнении операции по решению задачи. Общий вид архитектуры интеллектуальной САУ, отвечающей этому базовому принципу, приведен на рис. 3.

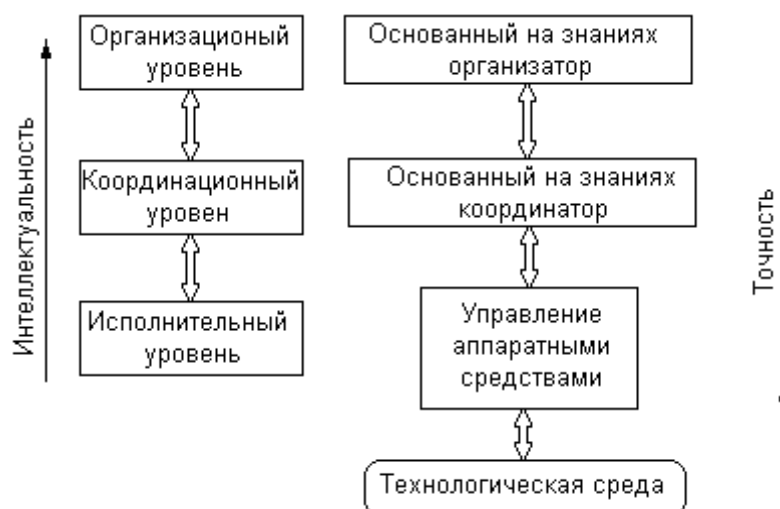


Рис. 3. Иерархическая структура интеллектуальной САУ

Каждому из уровней (которые сами могут быть многоуровневыми) соответствует специальная подсистема, реализующая функции, отвечающие определенным ниже пяти принципам организации интеллектуальных управляющих систем.

1. *Наличие взаимодействия управляющих систем с реальным внешним миром с использованием информационных каналов связи.*

Данный принцип подчеркивает непосредственную связь интеллектуальных управляющих систем с внешним миром. Находясь в непрерывном взаимодействии с внешним миром, ИС получают из него всю необходимую информацию в виде извлеченных знаний. Более того, управляющая система может оказывать на внешний мир целенаправленное активное воздействие. Модель знаний о внешнем мире, используемая ИС, должна предполагать не только уточнение описания внешней среды, которое происходит за счет получения дополнительных знаний о внешнем мире, но и изменение состояния внешней среды вследствие реализации активного поведения ИС.

Таким образом, ИС может воздействовать на внешнюю среду не только в рамках инициализируемого системой процесса получения знаний, но и исключительно с целью изменения внешнего мира в соответствии с целью функционирования системы. Данный принцип позволяет организовать каналы связи для извлечения необходимых знаний с целью организации целесообразного поведения.

2. Принципиальная открытость систем с целью повышения интеллектуальности и совершенствования собственного поведения.

Открытость систем обеспечивается наличием таких уровней высшего ранга в иерархической структуре, как самонастройка, самоорганизация и самообучение. Система знаний интеллектуальной управляющей системы состоит из двух частей: постоянных (проверенных) знаний, которыми система обладает и постоянно пользуется, и временных (проверяемых) знаний, в которых система не уверена, с которыми она экспериментирует в процессе обучения. В зависимости от результатов анализа своего поведения во внешнем мире система может либо отбрасывать знания второго типа, либо переводить их в знания первого типа. В свою очередь проверенные знания могут быть переведены в разряд проверяемых, если условия функционирования и результаты работы системы во внешнем мире становятся неадекватными определенной области постоянных знаний. Выполнение данного принципа позволяет организовать в интеллектуальной системе процесс приобретения, пополнения и верификации знаний.

3. Наличие механизмов прогноза изменения внешнего мира и собственного поведения системы в динамически меняющемся внешнем мире.

Система, функционирующая в меняющемся внешнем мире и не обладающая возможностями прогноза изменения состояния внешнего мира и своего собственного состояния и поведения, может попасть в критическую ситуацию, из которой не сможет найти выхода из-за временных ограничений на работу механизмов, формирующих управляющие воздействия, определяющих рациональное тактическое и стратегическое поведение системы. Наглядным примером могут служить автономно функционирующие интеллектуальные робототехнические системы в экстремальных ситуациях.

4. Наличие у управляющей системы многоуровневой иерархической структуры, построенной в соответствии с правилом IPDI.

Данный принцип позволяет планировать пути построения моделей сложных управляющих систем в тех случаях, когда неточность знаний о модели объекта управления или его поведении можно компенсировать за счет повышения интеллектуальности создаваемых систем или соответствующих алгоритмов управления.

5. Постоянство функционирования (возможно, с некоторой потерей качества или эффективности, т.е. с определенной степенью деградации) при разрыве связей или потере управляющих воздействий от высших уровней иерархии управляющей структуры.

Данный принцип устанавливает только потерю интеллектуальности, но не прекращения функционирования системы в целом при отказах в работе высших уровней иерархии системы. Сохранение автономного функционирования в рамках более простого (автоматного) поведения системы, характерного для низших уровней структуры управления обеспечивает максимальную живучесть систем управления.

Эти пять принципов позволяют уточнить такое понятие, как «интеллектуальность» управляющей системы, а также производить классификацию ИС по уровню их интеллектуальности. Очевидно, что степень интеллектуальности системы будет находиться в прямой зависимости от функциональной насыщенности уровней, т.е. от полноты реализации базовых принципов организации интеллектуальных управляющих систем в виде соответствующих функций.

Система интеллектуальная в большом

Система интеллектуальная в большом – это система, построенная и функционирующая в соответствии с описанными выше всеми пятью базовыми принципами *IPDI*.

Системы интеллектуальные в большом должны иметь многоуровневую иерархическую структуру со следующими уровнями (в порядке понижения ранга): уровень обучения, уровень самоорганизации, уровень прогноза событий, уровень работы с базами знаний, уровень формирования решений, уровень планирования операций, уровень адаптации, исполнительный уровень. Каждый из этих уровней имеет свою функциональную специфику и может состоять из нескольких подуровней. При этом на двух нижних уровнях иерархии используются традиционные модели и методы теории автоматического управления. Остальные уровни более высокого ранга, или так называемая интеллектуальная надстройка, существенно расширяют возможности этих традиционных моделей в соответствии с требованиями современной информационной технологии работы со знаниями. Минимальная интеллектуальная надстройка может содержать только элементарную базу знаний в виде простых продукционных правил (именно такую структуру имели первые интеллектуальные регуляторы), однако уже одно это дополнение будет вводить систему автоматического регулирования в класс ИС, хотя, разумеется, эта ИС интеллектуальной в большом не будет. Подобная интеллектуальная САУ будет «интеллектуальной в малом».

Система интеллектуальная в малом

Система интеллектуальная в малом – это система структурно и функционально не организованная в соответствии с описанными выше всеми пятью базовыми принципами *IPDI*, но использующая при своей работе знания как средство преодоления неопределенности входной информации, модели управляемого объекта или его поведения.

Системы интеллектуальные в малом соответствуют общепринятому определению ИС, как систем, ориентированных на обработку знаний с целью поиска

решения определенной задачи. Системы интеллектуальные в малом и в большом устанавливают нижнюю и верхнюю границы интеллектуальности управляющих систем. Степень интеллектуальности систем, находящихся внутри этого диапазона, можно определить по наличию или отсутствию тех или иных уровней *IPDI*. Например, наивысшей степенью интеллектуальности обладает управляющая система, способная к обучению, изменению структуры и прогнозу возможных ситуаций. Меньшей степенью интеллектуальности обладает система, не способная к обучению, но способная к самоорганизации в результате анализа прогнозируемых ситуаций, и т.д. вплоть до интеллектуальных в малом, «самых безмозглых» простейших интеллектуальных регуляторов (обычная САР плюс простая база продукционных правил).

Система, стоящая на более высокой ступени иерархии, включает функции систем с более низким интеллектуальным уровнем, а каким образом реализованы эти функции – это не принципиально важно.

К примеру, интеллектуальная САУ с функцией адаптации, использующая эталонную верифицируемую модель объекта управления, не изменит своей принадлежности к определенному классу ИС независимо от того, какой будет эта модель объекта управления – нечеткой лингвистической или нейросетевой.

Другой пример – простейшие интеллектуальные САУ (интеллектуальные регуляторы) состоящие из обычной САР и базы продукционных правил, в которой в первом случае согласно продукционным правилам корректируются параметры стандартного ПИД-регулятора, а во втором случае ПИД-регулятора вообще нет, а управляющее воздействие находится исходя только из базы продукционных правил. Обе интеллектуальных САУ интеллектуальны минимально, но степень их интеллектуальности одинакова и их следует относить к одному классу систем, хотя структура этих систем принципиально различна: в процессе работы в первом случае происходит изменение параметров системы, во втором случае – структуры системы.

Если добавить к любой из описанных выше систем блок автоматического изменения базы продукционных правил, вырабатывающий решения автоматически на базе анализа текущего состояния системы и внешнего мира – и тогда система приобретает качественно новые свойства и переходит в другой класс ИС более «высокого» уровня.

Такой подход к классификации ИС позволяет упорядочить многочисленные ИС, не ориентируясь на такие изменчивые характеристики, как структура системы, язык представления знаний, принципы реализации функций адаптации, круг решаемых задач и т.п.

Введенная трактовка понятия интеллектуальности и признаков систем интеллектуальных в большом и в малом позволяет установить связи с основными понятиями классической теории управления, используя разработанные в ней методы и сохраняя преемственность при построении интеллектуальных управляющих систем, показанной на рис. 4.

Развитие ИИ предопределило прогресс развития систем управления в различных областях науки и техники. К таким системам относятся:

- экспертные системы, в которых рассматривается использование языков программирования и программ, заменяющих человека-специалиста в конкретной области знаний;
- робастные системы, где исследуются различные подходы создания систем устойчивого поведения при длительной эксплуатации как детерминированных,



так и недетерминированных объектов;

Рис. 4. Интеллектуальная иерархия моделей САУ

- системы группового управления распределенных объектов в пространстве, снимающих противоречия при совместной работе последних (параллельная работа и т.д.);
- многорежимные системы управления сложных объектов, имеющих один вход и несколько выходов при работе в условиях помех, переменных параметров окружающей среды и т.д.;
- адаптивные системы управления объектами для приспособления к изменяемым условиям окружающей среды;
- нечеткие системы управления недетерминированных объектов с применением нечеткой логики решать задачи различного назначения;
- нейронное управление недетерминированных объектов, способное к самообучению в условиях неопределенности;
- дефуркация поведения системы при ее разрушении.

В дальнейшем для подробного изучения проблем теории управления сложных объектов необходим анализ и синтез выше приведенных систем, начиная с экспертных систем управления.

2. Экспертные системы управления

Основная идея экспертных систем (ЭС) заменить искусного специалиста в практической области путем создания сложных программ, используя язык высокого уровня. Чтобы сделать программу интеллектуальной, ее нужно снабдить множеством высококачественных специальных программ о некоторой предметной области. Технологию построения ЭС называют инженерией знаний. Инженер знаний извлекает из экспертов процедуры, стратегии, правила, которые они используют при решении задач, и выстраивает эти знания в (ЭС), как показано на рис. 5

Экспертные системы появились в 70-е годы при разработке ИИ, используя четкие знания [35].

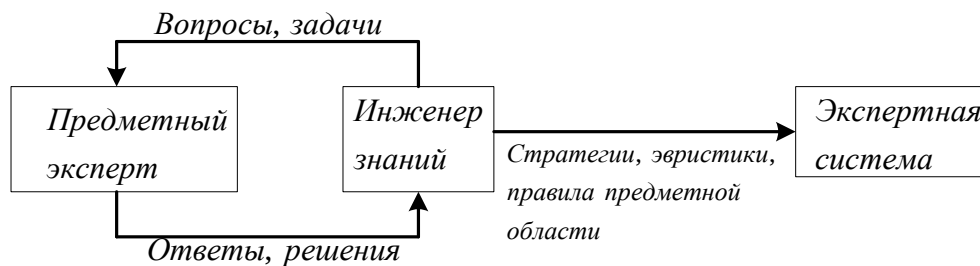


Рис. 5. Структура экспертной системы

Терминология ЭС .

Инженер знаний – человек, который проектирует и создает ЭС.

Инженерия знаний – процесс создания ЭС.

Инструмент – сокращенное обозначение средства ЭС.

Искусственный интеллект – раздел информатики, связанный с разработкой интеллектуальных программ для компьютеров.

Поиск – организованный просмотр возможных решений, гарантирующий эффективное нахождение приемлемое решение.

Пользователь – человек, который использует ЭС.

Представление – процесс формирования или описания проблемы таким образом, чтобы ее было легко решить.

Средства поддержки – программа и аппаратура, связанные со средствами построения ЭС, которые помогают пользователю взаимодействовать с ЭС. К ним относятся сложные отладочные средства, удобные программы редактирования и развитые средства графического вывода.

Средства построения ЭС – язык программирования и поддерживающий пакет программ, используемые при создании ЭС.

Понятие экспертной системы и базы знаний

Первыми интеллектуальными САУ, объединившими в себе методы традиционной ТАУ и инженерии знаний стали активные экспертные системы, или как их называли позже – *интеллектуальные контроллеры* [28].

Экспертные системы (ЭС) – это системы, ориентированные на хранение, обработку и использование знаний, целью которой является принятие решений по тем или иным вопросам конкретной предметной области, приближенным по качеству к решениям, принятым человеком-экспертом или коллективом экспертов. Первоначально ЭС использовались в качестве советчика в паре с оператором, управляющим технологическим объектом. ЭС могла предложить возможную стратегию управления объектом в определенной ситуации либо спрогнозировать поведение объекта в ответ на предполагаемое воздействие. Традиционно ЭС включала в себя базу знаний конкретной предметной области, которая заполнялась при первоначальном «обучении» системы коллективом специалистов-экспертов, средства описания и заполнения базы знаний, средства ввода-вывода для работы с оператором. По мере совершенствования ЭС, как на методологическом уровне, так и на уровне технической реализации, решения ЭС перестали уступать решениям экспертов-людей, а скорость принятия этих решений существенно превзошло скорость реакции человека. Возникла закономерная идея автоматизации деятельности таких систем путем включения в их состав специальных дополнительных автоматических блоков ввода информации об объекте и блоков формирования управляющих воздействий на основе принятых решений. ЭС – это сложные программы, которые манипулируют знаниями в целях получения удовлетворительного и эффективного решения в узкой предметной области. ЭС – компьютерная программа, использующая экспертные знания для обеспечения эффективного решения задач в узкой предметной области [28].

Эксперт – это человек, который, обладая процессу обучению и накопленного опыта, может делать то, что мы все делать не умеем. Эксперты работают не просто профессионально, а уверенно и эффективно, обладая огромными познаниями и различными приемами для применения своих знаний к проблемам и заданиям, они умеют быстро перевернуть массу несущественной информации, чтобы добраться до главного. В основе поведения эксперта лежит совокупность практически применимых знаний, которую можно назвать компетентностью. Поэтому разумно предположить, что эксперты – это те люди, к которым нужно обратиться, когда мы желаем проявить компетентность, делающую возможным такое поведение, как у них.

Человеческая компетентность ослабевает, независимо от того, относится она к физической или умственной. Эксперт должен постоянно практиковаться и упражняться, чтобы сохранить свой профессиональный уровень в некоторой предметной области.

Полученная таким образом ИС управления представляет собой качественно новую систему управления сложными объектами, поскольку базируется не только на данных, но и на знаниях. Сама же САУ претерпевает коренные изменения. Ядром интеллектуальной САУ является **база знаний**, построенная на основе знаний экспертов – лиц, имеющих опыт по управлению сложным объектом, и содержащая правила управления объектом, представленные в определенной форме. Так как знания и опыт человека имеют вербальный характер, то для преобразования и представления этих знаний, а также информационного обмена с базой знаний вводятся блоки, осуществляющие ввод знаний, вывод знаний, описание и представление знаний, а также их коррекцию. Структура базы знаний, а также струк-

тура и алгоритмы работы этих блоков зависят от выбранной модели представления знаний: продукционной, фреймовой, семантической, логики предикатов. Как уже было отмечено ранее наиболее перспективными являются системы, использующие для представления знаний человека о свойствах и принципах управления объектом лингвистические переменные и аппарат нечетких множеств в рамках продукционной базы знаний. Построенная по данному принципу база знаний содержит множество лингвистических переменных, соответствующих лексическим категориям, с которыми оперирует мозг человека при управлении объектом, а также таблицу нечетких отношений между лингвистическими переменными, которая отражает приобретенный человеком опыт по управлению объектом в виде отношений между лексическими категориями. Средства ввода и вывода знаний осуществляют так называемые процессы фаззификации и дефаззификации – прямого и обратного преобразований количественных и качественных показателей свойств объекта и показателей качества его функционирования. Такие системы в настоящее время наиболее широко применяются для управления сложными объектами и функционируют в роли советчика [28].

Поскольку множество ситуаций при управлении объектом постоянно в той или иной степени пополняется из-за нестабильности и непредсказуемости свойств объекта и его внешнего окружения, то в интеллектуальной САУ должна быть предусмотрена возможность расширения базы знаний. Основным сигналом о возникшей существенной неполноте знаний в системе служит либо участвовавшее неприятие советов системы со стороны, либо отсутствие рекомендаций по управлению, либо неудовлетворительное функционирование САУ в автономном режиме. При этом лингвистические правила управления объектом, содержащиеся в таблице нечетких отношений, по необходимости могут подвергаться коррекции со стороны группы экспертов. Однако, при таком подходе к обновлению базы знаний неизбежны определенные недостатки, связанные с методологией «интеллектуализации» САУ, т.е. с процессом передачи машине способностей человека по управлению сложными процессами.

1) База знаний, являющаяся основой такой интеллектуальной САУ, является максимально близкой копией знаний коллектива экспертов, но копией актуальной только на момент получения знаний и заполнения базы данных. Фактически со времени ввода системы в эксплуатацию начинается процесс ее непрерывного старения. Корректор базы знаний не способен коренным образом исправить эту ситуацию, поскольку функциональные группы естественного языка используются человеком субъективно и могут конфликтовать со знаниями экспертов. Периодическая верификация базы знаний экспертами – это процесс долгий и непродуктивный, поскольку знания экспертов всегда носят субъективный характер и могут меняться со временем, что также приводит к конфликту с уже установленными знаниями. Фактически со стороны экспертов понадобится не дополнительное обучение, а полное переобучение интеллектуальной системы.

2) Знания, получаемые от экспертов, носят характер, не согласованный во времени с процессом управления, т.е. в общем случае характер получения знаний от экспертов напоминает вопрос вида: «что вы бы делали, если бы ... ». В таком виде объект управления представляется эксперту абстрактным, что не требует от

него немедленных оперативных действий и дает возможность без спешки подумать, проанализировать ситуацию и только потом принять решение. В то же время доказано, что определенные категории знаний человека после неоднократного успешного использования закрепляются на подсознательном уровне в виде «мгновенного отклика»: цепочки вида «ситуация-реакция». Это дает возможность человеку успешно справляться с неопределенными ситуациями в условиях, когда решения необходимо принимать оперативно, и, как правило, такие оперативные решения дают наиболее продуктивные результаты.

3) Описанный выше характер отсроченного и опосредованного принятия решения при экспертной оценке ведет к тому, что эксперт подсознательно не заинтересован в следствиях принимаемого им решения, что сказывается на рациональности экспертных оценок.

4) Слабоструктурированные объекты имеют, как правило, уникальный характер, что затрудняет использование традиционных методов получения экспертных оценок, ориентированных на достаточно большие группы экспертов. Использование методов, ориентированных на одного (или нескольких экспертов) в условиях отсроченного принятия решения существенно повышает влияние субъективности рассуждений отдельного человека на принимаемые решения.

Вышеперечисленные недостатки обусловлены тем, что общепринятый принцип построения интеллектуальной САУ основан на одномоментном процессе обучения системы, оторванном от непосредственного управления с последующей коррекцией знаний человеком или группой лиц. Инициатором обучения и коррекции знаний в данном случае является человек, т.е. речь идет об обучающейся системе и опосредованном процессе обучения, разнесенным во времени с процессом управления. Если прибегнуть к аналогии с обучением ребенка, который приобретает знания путем самостоятельных действий над объектами окружающего мира и общения с другими людьми, то становится очевидным, что в интеллектуальной САУ приобретение знаний должно происходить по инициативе самой системы управления. Одна из возможных структур такой самообучающейся системы представлена на рис. 6.

Подобная система может не подвергаться предварительному обучению. При первоначальном подключении системы к объекту управления база знаний интеллектуальной системы пока остается незаполненной, а всю ответственность по управлению берет на себя логический процессор (ЛПР). При помощи блока-анализатора система постоянно отслеживает действия ЛПР и в ходе диалога с ним выясняет, какие переменные состояния и управления объекта побудили ЛПР принять данное решение об управлении объектом в текущий момент времени, каким образом оператор соотносит текущие переменные состояния и управления с соответствующими лингвистическими переменными и нечеткими множествами. Последовательно накапливая такую информацию, система формирует функции принадлежности нечетких множеств блоков ввода и вывода знаний, а также таблицу нечетких отношений между лингвистическими переменными, отражающую решения ЛПР по управлению объектом. Чем дольше работает система, тем меньше неизвестных ей ситуаций будет возникать при управлении объектом, тем чаще она будет выдавать в качестве совета свой вариант управления объектом, как ре-

акцию на его текущее состояние. Однако, при любом несоответствии решений системы и ЛПР, система будет инициировать диалог с целью уточнения своей базы знаний и методов представления знаний. В такой системе функции принадлежности нечетких множеств блоков ввода-вывода знаний, а также правила управления в таблице нечетких отношений лингвистических переменных постоянно корректируются.

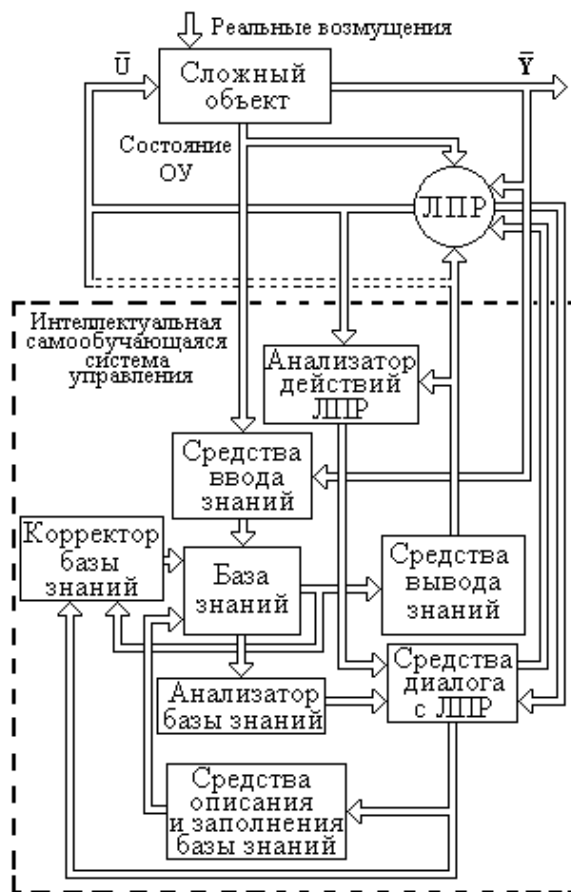


Рис. 6. Интеллектуальная САУ с функциями самообучения

В процессе управления база знаний может пополняться как количественно, так и качественно, если при управлении объектом возникают ранее неизвестные факторы, учитываемые ЛПР. При стабильной работе объекта и отсутствии действий со стороны ЛПР система может самостоятельно анализировать базу знаний и дополнять ее до полной группы событий (причин изменения управления), отбирать и уточнять противоречивые правила управления в таблице нечетких отношений путем диалога с ЛПР.

Этот продолжающийся и в настоящее время этап в развитии интеллектуальных САУ, их дальнейшая «интеллектуализация» по шкале *IPDI* путем введения в них функций самообучения имеет множество направлений решения задачи «обучения системы самообучению»: использование методов эволюционного моделирования и эволюционных алгоритмов, применение нейронных сетей, использование ассоциативных запоминающих устройств и т.п. Именно в этой области развития интеллектуальных САУ при разработке теории и практики построения

так называемых открытых систем, т.е. систем, способных с течением времени совершенствовать свое поведение благодаря заложенным в них алгоритмам обучения, формируется сейчас новое научное направление – теория интеллектуальных машин. Вне зависимости от выбранного направления развития адаптивных способностей интеллектуальных САУ большинство открытых интеллектуальных САУ при обработке знаний опираются на лингвистический подход на базе теории нечетких множеств и лингвистической переменной. Это дает возможность предположить, что открытые системы будущего будут в основном использовать при работе со знаниями методы теории нечетких множеств и нечеткой логики – логики, которая ближе по духу к человеческому мышлению и естественным языкам, чем традиционные логические системы; логики, которая предоставляет наиболее эффективные средства отображения неопределенностей и неточностей реального мира и позволяет построить модель, максимально приближенную к реальности.

В настоящее время прогресс, практически в любой сфере, невозможен без применения современных информационных технологий, представляющих собой основу экономических информационных систем. Глобализация финансовых рынков, развитие средств электронной коммерции и формирование в Интернете доступных для анализа баз данных финансово-экономической информации, снижение стоимости программной реализации ИИС, привели за последнее десятилетие к беспрецедентному росту их использования в экономике. ИИС могут решать интеллектуальные задачи, распознавать ситуации (образы), обучаться понятиям и навыкам, формировать модель обстановки (решаемой задачи), планировать поведение (принимать решение), определять управляющие воздействия и осуществлять их обработку. Возможности практической реализации. ИИС для решения различных задач зависят от производительности современных ЭВМ.

Благодаря наличию средств естественно-языкового интерфейса появляется возможность непосредственного применения ИИС пользователями, в качестве средств поддержки процессов анализа, оценки и принятия решений. ИИС применяются для экономического анализа деятельности предприятия, стратегического планирования, инвестиционного анализа, оценки рисков и формирования портфеля ценных бумаг, финансового анализа, маркетинга и т.д.

2.1. Характеристики экспертных систем

Рассмотрим характеристики экспертных систем [35, 36].

Накопление и организация знаний, а также применение высококачественного опыта.

Этот опыт может представлять уровень мышления наиболее квалифицированных экспертов в данной области, что ведет к решениям творческим, точным и эффективным. Именно высококачественный опыт в сочетании с умением его применять делает систему рентабельной, способной заслуживать признание на рынке. Этому способствует также гибкость системы. Система может наращиваться постепенно в соответствии с нуждами бизнеса или заказчика.

Наличие прогностической возможности.

Экспертная система может функционировать в качестве теории обработки информации или модели решения задачи в заданной области, давая ожидаемые ответы в конкретной ситуации и показывая как изменятся эти ответы в новых ситуациях. Экспертная система может объяснить подробно, каким образом новая ситуация привела к изменениям. Это позволяет пользователю оценить возможное влияние новых фактов или информации и понять, как они связаны с решением.

Институциональная память.

Если база знаний разработана в ходе взаимодействия с ведущими специалистами учреждения, то она представляет текущую политику или способы действия этой группы людей. Этот набор знаний становится сводом квалифицированных мнений и постоянно обновляющимся справочником наилучших стратегий и методов, используемых персоналом. Ведущие специалисты уходят, а опыт их остается.

Обучение и тренировка руководящих работников.

ЭС могут быть разработаны с расчетом на подобный процесс обучения, так как они уже содержат необходимые знания и способны объяснять процесс своего рассуждения. Необходимо только добавить программное обеспечение, поддерживающее соответствующий требованиям эргономики интерфейс между обучаемым и ЭС; знания о методах обучения и возможного поведения пользователя также должны быть включены. В качестве инструмента обучения ЭС обеспечивает новых служащих обширным багажом опыта и стратегий, по которым можно изучить рекомендуемую политику и методы. Систему можно также адаптировать для обучения новичков конкретным заданиям, так, например, удовлетворение судебных исков и финансовое планирование.

Искусственная компетентность

ЭС должна демонстрировать уровень профессионализма, что и эксперт-люди. Но просто уметь находить хорошие решения еще недостаточно. Настоящие эксперты не только находят хорошие решения, но часто находят их очень быстро. Следовательно, ЭС должна быть умелой. Для того, чтобы по-настоящему подражать поведению эксперта-человека, ЭС должна обладать *робастностью*. Это подразумевает не только глубокое, но и достаточно широкое понимание предмета.

Символьное рассуждение.

Эксперты, решая какие-либо задачи, обходятся без решения систем уравнений или других математических вычислений. Вместо этого они с помощью символов представляют понятия предметной области и применяют различные стратегии и эвристики в процессе манипулирования этими понятиями. В ЭС знания тоже представляются в символьном виде, т.е. наборами символов, соответствующих понятиям предметной области. На жаргоне ИИ символ – это строка знаков, соответствующих содержанию некоторого понятия реального мира. Например, продукт, ответчик, 0,8. Эти символы можно объединить, чтобы выразить отношения между ними. Когда эти отношения представлены в программе ИИ, они называются символьными структурами.

Глубина

ЭС должна иметь глубокие четкие знания, это значит, что она способна работать эффективно в узкой предметной области, содержащей трудные, нетривиальные задачи. ЭС работают с предметными областями реального мира.

Область применения ЭС

Военное дело. Геология. Инженерное дело. Информатика. Компьютерные системы. Математика. Медицина. Метеорология. Сельское хозяйство. Физика. Химия. Электроника. Промышленность. Управление процессами.

Различие между человеком-экспертом и экспертной системой

1. Искусственная компетентность более устойчива и воспроизводима, а у экспертов – неустойчива из-за кризисной ситуации (поджигает время), эмоционального фактора, влияние стресса.
2. Разработка экспертных систем требует больших затрат, но дешева в эксплуатации по отношению к эксперту, где все наоборот.

Человеческая компетентность

Непрочная
Трудно передаваемая
Трудно документированная
Непредсказуемая
Дорогая

Искусственная компетентность

Постоянная
Легко передаваемая
Легко документируемая
Устойчивая
Недорогая

Место человека в ЭС [36]:

– Люди обладают значительно большей способностью к творчеству и изобретательности, чем даже самая умная программа. Эксперт-человек способен реорганизовать информацию и использовать ее для синтеза новых знаний, в то время как ЭС тяготеет к рутинному, лишенному творчества поведению.

– обучение

Эксперты адаптируются к изменяющимся условиям и приспосабливают свои стратегии к новым обстоятельствам. ЭС мало приспособлены к обучению новым концепциям и правилам. Эксперты могут непосредственно воспринять весь комплекс входной сенсорной информации, будь то визуальная, звуковая, осязательная или обонятельная. У ЭС есть только символы, через которые представлены концепции базы знаний. Поэтому сенсорную информацию необходимо преобразовывать в символическую форму, которая понятна системе. При данном преобразовании часть информации теряется.

– здравый смысл или общедоступные знания.

Это широкий спектр общих знаний о мире, о том какие законы в нем действуют, затрудняют их встроить в интеллектуальную программу, тем более в такую

специализированную, как ЭС. Поэтому ЭС используются как советчики – в качестве консультантов в некоторой предметной области.

Пример 1. Построить терм-множество: «низкий», «средний», «высокий», используемого для лингвистической оценки переменной «рост мужчины» [13]. Результаты опроса пяти экспертов сведены в табл.3.

Таблица 3. Рост мужчины

	Терм	[160, 165)	(165, 170)	(170, 175)	(175, 180)	(180, 185)	(185, 190)	(190, 195)	(195, 200] +
Эксперт 1	Низкий	1	1	1	0	0	0	0	0
	Средний	0	0	1	1	1	0	0	0
	Высокий	0	0	0	0	0	1	1	1
Эксперт 2	Низкий	1	1	1	0	0	0	0	0
	Средний	0	0	1	1	0	0	0	0
	Высокий	0	0	0	0	1	1	1	1
Эксперт 3	Низкий	1	0	0	0	0	0	0	0
	Средний	0	1	1	1	1	1	0	0
	Высокий	0	0	0	0	0	1	1	1
Эксперт 4	Низкий	1	1	1	0	0	0	0	0
	Средний	0	0	0	1	1	1	0	0
	Высокий	0	0	0	0	0	0	1	1
Эксперт 5	Низкий	1	1	0	0	0	0	0	0
	Средний	0	1	1	1	0	0	0	0
	Высокий	0	0	0	1	1	1	1	1

Результаты обработки экспертных мнений сведены в табл.4. Графики функций принадлежности показаны на рис.7.

Функции принадлежности терм-множества полностью описывают нечеткие подмножества и определяют степень принадлежности элемента x нечеткому подмножеству, называемому в форме числовых значений в диапазоне $[0, 1]$. Функции принадлежности лингвистических переменных, как правило, перекрывают друг друга, поэтому для одной и той же лингвистической переменной эти функции могут сообщать различные степени принадлежности лингвистических термов, отличающихся от нуля.

Таблица 4. Обработка результатов экспертных мнений

Терм	160-165	165-170	170-175	175-180	180-185	185-190	190-195	195-200
Низкий	5	4	3	0	0	0	0	0
	1	0,8	0,6	0	0	0	0	0
Средний	0	2	4	5	3	2	0	0
	0	0,4	0,8	1	0,6	0,4	0	0
Высокий	0	0	0	1	2	4	5	5
	0	0	0	0,2	0,4	0,8	1	1

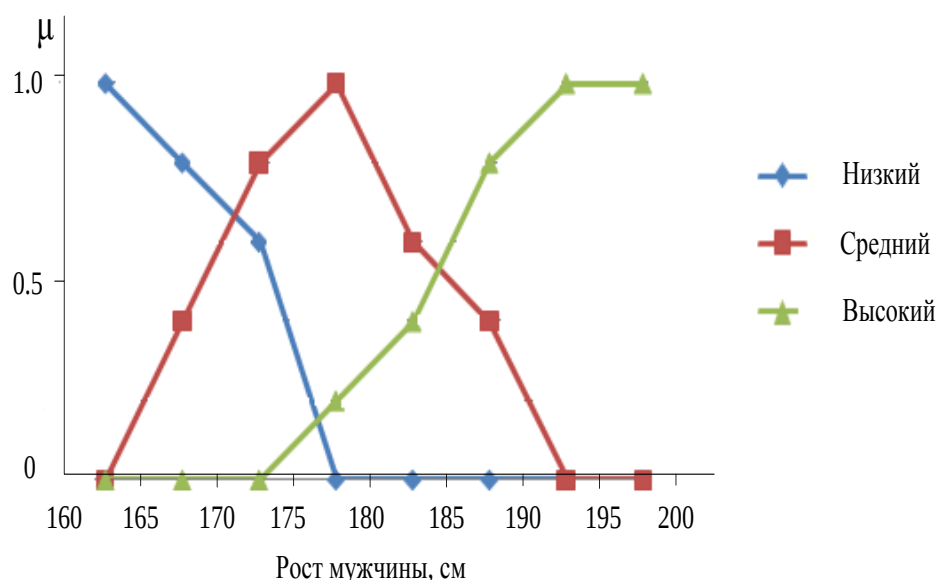


Рис. 7. Функции терм-множества лингвистической переменной «рост мужчины»

Контрольные вопросы

1. Дать определение экспертных систем управления.
2. Отличие понятий эксперта и экспертной системы.
3. Назвать характеристики экспертных систем.
4. Назвать различия человеческой и искусственной компетентности.
5. Место человека в экспертной системе.

3. Робастные системы управления

Робастные системы (РС) рассматривают методы и алгоритмы повышения устойчивости реальных САР при воздействии возмущающих факторов. Основная проблема заключается в поиске методов (критериев) устойчивости САР как с детерминированными, так и с недетерминированными объектами.

Робастность означает малое изменение выхода замкнутой системы при малом изменении параметров регулируемого объекта (РО), где необходимо решать задачи анализа и синтеза РО.

При робастном управлении детерминированного объекта рассматриваются два вида неопределенностей: структурные и параметрические.

Структурные неопределенности в системе возникают из-за присутствия элементов, зависящие от частоты (например, возмущения в низкочастотной области АФЧХ объекта управления) и оцениваются с помощью критерия робастности (1):

$$|\Phi(j\omega)\Delta_M(j\omega)| < 1, \quad (1)$$

где $\Phi(j\omega) = \frac{F(j\omega)W_0(j\omega)}{[1 + F(j\omega)W_0(j\omega)]}$ — частотная передаточная функция САР;

$\Delta_M(j\omega) = \frac{\Delta_A(j\omega)}{W_0(j\omega)}$ — мультипликативная погрешность;

$\Delta_A(j\omega) = W(j\omega) - W_0(j\omega)$ — аддитивная погрешность;

$W_0(j\omega)$ – заданная частотная передаточная функция детерминированного объекта;

$F(j\omega)$ – частотная передаточная функция контроллера.

Воздействие параметрических неопределенностей при наличии заданной структуры передаточной функции детерминированного объекта может быть как аддитивным, показанным на рис.8.

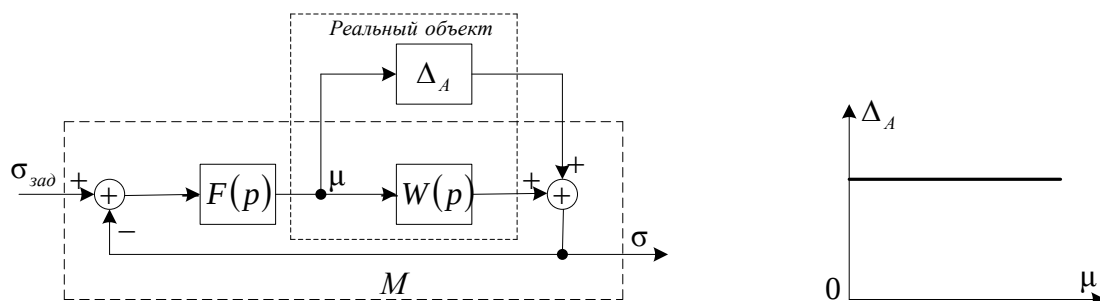


Рис. 8. САР с аддитивным реальным объектом

$$W(p) = W(p)_{\text{ном}} + \Delta_A$$

так и мультипликативным, показанным на рис. 9.

$$W(p) = (1 + \Delta_M)W(p)_{\text{ном}}$$

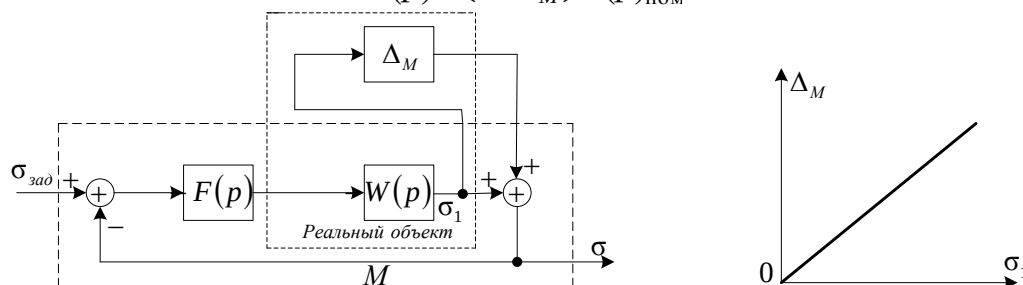


Рис. 9. САР с мультипликативным реальным объектом:

M – модель номинальной схемы системы

Целью робастного анализа (определение границы устойчивости) является поиск такой неопределенности $\Delta = \Delta_A + \Delta_M$, при которой система становится неустойчивой. В ходе анализа решаются две задачи:

- определение модели неопределенностей.
- приведение структурной схемы системы к стандартному ($M - \Delta$) виду, когда все неопределенности структурно отделяются от номинальной схемы системы, как показано на рис.10.

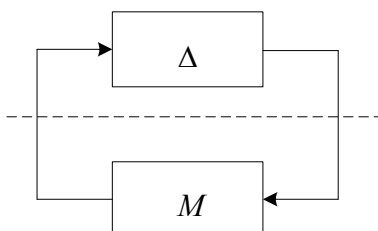


Рис. 10. Структурная схема робастной системы в $M - \Delta$ виде

По критерию робастной устойчивости система $(M - \Delta)$ устойчива при любых $\Delta(p)$, удовлетворяющих неравенству:

$$\sigma[\Delta(j\omega)] \prec \frac{1}{\sigma[M(j\omega)]}. \quad (2)$$

Этот критерий обеспечивает достаточные условия робастной устойчивости.

Целью задачи синтеза РС управления является поиск закона управления, который сохранял бы выходные переменные системы и сигналы ошибки в заданных пределах, несмотря на наличие неопределенности в контуре управления детерминированного объекта. В робастном синтезе требуется определить передаточную функцию контроллера $F(p)$ для соответствия критерию робастности в другой форме записи (3).

$$\frac{1}{\inf \left[\frac{\sigma_n(\Delta)}{\det[(1 - \Phi(j\omega))\Delta]} \right]} \prec 1, \quad (3)$$

где

$$\inf \left[\frac{\sigma_n(\Delta)}{\det[(1 - \Phi(j\omega))\Delta]} \right] = K_M[\Phi(j\omega)];$$

$\Delta = (\Delta_A + \Delta_M)$ – матрица неопределенностей;

σ_n – сингулярное число матрицы неопределенностей;

$[\Phi(j\omega)]$ – АЧХ замкнутой САР;

$\inf$ – неопределенность;

$\det$ – общий определитель;

K_M – размер наименьшей неопределенности.

K_M рассчитывается на каждой частоте, которая может сделать систему неустойчивой.

Параметрическую неопределенность при известной структуре детерминированного объекта можно исследовать с помощью полиномов Харитонов В.Л.[21].

Параметры стационарных систем с течением времени в силу старения могут меняться. Кроме того, при разработке регуляторов параметры объекта могут быть точно не известны. В подобных случаях возникает необходимость построения системы таким образом, чтобы она была устойчива не при одних фиксированных значениях параметров, а при всех возможных их значениях. В последнем случае говорят, что система робастно устойчива. Более строго робастная устойчивость определяется следующим образом.

Пример 2. Пусть характеристическое уравнение замкнутой системы имеет вид

$$Q(p) = a_0 p^n + a_1 p^{n-1} + \dots + a_n$$

и все коэффициенты полинома изменяются в пределах

$$\hat{a}_i \leq a_i \leq \bar{a}_i,$$

где

$\hat{a}_i$ – минимальное значение коэффициента;

$\bar{a}_i$ – максимальное значение коэффициента.

Необходимо исследовать следующие полиномы Харитонов В.Л.:

$$Q_1(p) = \bar{a}_n + \hat{a}_{n-1}p + \hat{a}_{n-2}p^2 + \bar{a}_{n-3}p^3 + \bar{a}_{n-4}p^4 + \hat{a}_{n-5}p^5 + \dots$$

$$Q_2(p) = \bar{a}_n + \bar{a}_{n-1}p + \hat{a}_{n-2}p^2 + \hat{a}_{n-3}p^3 + \bar{a}_{n-4}p^4 + \bar{a}_{n-5}p^5 + \dots$$

$$Q_3(p) = \hat{a}_n + \bar{a}_{n-1}p + \bar{a}_{n-2}p^2 + \hat{a}_{n-3}p^3 + \hat{a}_{n-4}p^4 + \bar{a}_{n-5}p^5 + \dots$$

$$Q_4(p) = \hat{a}_n + \hat{a}_{n-1}p + \bar{a}_{n-2}p^2 + \bar{a}_{n-3}p^3 + \hat{a}_{n-4}p^4 + \hat{a}_{n-5}p^5 + \dots$$

Смысл полиномов Харитонов В.Л. можно пояснить с помощью рис.11.

Если провести в характеристическом полиноме замену $p \rightarrow j\omega$, то характеристический полином можно представить в виде $Q(j\omega) = u(\omega) + jv(\omega)$. На комплексной плоскости (см. рис.) отмечены точки 1 ($\bar{u}, \bar{v}$), 2 ($\bar{u}, \bar{v}$), 3 ($\hat{u}, \hat{v}$), 4 ($\hat{u}, \hat{v}$), которые являются углами прямоугольника, который очерчивает характеристический вектор при фиксированной частоте ω и изменяющихся a_i . Полиномы Харитонova, как раз и характеризуют эти точки.

Робастные системы с детерминированным объектом будет устойчива, если будут выполняться следующие условия:

- при $n=1, 2$ необходимо и достаточно, если все коэффициенты характеристического полинома положительны.
- при $n=3$ дополнительно учесть $Q_1(p) > 0$;
- при $n=4$ дополнительно учесть $Q_1(p) > 0$; $Q_2(p) > 0$;
- при $n=5$ дополнительно учесть $Q_1(p) > 0$; $Q_2(p) > 0$; $Q_3(p) > 0$.

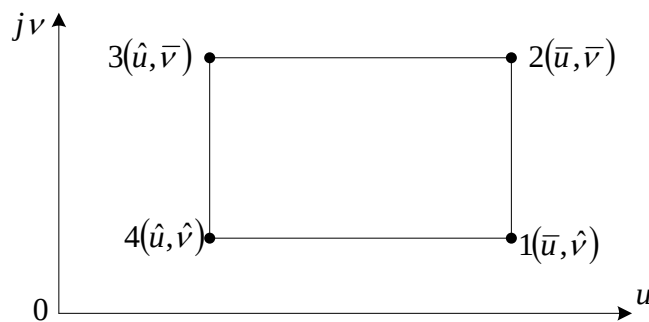


Рис. 11. К определению полиномов Харитонova В.Л.

Теорема Харитонова В.Л. справедлива при условии, что коэффициенты характеристического полинома изменяются на заданных интервалах независимо друг от друга. Однако, когда множество возможных значений коэффициентов характеристического полинома определяются заданными множествами возможных значений параметров системы и при этом одни и те же параметры входят в выражения для разных коэффициентов, эти коэффициенты уже не являются независимыми. В этих случаях условия робастной устойчивости по Харитонову являются только достаточными. Из того, что они не выполняются, не следует, что система не может быть робастно устойчива.

Рассмотренные методы и алгоритмы для исследования робастной устойчивости детерминированных объектов с различными типами неопределенностей не пригодны для исследования робастной устойчивости недетерминированных объектов, математическое описание которых неизвестно.

В связи с этим рассмотрим метод поддержания робастной устойчивости недетерминированного объекта, структура и параметры которого неизвестны, с применением нечеткой обратной связи в замкнутой системе автоматического регулирования.

Пример 3. Разработать робастного управление недетерминированного объекта с многоуровневой обратной связью, где для контроля гарантируемого запаса устойчивости и контроля качества переходного процесса принят частотный показатель колебательности M [25], выполняющий роль датчика.

*Определение гарантированного запаса устойчивости
на базе частотного показателя колебательности M*

Теория частотного показателя колебательности M основана на модифицированном критерии Найквиста, где опасная точка с координатами $-1, j0$ представлена виде «запретной» окружности, куда не имеет право заходить «неоднозначный» годограф разомкнутой САР.

Для замкнутой одноконтурной САР частотный показатель колебательности M определяется

$$M = \frac{A(\omega_p)}{A(0)},$$

где $A(\omega_p)$ – амплитудно-частотная характеристика замкнутой САР на резонансной частоте ω_p ;

$A(\omega_0)$ – амплитудно-частотная характеристика замкнутой САР на нулевой частоте ω_0 .

Геометрическое место точек на комплексной плоскости $W(i\omega)_{pc}$ при условии

$$M = \frac{\overline{OA}}{BA} = \text{const},$$

есть окружность

$$(\text{Re} - R)^2 + J^2 = r^2,$$

где $\overline{OA}$ – отрезок (расстояние) между началом координат и точкой с координатами $(-1, j 0)$;

$\overline{BA}$ – отрезок (расстояние) между точкой с координатами $(-1, j 0)$ и вершиной радиуса-вектора годографа разомкнутой системы $W(j\omega_p)_{PC}$;

$R = \frac{M^2}{M^2 - 1}$ – расстояние удаления центра окружности от начала координат;

$r = \frac{M}{M^2 - 1}$ – радиус окружности;

$R = r M$; $1 \leq M \leq \infty$.

На рис. 12 показано построение области с заданным индексом M , куда запрещено заходить (касаться) АЧХ недетерминированного объекта.

Точки пересечения окружности с отрицательной действительной осью комплексной плоскости определяются согласно

$$U_1 = |R| - r = \frac{M}{M + 1},$$

где при $M = 1$: $U_1 = 0, 5$; $U_2 = \infty$ окружность вырождается в прямую линию и согласно

$$U_2 = |R| + r = \frac{M}{M - 1},$$

где при $M = \infty$: $r = 0$; $R = 1$ окружность вырождается в точку.

Требование, чтобы максимум $|\Phi(j\omega)|$ не был больше заданного значения, сводится к тому, чтобы годограф $W(j\omega)_{PC}$ не заходил внутрь области, ограниченной окружностью с индексом M . Значение индекса M выбирается в пределах $1, 1 \dots 1,6$, чтобы учесть изменения характеристик недетерминированного объекта.

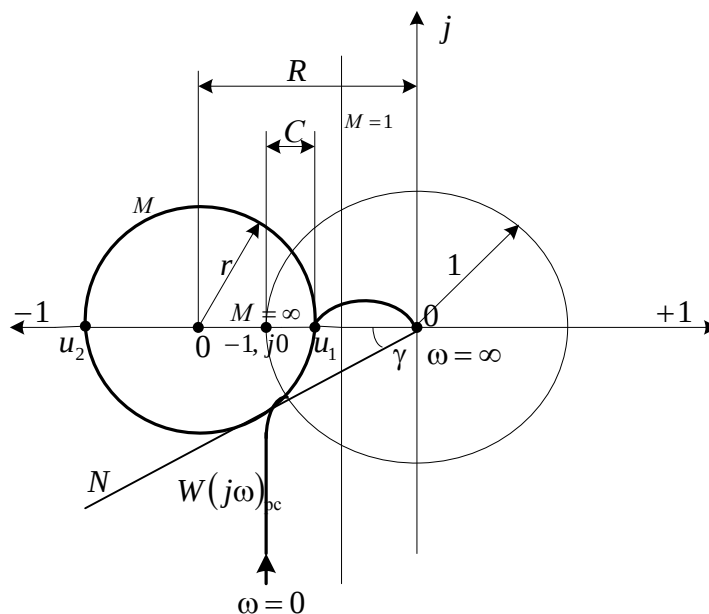


Рис.12. К построению окружности с заданным индексом M

Запас по модулю при $M = \text{const}$ (см. рис.12)

$$C = 1 - (R - r) = \frac{1}{M + 1},$$

где C – отрезок между точкой $(-1; j0)$ и точкой пересечения отрицательной действительной оси с годографом $W(j\omega)_{PC}$ численно показывает на сколько можно изменить $|W(j\omega)_{PC}|_{PC}$ при постоянном фазовом соотношении для того, чтобы САР вышла на условную границу устойчивости.

Запас по фазе γ при $M = \text{const}$ (рис. 12).

Для определения координаты точки пересечения единичной окружности с годографом разомкнутой системы запишем уравнения:

$$\begin{aligned} \text{Re}^2 + J^2 - \frac{2M^2}{M^2 - 1} \text{Re} + \frac{M}{M^2 - 1} &= 0; \\ \text{Re}^2 + J^2 &= 1. \end{aligned}$$

Из решения данной системы уравнений находим координату

$$\text{Re} = 1 - \frac{1}{2M^2},$$

где из ΔReOK определяем

$$\gamma_{\text{пред}} = \arccos\left(1 - \frac{1}{2M^2}\right).$$

Запас по фазе есть угол γ , лежащий между вещественной отрицательной осью и лучом ON, проведенным из начала координат через точку пересечения годографа $W(j\omega)_{PC}$ с единичной окружностью, центр которой лежащим в начале координат. Численно угол γ показывает возможное отставание по фазе при $M = \text{const}$, чтобы САР оказалась на условной границе устойчивости.

Гарантируемый запас устойчивости реализуется нечеткой обратной связью с помощью устройства переключений коэффициента обратной связи САР.

Разработка многоуровневого устройства переключений коэффициента обратной связи САР

Из разных вариантов многоуровневого устройства (МУ) [17] выбран вариант реализации на базе одноуровневых триггерных устройств (ТУ) с регулируемой петлей гистерезиса, включенных параллельно в канале обратной связи и смещенных относительно друг друга вправо / влево на равные / разные интервалы скважности выходного сигнала.

ТУ аналогично триггеру Шмидта реализует релейную статическую характеристику с регулируемой петлей гистерезиса ε и отличается от него импульсным входом. В зависимости от величины отклонения частотного показателя колебательности $\Delta M = M_{\text{тек}} - M_{\text{мин}}$ ТУ формирует уровни МУ. На рис. 12 приведена его статическая характеристика, где характеристики i -ых уровней имеют равную высоту ΔR , ширину петли гистерезиса и не смещены относительно друг друга [17]. В зависимости от настройки скважности включения и выключения $\text{ТУ}_1, \dots, \text{ТУ}_n$ срабатывают один или несколько ТУ, формируя сигнал обратной связи $l \Delta R$ (выход МУ).

Характеристики МУ на базе РЭ и ТУ [17] связаны между собой, поэтому целе-

сообразно при условии постоянства уровня переключений ($\Delta K = \text{const}$) определить их соответствие:

$$\gamma = \frac{A_{\text{имп}}}{2A_{\text{гл}}} \left(\Delta M - \sum_{l=0}^n Y_l \right), \quad (4)$$

где

$$Y_1 = \begin{cases} \Delta K, \Delta M \geq \Delta M_1; \\ 0, \Delta M < \Delta M_1; \end{cases}$$

$$Y_2 = \begin{cases} \Delta K, \Delta M \geq 2\Delta M_1; \\ 0, \Delta M < 2\Delta M_1; \end{cases}$$

.....

$$Y_n = \begin{cases} \Delta K, \Delta M \geq n\Delta M_1; \\ 0, \Delta M < n\Delta M_1; \end{cases},$$

где $\frac{A_{\text{имп}}}{2A_{\text{гл}}}$ – коэффициент ШИМ-приставки; $2A_{\text{имп}}$ – двойная амплитуда сигнала ГЛИН; $A_{\text{имп}}$ – амплитуда сигнала ШИМ-приставки; $Y_1, \dots, Y_n$ – уровни МУ; ΔK_i – высота i -го уровня МУ; l – число возбужденных уровней МУ; n – число уровней МУ; $\Delta M_1 = \gamma_1 - \gamma_2$ – шаг дискретизации МУ; γ_1 – верхний уровень петли гистерезиса ТУ; $\gamma_2 = \gamma_1 - \varepsilon$ – нижний уровень петли гистерезиса ТУ; ε – заданная петля гистерезиса ТУ.

На рис. 13 показаны также варианты соответствия статических характеристик МУ на базе ТУ и РЭ. Смещение «столба» статической характеристики ТУ эквивалентно введению «гибкой» связи в нечеткой обратной связи контура управления.

Обратная связь в контуре управления недетерминированного объекта изменяется в интервале от нуля до единицы за счет изменения, например, сопротивления обратной связи операционного усилителя при переключениях МУ. При отсутствии колебаний текущего параметра МУ выдает сигнал, при котором коэффициент передачи операционного усилителя равен единице. При появлении колебаний текущего параметра, за счет изменения свойств недетерминированного объекта, МУ уменьшает дискретно коэффициент передачи операционного усилителя и ослабляет обратную связь в контуре управления при переключениях ТУ с шагом дискретизации скважности $\Delta \gamma$, например, равным 0,6.

Разработанный метод робастного управления применительно к недетерминированным объектам возможен если:

- недетерминированный объект, обладая свойством самовыравнивания, можно представить объектом третьего порядка с переменными отрицательными корнями;
- недетерминированный объект, обладая свойством самовыравнивания, можно представить объектом второго порядка с переменными комплексно-сопряженными корнями с отрицательными действительными составляющими;
- если известна структура недетерминированного объекта, обладающего свойством самовыравнивания, один из коэффициентов может изменяться как по величине, так и по знаку.

Качество управления недетерминированного объекта определяется работой адаптивного нечеткого регулятора.

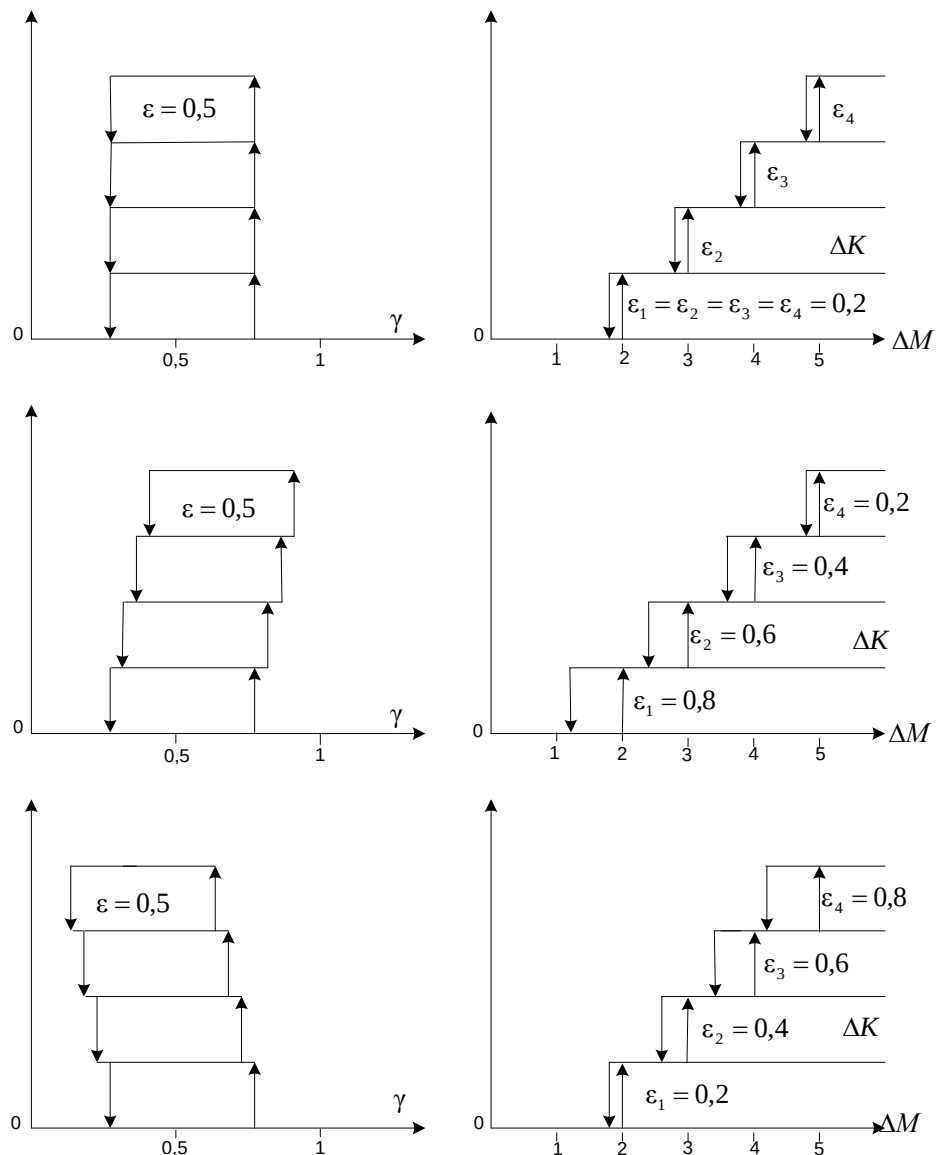


Рис. 13. Варианты соответствия статических характеристик МУ на базах РЭ и ТУ ($A_{пл} = 2$)

Разработка адаптивного нечеткого регулятора

Теория нечеткого управления широко рассмотрена в [13]. Рассматривается адаптивный нечеткий регулятор, содержащий адаптивный фаззификатор и блок активационных функций [26], показанный на рис.14. Выбор числа функций принадлежности (ФП) терм-множества фаззификатора традиционный (для инерционных (тепловых) объектов число ФП не более трех, для малоинерционных объектов (сверхпереходные процессы синхронного генератора) от 7 до 11). В качестве ФП можно задавать как линейные, так и нелинейные функции. В адаптивном нейронном фаззификаторе выбрано пять нелинейных ФП (терм), представленными сигмоидными функциями $f_1, \dots, f_8$, аналитические выражения которых показаны в (5), (6), (7), (8), (9) [4]:

$$y_1 = \frac{1}{1 + \exp(-w_1(x + w_{c1}))}; \quad (5)$$

$$y_2 = \frac{1}{1 + \exp(-w_2(x + w_{c2}))} - \frac{1}{1 + \exp(-w_3(x - w_{c3}))}; \quad (6)$$

$$y_3 = \frac{1}{1 + \exp(-w_4(x + w_{c4}))} - \frac{1}{1 + \exp(-w_5(x - w_{c5}))}; \quad (7)$$

$$y_4 = \frac{1}{1 + \exp(-w_6(x + w_{c6}))} - \frac{1}{1 + \exp(-w_7(x - w_{c7}))}; \quad (8)$$

$$y_5 = \frac{1}{1 + \exp(-w_8(x - w_{c8}))}; \quad (9)$$

где w_{ci} – параметры смещения сигмоидных ФП; w_i – вес суммарного сигнала на входе сигмоидных ФП; y_i – активизированные степени принадлежности фаззификатора синглетоном, синхронно связанным с входом x .

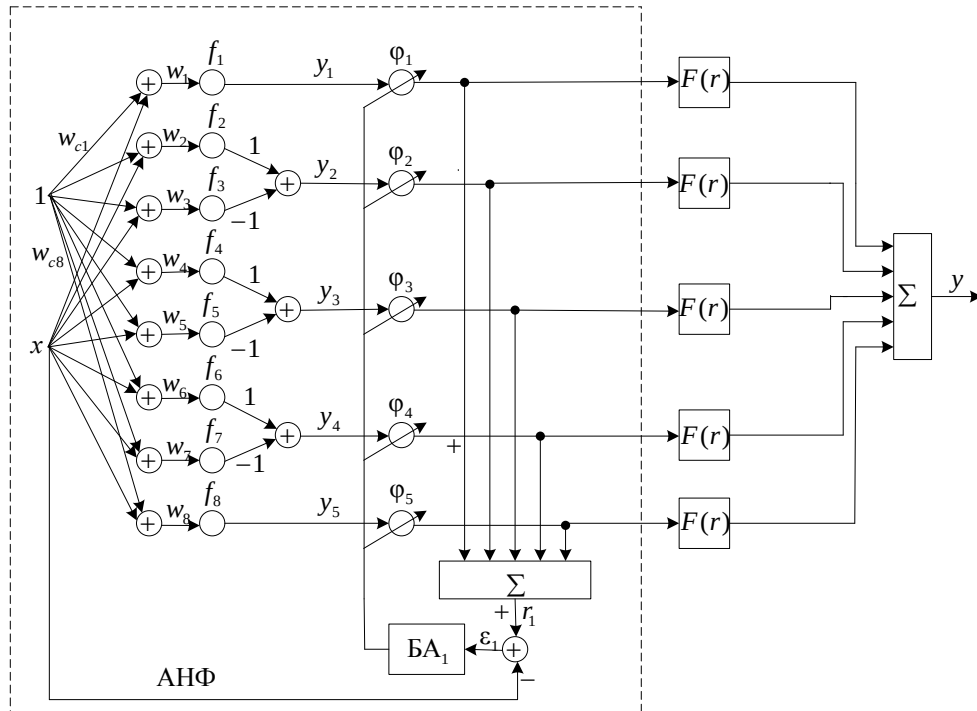


Рис.14. Адаптивный нечеткий регулятор: БА₁ – блок алгоритмов; ϕ_i – синапсы; x – отклонение текущего параметра от заданного значения; y – управляющее воздействие регулируемого объекта

При выборе терм-множества фаззификатора недетерминированного объекта необходимо учитывать свойства объекта. Так применительно к авиационному двигателю необходимо исключить терм НОРМА, так как последний является астатическим объектом. При выборе терм-множества фаззификатора применительно к синхронному генератору необходимо включить терм НОРМА, так как синхронный генератор есть статический объект.

Адаптация АНФ выполнена с помощью нейрона с последовательным обучением, используя рекуррентную формулу (10) [12]

$$h_{j+1} = h_j + C(x_j - x_{jm}) \frac{u_j}{u_j^T u_j}, \text{ при } 0 < C < 2, \quad (10)$$

где h_{j+1} – последующий шаг $j+1$ -итерации; h_j – предыдущий шаг j -итерации; x_j – дискретная форма j - итерации; x_{jm} – оценка выхода модели; $(x_j - x_{jm})$ – ошибка в оценке x_j ; u_j – измеряемая функция; T – транспонирование.

В блоке активационных функций выбраны функции активации типа гиперболический тангенс [13]:

$$F(r) = th(r) = \frac{e^r - e^{-r}}{e^r + e^{-r}}, \quad (11)$$

где $r = y \cdot \varphi$.

Адаптация нечеткого регулятора достигается умножением текущих значений степеней принадлежности, активизированных текущим значением синглтона фаззификатора, на синапсы адаптивного нейрона. Полученные произведения коэффициентов являются аргументами функций активации, усиливающие слабый сигнал и ослабляющие сильный сигнал. В общем случае адаптивный нечеткий регулятор можно представить адаптивным пропорциональным звеном, который может приспособливаться к любым изменениям ошибки отклонения текущего параметра, вызванных любыми возмущениями на САР.

Рассмотрим контур робастного управления недетерминированного объекта с применением адаптивного нечеткого регулятора и нечеткой обратной связи на базе многоуровневого релейного элемента.

Контур управления недетерминированного объекта с применением многоуровневой обратной связи

На рис.15 приведена структура управления недетерминированного объекта, включающая основной контур управления и блок управления МУ для управления нечеткой обратной связью. Для управления недетерминированным объектом возможно использовать адаптивный нечеткий регулятор, показанные на рис. 13 включающий адаптивный нейронный фаззификатор (АНФ) и блок активационных функций.

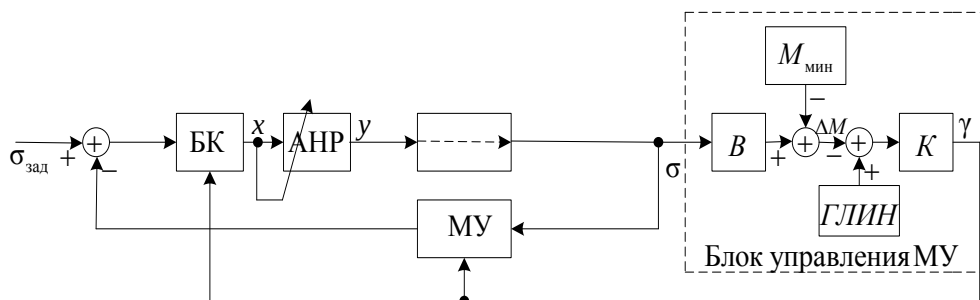


Рис. 15. Структура управления недетерминированного объекта: БК – блок коррекции; АНФ – адаптивный нечеткий регулятор; МУ – многоуровневое устройство; В – выпрямитель; ГЛИН – генератор линейно-изменяющегося напряжения; К – компаратор

Адаптация АНФ выполнена с помощью нейронов с последовательным обучением, используя рекуррентную формулу (10) [12].

Реальный недетерминированный объект оснащен на выходе датчиком текущего параметра. Обратная связь в замкнутой САР реализуется с помощью многоуровневого устройства (МУ). Коэффициент обратной связи в исходном состоянии равен единице. В текущем состоянии МУ уменьшает коэффициент обратной связи с увеличением ошибки на входе АНФ. Для коррекции ошибки необходимо уменьшить ошибку регулирования пропорционально изменению коэффициента обратной связи с помощью БК. Для управления коэффициентом обратной связи введен блок управления МУ (см. рис.15), который вычисляет текущее значение частотного показателя колебательности M .

Блок управления МУ САР включает выпрямитель (В), генератора линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН), уставку минимального значения $M_{\min}$, элементы сравнения и компаратор. Текущее значение частотного показателя колебательности M сравнивается с его минимальным заданным значением $M_{\min}$. Выявленное отклонение преобразуется с помощью ШИМ-приставки в скважность γ для дальнейшего управления МУ. При этом модель МУ корректирует (уменьшает с учетом знака) коэффициент усиления БК в основном контуре САР.

Для коррекции коэффициента обратной связи в основном контуре управления недетерминированного объекта необходимо разработать специальное устройство, допускающее «гибкое» управление как в статике, так и в динамике.

Таким образом, настройки МУ обеспечивают «гарантированный» запас устойчивости САР, а адаптивный нечеткий регулятор – необходимое качество переходного процесса. Этим самым решается противоречие между устойчивостью и качеством переходного процесса в замкнутой САР с недетерминированным объектом.

Теория катастроф и бифуркаций динамических систем

Бифуркация – это приобретение нового качества в движениях динамической системы при малом изменении ее параметров [37].

Теория бифуркаций динамических систем – это теория, которая изучает изменения качественной картины разбиения фазового пространства в зависимости от изменения одного или нескольких параметров вдоль некоторой кривой, называемой бифуркационной диаграммой.

Грубая система – это такая система, качественный характер движения которой не меняется при достаточно малом изменении параметров, в противном – система называется негрубой. Таким образом, в пространстве параметров возникают области грубых систем, которые разделяются поверхностями, состоящими из негрубых систем.

Теория катастроф, включающая в себя теорию бифуркаций, рассматривает качественное изменение поведения объекта при плавном количественном изменении параметров, от которых он зависит. Теория катастроф анализирует критические точки, где все производные потенциальной функции равны нулю. Динамика развития таких точек может быть изучена при помощи разложения потенциальных

функции в ряд Тейлора посредством малых изменений входных параметров. Если точки роста складываются не просто в случайный узор, но формируют структурированную область устойчивости, эти точки существуют как организующие центры для особых геометрических структур с низким уровнем катастрофичности, с высоким уровнем катастрофичности в окружающих их областях фазового пространства.

В случае потенциальной функции с одной активной переменной известно четыре типа катастроф первого порядка: складка, сборка, ласточкин хвост и бабочка:

- складка $V = x^3 + ax$
- сборка ($V = x^4 + ax^2 + bx$);
- ласточкин хвост ($V = x^5 + ax^3 + bx^2 + cx$);
- бабочка ($V = x^6 + ax^4 + bx^3 + cx^2 + dx$).

В случае потенциальной функции с двумя активными переменными известны катастрофы второго порядка: гиперболическая омбилика, эллиптическая омбилика, параболическая омбилика:

- гиперболическая омбилика ($V = x^3 + y^3 + axy + bx + cy$);
- эллиптическая омбилика $V = x^3/3 - xy^2 + a(x^2 + y^2) + bx + cy$;
- параболическая омбилика ($V = yx^2 + y^4 + ax^2 + by^2 + cx + dy$).

Контрольные вопросы

1. Пояснить параметрическую неопределенность.
2. Пояснить структурную неопределенность.
3. Критерий робастности для детерминированного объекта.
4. Пояснить частотный показатель колебательности М.
5. Пояснить нечеткую обратную связь.

4. Системы группового управления

Групповые системы управления рассматривают объекты с распределенной структурой, где возможны противоречия в управлении.

Рассмотрим основы теории группового управления на примере производства электроэнергии.

Объединение синхронных генераторов (СГ) в автономной электростанции (АЭС) дает возможность лучше использовать установленные мощности, производить ремонт и более эффективно реагировать на подключение потребителей. В результате этого обеспечивается постоянство режима и облегчается регулирование частоты и напряжения. Создание АЭС позволяет получить экономические выгоды, приводит к увеличению надежности работы и бесперебойности энергоснабжения. Требования обеспечения надлежащего качества энергии относятся к свойствам внешних характеристик СГ. Законы управления АЭС: $f_{\text{шин}} = \text{const}$, $U_{\text{шин}} = \text{const}$, где нагрузка может быть распределена равномерно или пропорционально мощности генераторов с помощью управления параллельной работой последних.

Оптимальным режимом управления параллельной работой генераторов является экономически выгодный режим (работа генераторов с равным коэффициентом мощности и отсутствием уравнивающих токов), который в случае идеального поддержания напряжения и частоты на шинах и распределения активной и реактивной мощностей между генераторами выполняется автоматически [9]. Сведение обменной мощности к минимуму, а в пределе – к нулю, требует высокого качества распределения реактивной и активной мощностей между генераторами. Современная теория управления АЭС предлагает следующие методы управления параллельной работой генераторов: МСХ, ММСХ, МБГ, МКАХ [8]. Рассмотрим особенности указанных выше методов управления параллельной работой СГ.

Метод статических характеристик (МСХ) основан на коэффициентах наклона внешних характеристик генераторов (не менее 6 %) с применением уравнильных проводов, которые пропускают через себя уравнильные токи с целью выравнивания потенциалов одноименных точек обмоток возбуждения СГ [8], либо с применением устройств формирования статизма (УФС) [8], либо их комбинация.

$$\begin{cases} \Delta U - S_{Q_1} Q_1 = 0 \\ \dots\dots\dots \dots\dots\dots \cdot\cdot \\ \Delta U - S_{Q_n} Q_n = 0, \end{cases} \quad (12)$$

Уравнения связи поддержания частоты на шинах и распределения активной мощности между генераторами описываются следующей системой уравнений (13)

На рис. 16 приведены статические характеристики распределения реактивных и активных мощностей при параллельной работе двух СГ по МСХ. Этот метод исключает астатическое регулирование напряжения и частоты на шинах, а при снижении коэффициента наклона внешних характеристик генераторов меньше 6% возникает неравномерность в распределении нагрузок между СГ, что требует разработки новых методов управления параллельной работой СГ с квази-астатическими внешними характеристиками.

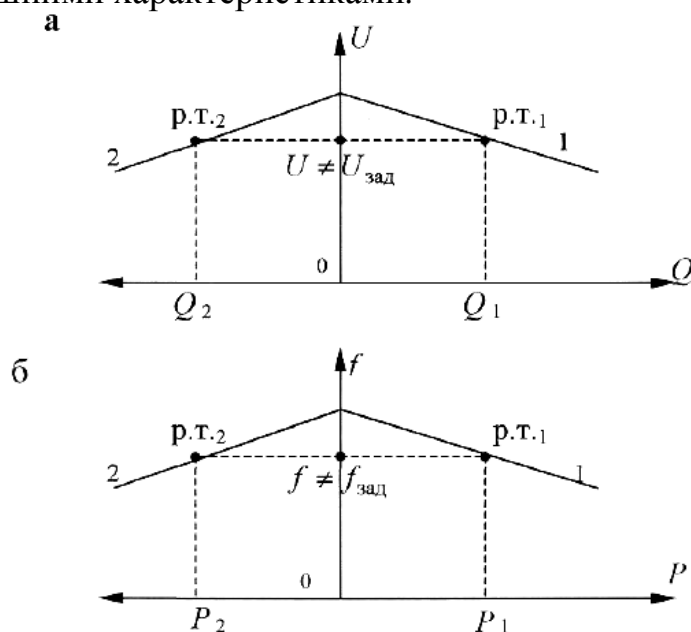


Рис. 16. Статические характеристики параллельной работы двух СГ по МСХ: а – распределения реактивной мощности; б – распределение активной мощности, где p.t.1 и p.t.2 – рабочие точки

Управление параллельной работой по МСХ теоретически обеспечивает устойчивое распределение активной/реактивной мощности между СГ, но допускает статическую ошибку в поддержании напряжения /частоты на шинах АЭС. Повышение жесткости внешних характеристик СГ с целью снижения статической ошибки приводит к неопределенности распределения активной и реактивной нагрузки между генераторами.

Таким образом, МСХ управления параллельной работой генераторов имеет недостаток, связанный с дрейфом и статизмом внешних характеристик генераторов. Данный метод широко применяется в системах электроснабжения самолетов и вертолетов. Виды систем электроснабжения самолетов и вертолетов предусмотрены ГОСТ 19705-74, который предписывает применение переменного тока с числом фаз один/три при номинальное фазном/линейном напряжении 115/200 с постоянной частотой 400 Гц. и тока с переменной частотой (320–1050) Гц. Системы электроснабжения состоят из систем генерирования и распределения электроэнергии. Система генерирования разделяются на два крупных класса: 1 – системы с раздельной работой каналов; 2 – системы с параллельной работой каналов генерирования. Системы переменного тока с переменной частотой (320–1050) Гц могут быть только с раздельной работой каналов. При частоте 400 Гц возможна как раздельная, так параллельная работа. На многомоторных самолетах

тах число каналов генерирования равно числу авиадвигателей. С 1950–60 г.г. постоянная частота генератора (400 Гц) при переменной частоте вращения авиадвигателя обеспечивается приводом постоянной частоты. Недостатком такого привода является то, что через регулирующий орган проходит полная мощность. Из-за этого сам регулирующий орган становится сложным, а надежность и КПД привода низкие. В отличие от прямых приводов, в дифференциальных приводах доля механической мощности от первичного двигателя проходит в генератор через дифференциальный редуктор, минуя регулирующий орган.

Генератор переменного тока, например, типа ГТ40ПЧ8 является бесщеточной шестиполусной синхронной машиной с навешенным на вал ротора 12-полюсным постоянным магнитом (подвозбудитель). После запуска авиадвигателя 12-полюсный постоянный магнит наводит в статорной обмотке подвозбудителя переменную ЭДС (47–51) В с частотой 800 Гц, которая поступает в блок регулирования напряжения (БРН-62Б). С данного блока выпрямленное напряжение подается на обмотку возбуждения возбудителя, расположенную в неподвижном индукторе возбудителя. Роторная обмотка возбудителя, вращаясь в постоянном магнитном поле обмотки возбуждения возбудителя, наводит в себе ЭДС, подаваемую через блок вращающихся диодов в обмотку возбуждения генератора. Происходит возбуждение генератора. Поле ротора генератора, пересекая статорные обмотки генератора, наводит в них напряжение 200/115 В основной частоты 400 Гц для питания бортсети. Постоянная частота может быть получена не только путем механической стабилизации частоты вращения вала генератора, но и с помощью статических преобразователей частоты (СПЧ) на управляемых полупроводниковых приборах. Такие системы будут состоять из СГ с приводом непосредственно от вала авиадвигателя и СПЧ, преобразующих переменную частоту генераторов в постоянную частоту.

4.2. Метод мнимостатических характеристик

Метод мнимостатических характеристик (ММСХ) обеспечивает астатическое регулирование частоты / напряжения и статическое регулирования распределения активной / реактивной мощности между СГ согласно (14) и (15):

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta f + S_{p_1}(P_1 - \alpha_{p_1} \sum_{k=1}^n P_k) = 0 \\ \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \\ \Delta f + S_{p_n}(P_n - \alpha_{p_n} \sum_{k=1}^n P_k) = 0; \end{array} \right. \quad (14)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta U + S_{Q_1}(Q_1 - \alpha_{Q_1} \sum_{k=1}^n Q_k) = 0 \\ \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \\ \Delta U + S_{Q_n}(Q_n - \alpha_{Q_n} \sum_{k=1}^n Q_k) = 0, \end{array} \right. \quad (15)$$

где $\alpha_{P_1} \sum_{k=1}^n P_k \dots \alpha_{P_n} \sum_{k=1}^n P_k$ – расчетные значения активных мощностей СГ;
 $\alpha_{Q_1} \sum_{k=1}^n Q_k \dots \alpha_{Q_n} \sum_{k=1}^n Q_k$ – расчетные значения реактивных мощностей СГ;
 $k=1, 2, \dots, n$; $S_{Q_1} \dots S_{Q_n}, S_{P_1} \dots S_{P_n}$ – коэффициенты наклона статических характеристик распределения активной и реактивной мощности СГ, которые не равны нулю; Δf , ΔU – отклонения частоты и напряжения на шинах; $P_1 \dots P_n$ – текущие значения активных мощностей СГ; $Q_1 \dots Q_n$ – текущие значения реактивных мощностей СГ;

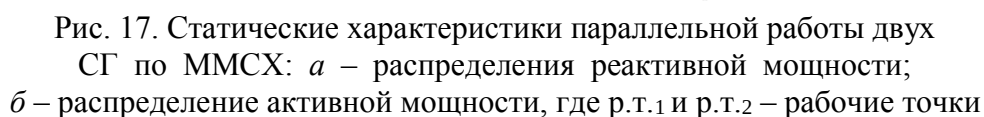
На рис. 17 приведены статические характеристики распределения реактивной и активной мощностей при параллельной работе двух СГ по ММСХ. Показано параллельное смещение статических характеристик при включении активной и реактивной нагрузок. Особенностью метода является снижение частоты и напряжения на шинах и разгрузки СГ при отключении любого агрегата, если не будут выполнены условия (16):

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^n \alpha_{P_k} = 1 \\ \sum_{k=1}^n \alpha_{Q_k} = 1. \end{cases} \quad (16)$$

Астатизм поддержания частоты и напряжения на шинах достигается параллельным смещением статических характеристик генераторов 1, 2 (см. рис. 17). Недостатком ММСХ является низкое быстродействие, а при коэффициенте наклона (статизм) меньше 6 % – неустойчивое распределение активной мощности между приводами СГ.

Управление параллельной работой СГ по ММСХ обеспечивает устойчивое поддержание частоты и распределение активной мощности, но имеет низкое быстродействие.

Практическое применение ММСХ управления параллельной работой генераторов нашел в электростанциях, работающих параллельно с сетью бесконечной мощности.



$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta f = f_{\text{зад}} - f = 0 \\ P_1 = K_{P1} P_{BГ} \\ \\ P_n = K_{Pn} P_{BГ}, \end{array} \right.$$

где Δf – отклонение частоты от заданного значения; $P_{\text{бг}}$ – активная мощность базового агрегата; $K_{p_1}, \dots, K_{p_n}$ – коэффициенты долевого участия агрегатов в покрытии активной мощности.

На рис. 18 приведены статические характеристики генераторов и агрегатов управления по МБГ.

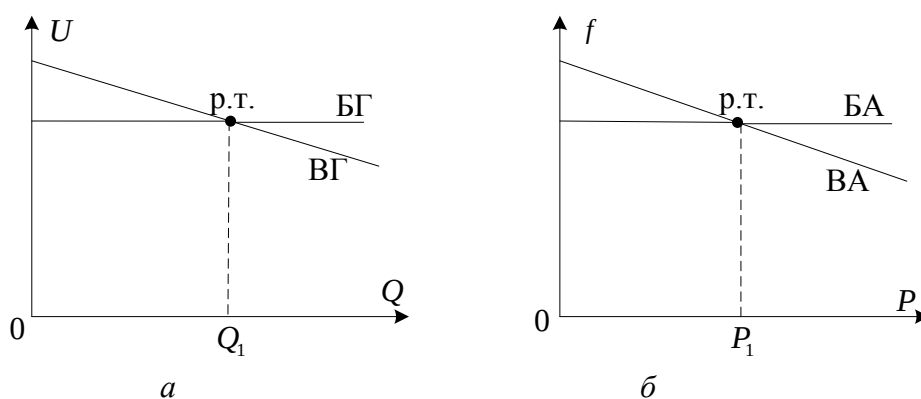


Рис.18 Статические характеристики генераторов и агрегатов управления по МБГ: a – распределение реактивной мощности; b – распределение активной мощности, где р.т. – рабочие точки, ВА – ведомый агрегат; БА – базовый агрегат.

МБГ характеризуется жестким закрепление функций базового генератора за определенным генератором и низким быстродействием в распределении мощностей между базовым и ведомыми генераторами. При внезапном отключении базового генератора управление параллельной работой генераторов нарушается, что является недостатком метода.

4.4. Метод квазиастатических характеристик

Качество вырабатываемой электроэнергии в системе малой энергетики зависит от свойств внешних характеристик генераторов [8]. В случае астатических внешних характеристик генераторов и их приводов достигается абсолютная точность поддержания напряжения и частоты на шинах автономной системы и неоднозначность распределения нагрузки между генераторами. Однако при снижении статизма внешних характеристик СГ до 1–2 % возможно практически реализовать параллельную работу генераторов в АЭС. Данный метод имеет несколько вариантов реализации: на базе релейно-логической логики и адаптивных нечетких регуляторов.

Рассмотрим алгоритм релейно-логического управления (РЛМ-управления) параллельной работой СГ с квазиастатическими внешними характеристиками, где каждый генераторный агрегат выполняет одновременно функции поддержания напряжения / частоты на шинах и распределения между генераторами реактивной / активной мощности в следующих разработанных автором вариантах ис-

полнения: два варианта исполнения с релейной настройкой в полярной системе координат (ПСК) [8] .

4.4.1. Релейно-логическое управление параллельной работой СГ в полярной системе координат

Особенностью РЛМ-управления [8] параллельной работой генераторов является ранжирование генераторов переменного тока через сравнение параметров переменных, информирующих о нагрузке генераторов.

К таким параметрам переменных можно отнести:

- фазовую координату (сдвиг фазы между током и напряжением);
- модуль полного тока;
- проекции вектора тока на действительную и мнимую оси комплексной плоскости;
- напряжение возбуждателя генератора.

С целью повышения точности и быстродействия устройства рассмотрим варианты представления вектора полного тока статора в ПСК для распределения реактивной / активной мощности между генераторами, работающими на автономную шину с нагрузкой.

а) РЛМ-управление параллельной работой СГ в ПСК по первому варианту [8].

РЛМ-управление параллельной работой СГ по первому варианту предполагает сравнение векторов полного тока статоров СГ через сравнение интервалов времени Δt , пропорциональных фазовым сдвигам между токами и напряжением одноименной фазы статоров СГ, и релейно-логическое сравнение модулей полных токов.

Известно, что напряжение фазы «а» на шинах генераторов изменяется по закону $u_a = U_{ma} \sin \omega t$, а ток в фазе «а» $i_a = I_{ma} \sin(\omega t - \varphi)$. В момент прохождения тока i_a через нуль, следует

$$i_a(\Delta t) = I_{ma} \sin(\omega \Delta t - \varphi) = 0; \\ (\omega \Delta t - \varphi) = 0 \text{ или } \varphi = \omega \Delta t, \quad (17)$$

т.е. фазовый сдвиг φ между напряжением и током пропорционален временному интервалу Δt между моментами времени перехода кривых напряжения u_a и тока i_a через нуль.

Очевидно также, что активная и реактивная мощности фазы генератора определяются по формулам (18):

$$P = U I \cos \varphi; \\ Q = U I \sin \varphi. \quad (18)$$

Тогда угол сдвига фазы между вектором напряжения и вектором тока одноименной фазы первого генератора определяется по формуле (19)

$$\varphi_1 = \arccos \frac{I_{a1}}{I_1} = \arcsin \frac{I_{p1}}{I_1}, \quad (19)$$

где: I_{a1} , I_{p1} – активная и реактивная составляющие тока, соответственно, первого генератора; I_1 – модуль полного тока первого генератора.

Подставив (18) в (17), получим временной интервал Δt_1 :

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_1} \arccos \frac{I_{a1}}{I_1} = \frac{1}{\omega_1} \arcsin \frac{I_{p1}}{I_1}. \quad (20)$$

Согласно (20) следует, что чем больше активная мощность генератора, тем меньше Δt и наоборот, а также, чем больше реактивная мощность генератора, тем больше Δt и наоборот.

Если ввести в рассмотрение параллельно работающий второй генератор, то для него, аналогично, можно записать:

$$\Delta t_2 = \frac{1}{\omega_2} \arccos \frac{I_{a2}}{I_2} = \frac{1}{\omega_2} \arcsin \frac{I_{p2}}{I_2}. \quad (21)$$

Сравнивая интервалы времени Δt_1 и Δt_2 при равных модулях полных токов I_1 и I_2 , можно выявить генератор с большим или меньшим значением реактивной/активной мощности.

В выражениях (20), (21) обратная функция косинуса берется от относительных активных токов СГ, а обратная функция синуса – от относительных реактивных токов СГ, базисными значениями которых являются модули полных токов одноименной фазы. В выражениях (20), (21) принимается

$$\omega_1 = \omega_2 = \dots = \omega = \omega_{\text{зад}},$$

где $\omega_1, \omega_2, \omega_{\text{зад}}$ – круговая частота вращения магнитного поля первого и второго СГ и ее заданное значение при параллельной работе в автономном режиме.

Таким образом, в качестве входных параметров для управления параллельной работы СГ в ПСК с релейной настройкой на максимум обосновано применение временного интервала Δt и модуля полного тока СГ.

При параллельной работе СГ на нагрузку, имеющей активно-индуктивный характер, очевидно, что СГ, имеющий меньший временной интервал, имеет минимальный реактивный ток и максимальный активный ток, а СГ, имеющий больший временной интервал, имеет максимальный реактивный ток и минимальный активный ток.

Распределение реактивной / активной мощности между генераторами осуществляется ранжированием генераторов по временному интервалу (фазовому сдвигу между векторами тока и напряжения одноименной фазы) с помощью блока динамического приоритета (БДП), реализующего разные дисциплины обслуживания входов, например, типа *FIFO* «первый пришел – первый обслужен» со следующим логическим описанием:

– у СГ, занимающего первое место в очереди, ток статора первым проходит через нуль после начала положительного полупериода напряжения на шинах;

– у СГ, занимающего последнее место в очереди, ток статора последним проходит через нуль после начала положительного полупериода напряжения на шинах.

На рис. 19 приведена структурная схема РЛМ-управления параллельной работой СГ. Ранжирование параллельно работающих СГ с помощью БДП в каждый положительный полупериод фазного напряжения на шинах с частотой 50 Гц требует блока фиксации первого места в очереди, так как частота регулирования меньше частоты питающего напряжения. Выход блока фиксации первого места в очереди является выходом анализатора B_1 . Анализатор B_1 содержит нуль-орган по напряжению (HO_u), нуль-органы тока ($HO_1 - HO_n$) по числу СГ, триггеры ($Tr_1 - Tr_n$) по числу СГ и БДП. Для определения СГ с максимальным модулем полного тока нагрузки через релейное сравнение введен анализатор B_2 с настройкой на максимум, построенный на основании структуры полного графа связей параллельно работающих СГ, показанного на рис. 20.

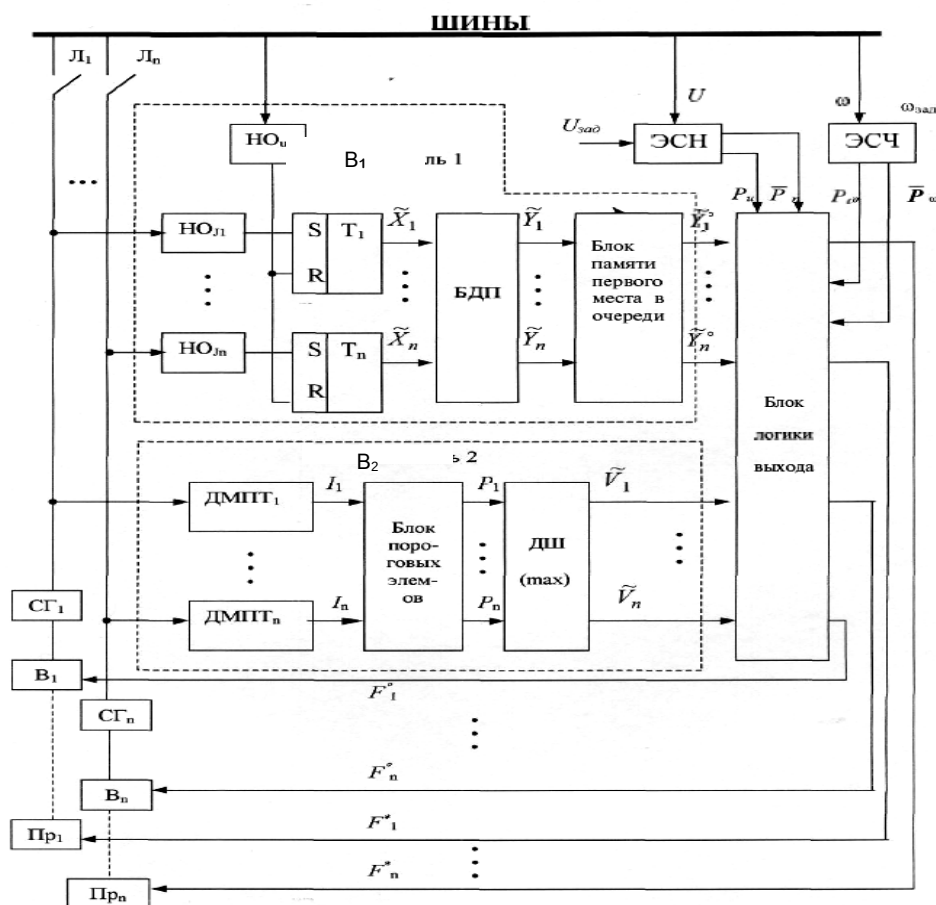


Рис. 19. Структурная схема РЛМ-управления параллельной работой СГ в ПСК по первому варианту: HO_u – нуль-орган по напряжению; ($HO_1 - HO_n$) – нуль-органы тока; БПЭ – блок пороговых элементов; ДШ – дешифратор; ЭСН – пороговый элемент сравнения по напряжению; ЭСЧ – пороговый элемент сравнения по частоте; $СГ_i$ – i -СГ; $Пр_i$ – i -привод; ($Tr_1 - Tr_n$) – RS-триггеры; ($ДМПТ_1 - ДМПТ_n$) – датчики модулей полного тока.

Из (18) следует

Подставив (24) в (18), получим:

Из (25) следует, чем больше реактивный ток генератора, тем больше Δt и наоборот. Если ввести в рассмотрение параллельно работающий второй генератор, то для него, аналогично, можно записать:

Сравнивая интервалы времени Δt_1 и Δt_2 при равных активных токах I_{a1} и I_{a2} , можно выявить генератор с большим или меньшим значением реактивного тока. В выражениях (25), (26) обратная функция тангенс берется от относительных реактивных токов СГ, где базисными значениями являются активные токи одноименной фазы генераторов. В выражениях (25), (26) принимается

Таким образом, в качестве входных параметров для управления параллельной работы СГ в ПСК с релейной настройкой обосновано применение временного интервала Δt и активного тока СГ. Распределение реактивного тока между СГ осуществляется БДП. На рис. 21 приведена структурная схема РЛМ-управления параллельной работой СГ в ПСК (второй вариант).

Особенностью второго варианта управления параллельной работой СГ в ПСК является замена анализатора 2 на анализатор 3 в структурной схеме (см. рис. 22).

Для релейно-логического сравнения активных токов генераторов вводится анализатор В₃, построенный на основании структуры полного графа связей. Анализатор В₃ имеет в своем составе датчики активного тока (ДАТ₁...ДАТ_n) по числу СГ, БПЭ и дешифратор (ДШ) с математическим описанием в виде системы логических уравнений:

53

где $\hat{V}_1, \hat{V}_2, \dots, \hat{V}_n$ – выходы анализатора B_3 с настройкой на максимум; n – число генераторов АЭС; $P_{1-2}^0, \dots, P_{i-j}^0, \dots, P_{n-(n-1)}^0$ – прямые пороговые функции активного тока СГ; $\overline{P}_{1-2}^0, \dots, \overline{P}_{i-j}^0, \dots, \overline{P}_{n-(n-1)}^0$ – инверсные пороговые функции активных токов СГ. Число пороговых элементов БПЭ определяется по (23).

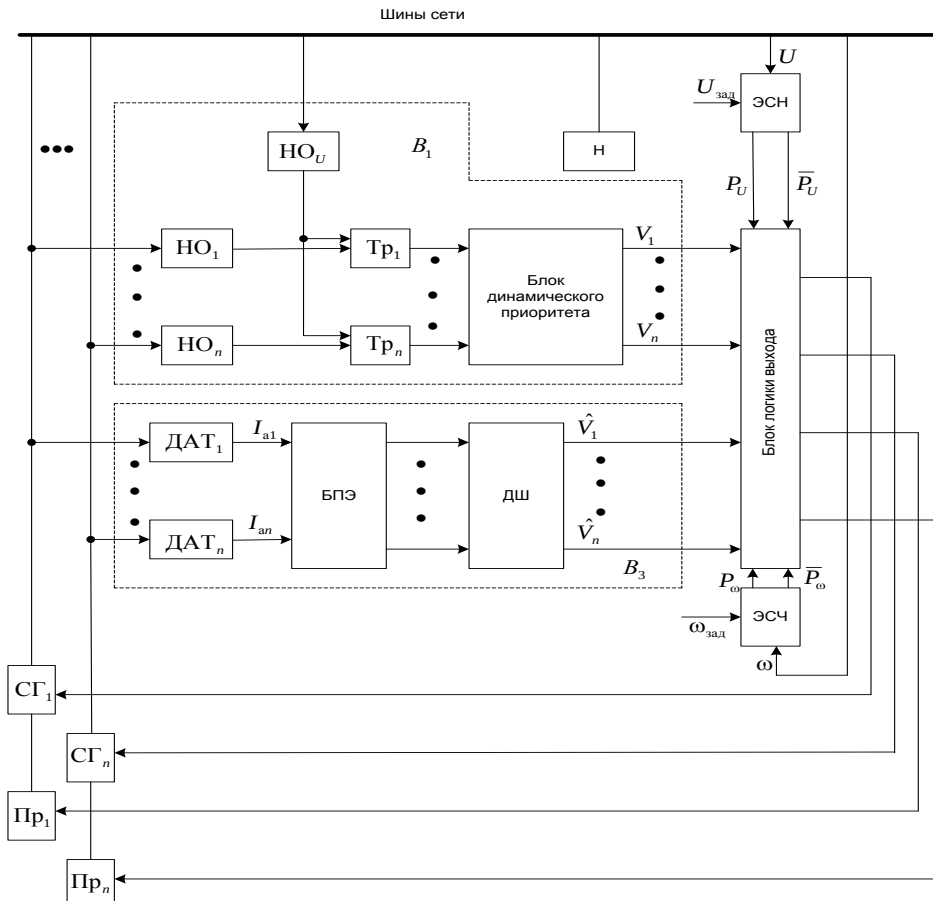


Рис. 21. Структурная схема РЛМ-управления параллельной работой СГ

в ПСК по второму варианту: $НО_u$ – нуль-орган по напряжению; $(НО_1 - НО_n)$ – нуль-органы тока; БПЭ – блок пороговых элементов; ДШ – дешифратор; ЭСН – пороговый элемент сравнения по напряжению; ЭСЧ – пороговый элемент сравнения по частоте; $СГ_i$ – i -СГ; $Пр_i$ – i -привод; $(Тр_1 - Тр_n)$ – RS-триггеры; $(ДАТ_1 - ДАТ_n)$ – датчики активного тока.

Логические уравнения блока логики выхода устройства управления по каналу поддержания напряжения и распределения реактивной мощности в ПСК по первому варианту могут быть представлены следующим образом:

$$\begin{cases} R_1 = V_1 \wedge \overline{P}_U \\ R_2 = V_2 \wedge \overline{P}_U \\ \dots \\ R_n = V_n \wedge \overline{P}_U, \\ \overline{R}_1 = \overline{R}_2 = \dots = \overline{R}_n = P_U, \\ P_U = \begin{cases} 1, & U \leq U_{\text{зад}} \\ 0, & U_{\text{зад}} < U. \end{cases} \end{cases} \quad (28)$$

где $V_1, V_2, \dots, V_n$ – выходы БДП; $P_U, \bar{P}_U$ – прямая и инверсная пороговые функции релейного элемента по напряжению; $R_1, R_2, \dots, R_n, \bar{R}_1, \bar{R}_2, \dots, \bar{R}_n$ – прямые и инверсные выходы, соответственно, блока логики канала поддержания напряжения и распределения реактивной мощности.

Алгоритм работы блока логики канала поддержания напряжения и распределения реактивной мощности между СГ в ПСК по первому варианту состоит из следующих операций:

- уменьшение тока возбуждения i -го СГ с максимальным реактивным током статора при напряжении на шинах $U > U_{\text{зад}}$;
- увеличение одновременно токов возбуждения СГ при напряжении на шинах $U \leq U_{\text{зад}}$.

Логические уравнения блока логики выхода устройства управления по каналу поддержания частоты и распределения активной мощности по первому варианту может быть представлено следующим образом:

$$\begin{cases} R_1^0 = \tilde{V}_1 \wedge \bar{P}_\omega \\ R_2^0 = \tilde{V}_2 \wedge \bar{P}_\omega \\ \dots \\ R_n^0 = \tilde{V}_n \wedge \bar{P}_\omega. \end{cases}$$

$$\bar{R}_1^0 = \bar{R}_2^0 = \dots = \bar{R}_n^0 = P_\omega;$$

$$P_\omega = \begin{cases} 1, & \omega \leq \omega_{\text{зад}} \\ 0, & \omega_{\text{зад}} < \omega, \end{cases}$$

где $\tilde{V}_1, \tilde{V}_2, \dots, \tilde{V}_n$ – выходы анализатора В₂; $P_\omega, \bar{P}_\omega$ – прямая и инверсная пороговые функции релейного элемента по частоте; $R_1^0, R_2^0, \dots, R_n^0, \bar{R}_1^0, \bar{R}_2^0, \dots, \bar{R}_n^0$ – прямые и инверсные выходы, соответственно, блока логики канала поддержания частоты и распределения активной мощности.

Алгоритм работы блока логики канала поддержания частоты и распределения активной мощности между СГ в ПСК по первому варианту состоит из следующих операций:

- уменьшение частоты вращения привода i -го СГ с максимальным активным током статора при частоте на шинах $\omega > \omega_{\text{зад}}$;
- одновременное увеличение частот вращения приводов СГ при частоте на шинах $\omega \leq \omega_{\text{зад}}$.

Логические уравнения блока логики выхода устройства управления по каналу поддержания напряжения и распределения реактивной мощности по второму варианту соответствуют (28).

Логические уравнения блока логики выхода устройства управления по каналу поддержания частоты и распределения активной мощности в ПСК по второму варианту может быть представлены следующим образом:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1^0 = \hat{V}_1 \wedge \bar{P}_\omega \\ L_2^0 = \hat{V}_2 \wedge \bar{P}_\omega \\ \vdots \\ L_n^0 = \hat{V}_n \wedge \bar{P}_\omega, \end{array} \right.$$

где $\hat{V}_1, \hat{V}_2, \dots, \hat{V}_n$ – выходы анализатора B_3 ; $P_\omega, \bar{P}_\omega$ – прямая и инверсная пороговые функции релейного элемента по частоте; $L_1^0, L_2^0, \dots, L_n^0, \bar{L}_1^0, \bar{L}_2^0, \dots, \bar{L}_n^0$ – прямые и инверсные выходы, соответственно, блока логики канала поддержания частоты и распределения активной мощности.

Алгоритм работы блока логики канала поддержания частоты и распределения активной мощности между СГ в ПСК по второму варианту состоит из следующих операций:

– уменьшение частоты вращения привода i -го СГ с максимальным активным током статора при частоте на шинах $\omega > \omega_{\text{зал}}$;

– одновременное увеличение частот вращения приводов БЩСГ при частоте на шинах $\omega \leq \omega_{\text{зад}}$.

Блоки логики выхода (рис. 19, рис. 21) при разных вариантах, принимая изменения входных сигналов, формирует переключающие функции на изменение тока возбуждения k -го СГ и изменение подачи топлива приводу i -го СГ.

Для имитационного моделирования системы РЛМ-управления параллельной работой СГ в ПСК было разработано математическое описание модели. Проведенное моделирование в пакете «ПСК» подтвердило возможность управления СГ в ГТЭС в ПСК с заданной точностью. На рис. 22 приведен интерфейс пакета «ПСК», а осциллограмма РЛМ-управления параллельной работой двух БЩСГ под нагрузкой в установившемся режиме приведена на рис. 23.

Осциллограмма иллюстрирует переходные процессы в системе параллельной работы двух генераторов на нагрузку в установившемся режиме в неподвижной системе координат $(\alpha, \beta, 0)$. Развертка в машинном времени замедлена в 31,4 раза. Показан сдвиг по фазе между токами статоров и напряжением фазы a , также работа релейно-логического блока устройства управления. Время иллюстрации переходных процессов между (78,5 – 94,2) рад с шагом 3,14 рад. Недостатком РЛМ-управления параллельной работой СГ в ПСК является влияние искажений фазных токов и напряжения одноименных фаз, влияющих на работу БДП. В связи с этим рассмотрим представление векторов тока одноименных фаз СГ при РЛМ-управлении в ДСК, где влияние искажений токов и напряжения одноименных фаз исключено.

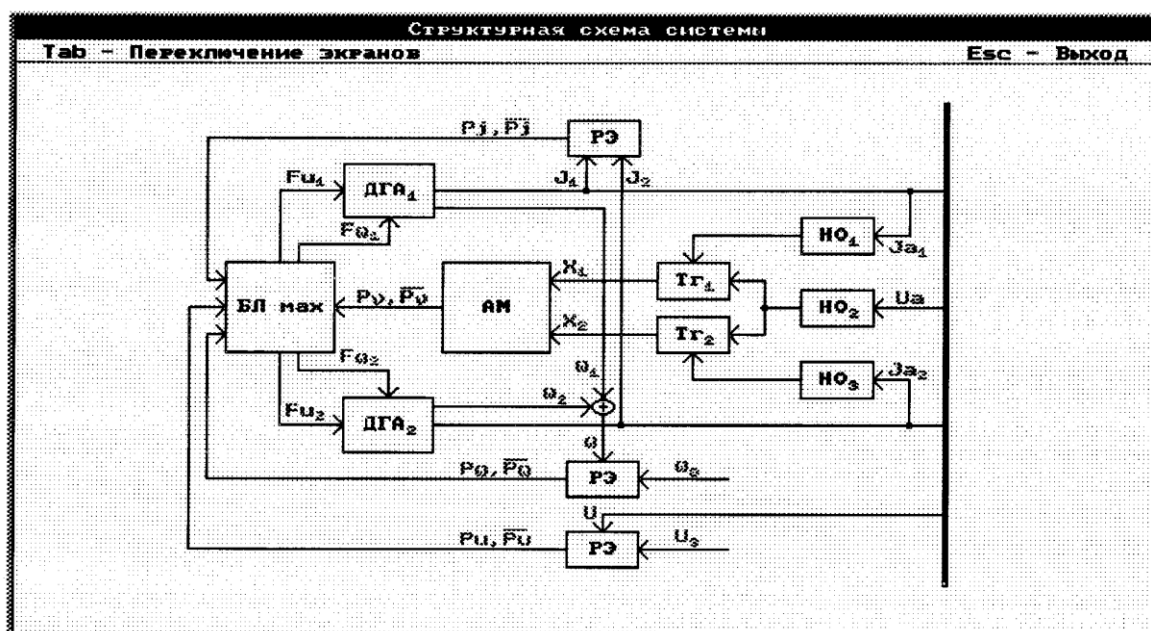


Рис. 22. Интерфейс пакета «ПСК»

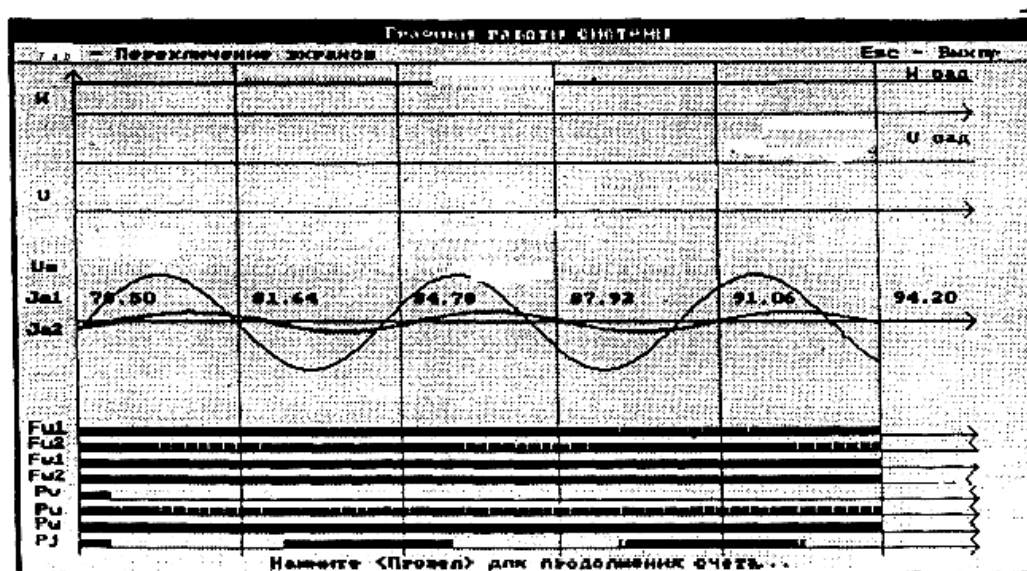


Рис. 23. Осциллограмма РЛМ-управления параллельной работой двух СГ под нагрузкой в установившемся режиме

4.4.2. Реализация метода квазиастатических характеристик с применением адаптивных нечетких регуляторов

Автономные электростанции мощностью от единиц до нескольких десятков мегаватт объединяют от двух и более генерирующих установок, что экономически выгодно при производстве электроэнергии. Генерирующая установка состоит из синхронного генератора (СГ), газотурбинного авиационного двигателя (ГТД) и котла-утилизатора. Коэффициент полезного действия такой энергоустановки, выраба-

тывающей тепловую и электрическую энергию, составляет 73%.

СГ, преобразующий механическую энергию в электрическую, имеет бесщелочное возбуждение, реализуемое управляемым нереверсивным возбудителем с применением и без пропорционально-интегрального (ПИ) регулятора.

ГТД, преобразующий химическую энергию газа в механическую, имеет регулирующий орган (дозатор), в состав которого входит или отсутствует ПИ-регулятор. В дальнейшем связку СГ + ГТД представим как регулируемый объект (РО), имеющий два входа (расход топлива и ток возбуждения) и один выход (электрическая энергия).

Качество вырабатываемой электроэнергии в системе малой энергетики зависит от свойств внешних характеристик СГ. В случае астатических внешних характеристик СГ и их приводов достигается высокая точность поддержания напряжения и частоты на шинах автономной электростанции и неоднозначность распределения нагрузки между СГ [8]. Однако при снижении статизма внешних характеристик СГ до 1–2 % возможно практически реализовать параллельную работу генераторов автономной электростанции и это определяет актуальность поставленной задачи.

Известные в теории управления методы: метод статических характеристик, метод ведущего (базового) генератора, метод мнимостатических характеристик, релейно-логический метод не пригодны для решения поставленной задачи в связи с их особенностями управления. Так метод статических характеристик требует статизм внешних характеристик не менее 6 %, метод ведущего генератора обеспечит астатизм поддержания напряжения и равномерное распределение мощности между ведомыми генераторами, но допускает инерционность при распределении нагрузки между ведомыми генераторами, а также требует фиксации базового генератора.

Управление по методу мнимостатических характеристик достигается параллельным смещением статических характеристик с помощью сервоприводов и не может оперативно обеспечивать астатизм поддержания частоты и равномерное распределение активной мощности между генераторами.

Релейно-логический метод обеспечивает равное участие в распределении мощности между генераторами и релейно-импульсное управление регулирующими органами СГ и ГТД, что вызывает неудобство в управлении.

Общий недостаток перечисленных методов управления – неадаптивность к изменению внешних возмущений при эксплуатации электростанции.

Решение указанной проблемы возможно с помощью многосвязного адаптивного метода управления СГ с квазиастатическими внешними характеристиками с применением нейронной технологии.

Особенность многосвязного метода управления СГ заключается в раздельном управлении напряжением и распределением реактивной нагрузки и раздельном управлении частотой и распределением активной нагрузки между СГ. Реализация адаптивного нечеткого управления параллельной работой СГ с числом связей между СГ равного $Z = 0,5n(n-1) + 2$, где n число параллельно работающих СГ, предполагает разработку Z нечетких регуляторов (НР) для равномерного распределения активной и реактивной мощностей между СГ и НР стабилизации напряжения и частоты с применением нейронной технологии.

На рис. 24 приведена структурная схема адаптивного нечеткого управления па-

параллельной работой трех генерирующих установок автономной электростанции, содержащая канал поддержания напряжения и распределения реактивной мощности и канал поддержания частоты и распределения активной мощности между СГ. В виду отсутствия датчиков реактивного тока сравнение реактивных составляющие токов СГ возможно при отдельном сравнении модулей полных токов СГ и их активных составляющих.

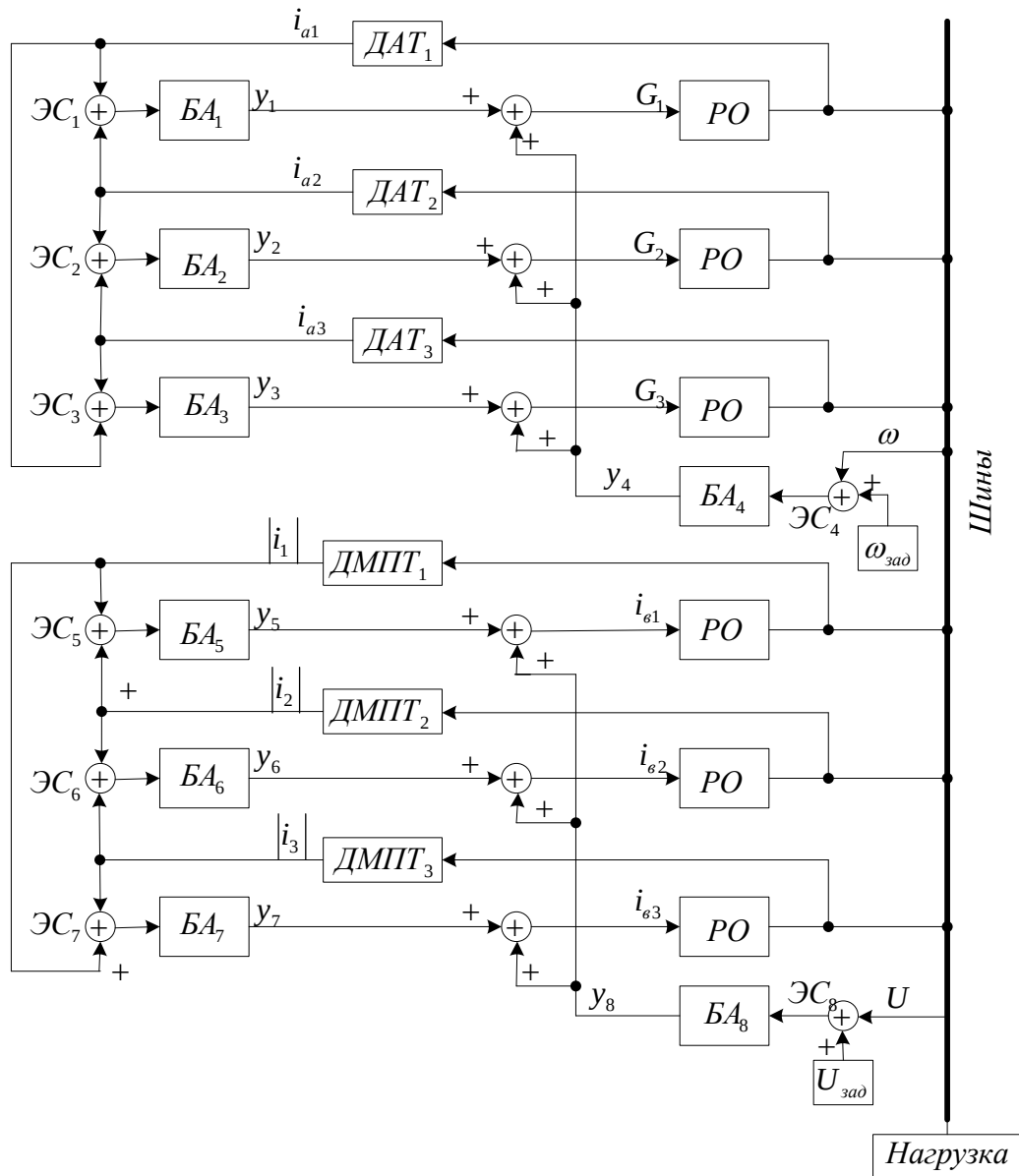


Рис. 24. Структурная схема многосвязного адаптивного управления трех генерирующих установок с применением нейронной технологии: $БА_1...БА_8$ - блоки адаптации; $ДАТ_1...ДАТ_3$ - датчики активного тока; $ДМПП_1...ДМПП_3$ - датчики модуля полного тока; РО - регулируемый объект; $ЭС_1...ЭС_8$ - элементы сравнения; $G_1...G_3$ - расходы топлива РО (авиационных двигателя); $i_{в1}...i_{в3}$ - токи возбуждения РО (генераторов переменного тока)

Решение данной актуальной задачи возможно с помощью нечеткого нейронного управления (гибридное управление) как в случаях наличия памяти, так и ее отсутствие в органах управления РО.

Первый случай предполагает присутствие ПИ-регулятора для управления регу-

лирующим органом РО. Интеграл в законе управления является фильтром помех и является элементом памяти текущего управления.

Рассмотрим канал поддержания частоты и распределения активных составляющих токов нагрузки, который требует разработки адаптивного регулятора напряжения и адаптивных регуляторов распределения активной мощности по числу параллельно работающих СГ.

В общем случае для j -го адаптивного НР уравнивающего активного тока выбираем следующие лингвистические переменные: отклонение уравнивающего активного тока $\Delta i_{aj} = i_{ai} - i_{ak}$, где i_{ai} и i_{ak} есть активные токи статоров i -го СГ и k -го СГ, и отклонение текущей частоты на шинах от заданного значения. Исходя из динамических свойств СГ, определяем диапазон изменения отклонения активного уравнивающего тока $\Delta i_{a \min j} \leq \Delta i_{aj} \leq \Delta i_{a \max j}$, диапазон изменения отклонения частоты $\omega_{\min} \leq \omega \leq \omega_{\max}$ и задаемся числом терм-множеств (универсумом) A_1, A_2 для принятых лингвистических переменных.

Универсум A_1 – линейное терм-множество отклонений j -го активного уравнивающего тока Δi_a : подмножество A_1^1 – отрицательное среднее (ОС), подмножество A_1^2 – отрицательное малое (ОМ), A_1^3 – положительное малое (ПМ), подмножество A_1^4 – положительное среднее (ПС);

Универсум A_2 – линейное терм-множество частоты отклонения от заданного значения: подмножество A_2^1 – отрицательное среднее (ОС), подмножество A_2^2 – отрицательное малое (ОМ), подмножество A_2^3 – положительное малое (ПМ), подмножество A_2^4 – положительное среднее (ПС).

Оба универсума приведены к нормальному виду в диапазоне $+1 \dots -1$.

На рис. 25 приведено их графическое представление.

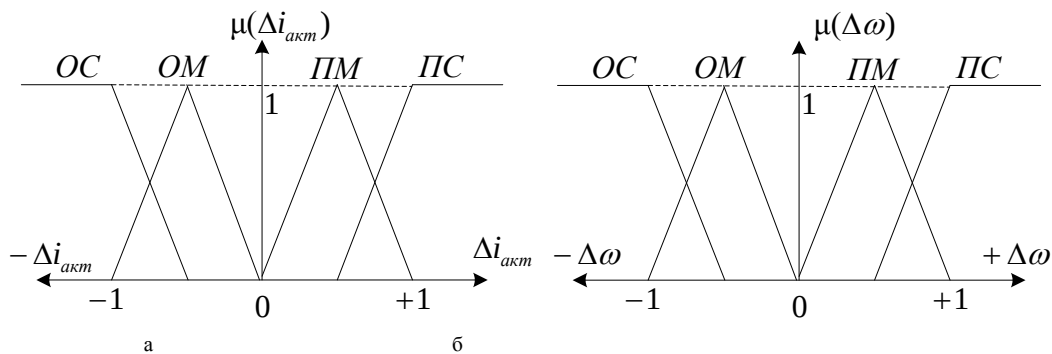


Рис. 25. Графическое представление универсумов: а – универсум по отклонению активных уравнивающих токов; б – универсум по отклонению частоты

Для адаптивного нечеткого распределения реактивной мощности в автономной электростанции выбираем следующие лингвистические переменные: отклонение модулей полного тока $\Delta |i|_j = |i|_i - |i|_k$, где $|i|_j$ и $|i|_k$ – текущие значения модулей полных токов статора i -го СГ и k -го СГ, и отклонений напряжения на шинах от заданного значения. Исходя из динамических свойств СГ, необходимо задать диапазон изме-

нения модуля полного тока $\Delta|i|_{\min j} \leq \Delta|i|_j \leq \Delta|i|_{\max j}$ и диапазон отклонения напряжения $\Delta U_{\min} \leq \Delta U \leq \Delta U_{\max}$. Графическое представление универсумов A_3, A_4 аналогично рис.2.

На рис.26 представлена структурная схема блока адаптации, который входит в структурную схему см. рис.1 (их восемь).

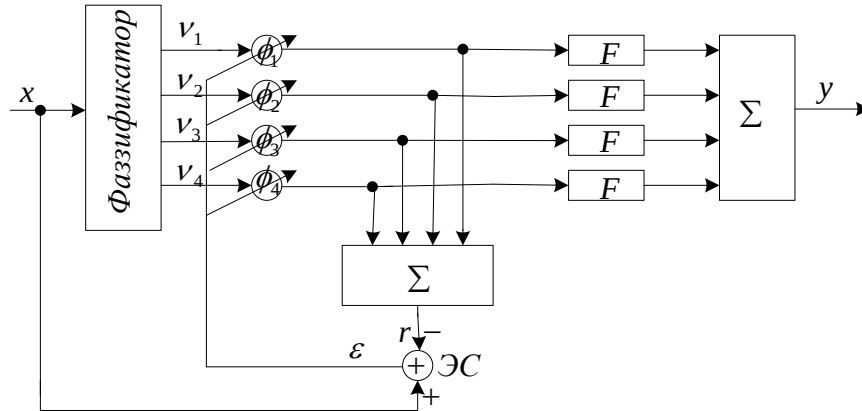


Рис.26. Структурная схем блока адаптации; F – активационная функция (гиперболический тангенс); $v_1...v_4$ – степени принадлежности; блок алгоритмов с последовательным обучением

Фаззификатор блока адаптации преобразует четкий вход x в нечеткое множество $v_1...v_4$ (степени принадлежности) с помощью синглтона, синхронно связанного с x . Адаптация фаззификатора заключается в коррекции степеней принадлежности $v_1...v_4$ с помощью нейрона, охваченного обратной связью. Сигнал ошибки $\varepsilon = x - r$ подается на вход блока, реализующего алгоритм с последовательным обучением по рекуррентной формуле (10).

В результате чего формируются коэффициенты $\phi_1... \phi_4$. Произведение степеней принадлежности $v_1...v_4$ и коэффициентов $\phi_1... \phi_4$ определяет результирующее значение степени принадлежности для текущего значения x . Работа алгоритма с последовательным обучением показана в следующем примере.

Пусть в терм-множестве фаззификатора при текущем отклонении $\Delta\omega=0,4$ активизировались термы *ПМ* и *ПС* с формированием степеней принадлежности $\mu_{\text{ПМ}} = 0,4$ и $\mu_{\text{ПС}} = 0,6$.

Запишем (29) в новых обозначениях при условии $C = 1$

$$\phi_{j+1} = \phi_j + \frac{C\varepsilon_j \begin{bmatrix} \mu_{\text{ПМ}} \\ \mu_{\text{ПС}} \end{bmatrix}}{\mu_{\text{ОС}}^2 + \mu_{\text{ОМ}}^2 + \mu_{\text{ПМ}}^2 + \mu_{\text{ПС}}^2},$$

где $\varepsilon = \Delta u_j - (\phi_{\text{ПС}} \mu_{\text{ПС}} + \phi_{\text{ПМ}} \mu_{\text{ПМ}})$.

Расчет первой итерации

$$\begin{bmatrix} \phi_{\text{ПС}}^{(1)} \\ \phi_{\text{ПМ}}^{(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{\text{ПС}}^{(0)} \\ \phi_{\text{ПМ}}^{(0)} \end{bmatrix} + \frac{(\Delta u_j - \phi_{\text{ПС}}^{(0)} \cdot \mu_{\text{ПС}} - \phi_{\text{ПМ}}^{(0)} \cdot \mu_{\text{ПМ}}) \begin{bmatrix} \mu_{\text{ПС}} \\ \mu_{\text{ПМ}} \end{bmatrix}}{[\mu_{\text{ПС}}]^2 + [\mu_{\text{ПМ}}]^2} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{(0,4) \begin{bmatrix} 0,4 \\ 0,6 \end{bmatrix}}{0,4^2 + 0,6^2} = \begin{bmatrix} 0,3077 \\ 0,4615 \end{bmatrix}.$$

Расчет второй итерации

$$\begin{bmatrix} \phi_{ПС}^{(2)} \\ \phi_{ПМ}^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{ПС}^{(1)} \\ \phi_{ПМ}^{(1)} \end{bmatrix} + \frac{(\Delta u_j - \phi_{ПС}^{(1)} \cdot \mu_{ПС} - \phi_{ПМ}^{(1)} \cdot \mu_{ПМ})}{\mu_{ПС}^2 + \mu_{ПМ}^2} \begin{bmatrix} \mu_{ПС} \\ \mu_{ПМ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,3077 \\ 0,4615 \end{bmatrix} + \frac{(0,4 - 0,3077 \cdot 0,4 - 0,4615 \cdot 0,6)}{0,4^2 + 0,6^2} \begin{bmatrix} 0,4 \\ 0,6 \end{bmatrix} =$$

$$\rightarrow \begin{bmatrix} 0,3077 \\ 0,4615 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,3077 \\ 0,4615 \end{bmatrix}.$$

Таким образом, потребовалась одна итерация на данном шаге, вторая итерация приведена только для доказательства, подтверждающая повторяемость результата.

Алгоритм с последовательным обучением имеет высокое быстродействие, не критичен к выбранным термам и дает возможность использования в системах реального времени.

Второй случай предполагает отсутствие ПИ-регулятора для управления регулирующим органом РО. Отсутствие памяти в регулирующем органе требует введения термы Н в универсумах A_1, A_2, A_3, A_4 .

На рис. 27 приведена структурная схема многосвязного адаптивного управления трех генерирующих установок с применением нейронной технологии.

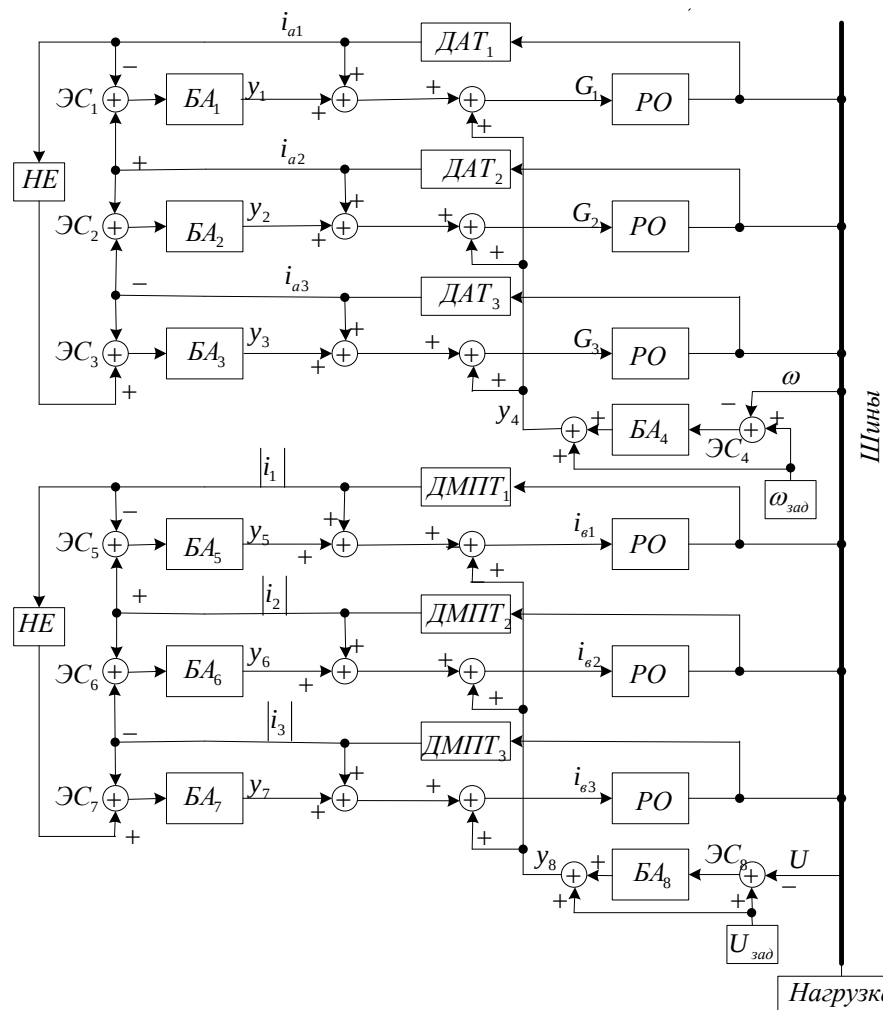


Рис.27. Структурная схема многосвязного адаптивного управления трех генерирующих установок с применением нейронной технологии: $БА_1...БА_8$ – блоки адаптации; $ДАТ_1...ДАТ_3$ – датчики активного тока; $ДМПП_1...ДМПП_3$ – датчики модуля полного тока; РО – регулируемый объект; $ЭС_1...ЭС_8$ – элементы сравнения; $G_1...G_3$ – расходы топлива РО (авиационных двигателя); $i_{в1}...i_{в3}$ – токи возбуждения РО (генераторов переменного тока)

В виду отсутствия памяти в органах управления РО потребовалось дополнительно ввести активные токи и модули полных токов в контуры управления (см. рис. 27).

Задача адаптивных регуляторов уравнивающего активного тока обеспечить равномерное распределение активной нагрузки между СГ. Поддержание частоты на шинах при равномерном распределении активной нагрузки между СГ не равно заданному значению частоты. Для поддержания частоты на шинах автономно работающих СГ требуется также адаптивный регулятор частоты.

Формирование управления током ротора i -го СГ осуществляется по формуле

$$y_{\Sigma i} = y + y_i .$$

В данном выражении слагаемые имеют разный знак и с учетом отрицательной обратной связи при результирующем знаке «минус» токи в роторах СГ будут возрастать, а при знаке «плюс» – уменьшаться.

Таким образом, рассмотрен многосвязный адаптивный метод управления параллельной работой СГ с квазиастатическими внешними характеристиками в сети конечной мощности.

При параллельной работе автономной электростанции с сетью бесконечной мощности структурные схемы управления автономной станции (рис. 24 и рис.27) сохраняются. Для того, чтобы автономная станция приняла на себя номинальную нагрузку, необходимо увеличить уставки по напряжению и частоте. В этом случае потребляемая мощность из сети бесконечной мощности будет снижена на величину номинальной мощности автономной электростанции.

Для подтверждения разработанного метода проведено математическое моделирование контура поддержания напряжения и распределения реактивной мощности при условии точного распределения активной мощности между двумя СГ. Характер нагрузки активно-индуктивный (асинхронный двигатель). Рассматривался режим холостого хода, включение асинхронного двигателя и его отключение.

Из осциллограммы, приведенной на рис. 28, следует:

- при управлении параллельной работой двух равных генераторов кривые токов возбуждения изменяются синхронного (они имеют разный цвет) с форсировкой $K_{\phi} = 2,6$;

- время первого восстановления напряжения на шинах находится в допустимых пределах и составляет 0,33 от времени переходного процесса;

- ошибка поддержания напряжения в статике равна нулю;

- процесс пуска АД к шинам протекает устойчиво.

Приведенные прямые показатели переходного процесса подтверждают качество рассмотренного метода управления параллельной работой СГ.

Анализ многосвязного метода управления параллельной работой генерирующих установок, работающих в автономном режиме, позволил сделать следующий вывод: совместное управление процессами каналов поддержания напряжения и распределения реактивной нагрузки и поддержания частоты и распределения активной нагрузки между генераторами при управлении параллельной работой многосвязный метод управляемо корректировать процессы в каналах не зависимо друг от друга,

что способствует повышению качества электроэнергии при параллельной работе СГ станции.

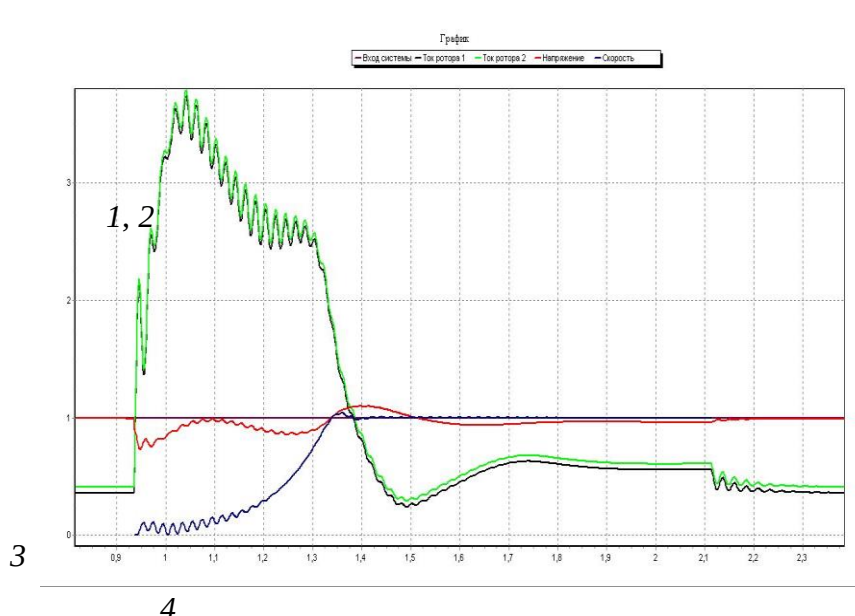


Рис. 28. Осциллограмма управления параллельной работой двух СГ, где 1, 2 – токи роторов генераторов; 3 – напряжение на шинах; 4 – частота вращения АД

Таким образом, многосвязный метод управления параллельной работой СГ обеспечивает однозначное распределение нагрузки при статизме внешних характеристик СГ 1-2 % с точностью 7 %.

Многосвязный метод управления параллельной работой СГ обеспечивает астатизм поддержания напряжения на шинах и частоты вращения приводов СГ при автономной работе на нагрузку с точностью 1,5 %.

Контрольные вопросы

1. Метод базового генератора.
2. Метод мнимостатических характеристик.
3. Метод статических характеристик.
4. Метод квазиастатических характеристик.
5. Адаптивный нечеткий регулятор.

5. Многорежимное управление

5. 1. Основы теории метода многорежимного управления

Многорежимное управления возможно в многоконтурных САР, которые требуют согласованного взаимодействия между собой. Примером может быть селективное управление авиационного двигателя, у которого выходные параметры разбиты на две группы. Переключение групп выполняет селектор, при этом одна группа параметров при выходе из заданных пределов вызывает увеличение подачи топлива

дозатором, а другая – наоборот. Переключение контуров в группе для управления дозатором требует согласования (плавный переход от одного уровня расхода топлива к другому).

Многорежимное управление возможно в одноконтурной САУ, где параметры объекта (дрейфуют) во времени. Это изменение вызвано изменением нагрузки на технологический агрегат, изменение качества сырья, используемого в технологическом процессе, высокий уровень внешних возмущений т.д.

Возможны разные варианты решения многорежимного управления:

- с применением метода активной адаптации [15]
- с применением самонастраивающихся ПИ- и ПИД- регуляторов (СН-ПИД-1) через И-регулятор для объектов с запаздыванием, способных функционировать при значительных изменениях параметров объекта при переходе с режима на режим в условиях действия неизвестных внешних возмущений [10];
- с применением согласующих устройств [26];
- с применением избыточности настраиваемых параметров;
- с применением адаптивного нечеткого управления [49].

При проектировании многорежимных адаптивных САУ существует возможность, в которой требуемые характеристики САУ удовлетворяются на всех режимах работы объекта без дополнительного устройства адаптации. Эти возможности расширяются при применении структур управляющих систем с избытком настраиваемых параметров. Избыток настраиваемых параметров полезен также в адаптивных САУ для целенаправленного повышения чувствительности основного контура к какому-либо параметру, чтобы использовать этот параметр для подстройки основного контура.

Рассмотрим метод расчета параметров основного контура, позволяющий выявить необходимость контура адаптации в многорежимной системе. Этот метод позволяет определить параметры, которые в случае необходимости целесообразно подстраивать при изменении условий работы объекта и при этом предполагается, что основной контур принадлежит к классу регуляторов жесткой структуры.

Также важными пунктами являются вопросы структуры областей асимптотической устойчивости процессов в САУ в пространстве коэффициентов ее характеристического полинома. Ответы на эти вопросы важны при анализе и синтезе сложных многорежимных систем.

Формирование контура системы автоматического управления многорежимным объектом

Рассмотрим задачу формирования основного контура системы автоматического управления (САУ) многорежимным объектом с избыточным числом настраиваемых параметров. Избыточное число параметров означает такое их число, при котором идентичные характеристики системы получаются при различных комбинациях значений. Предполагается, что основной контур это стационарная линейная система.

Простейшим вариантом регулятора стационарного линейного многорежимного объекта является регулятор, математическая модель которого принадлежит классу

стационарных линейных систем. В этом варианте, при формировании основного контура, большое значение придается задаче обеспечения приемлемого расположения корней характеристического полинома, соответствующего уравнению свободных колебаний САУ.

На рис. 29 представлена структурная схема регулируемого объекта

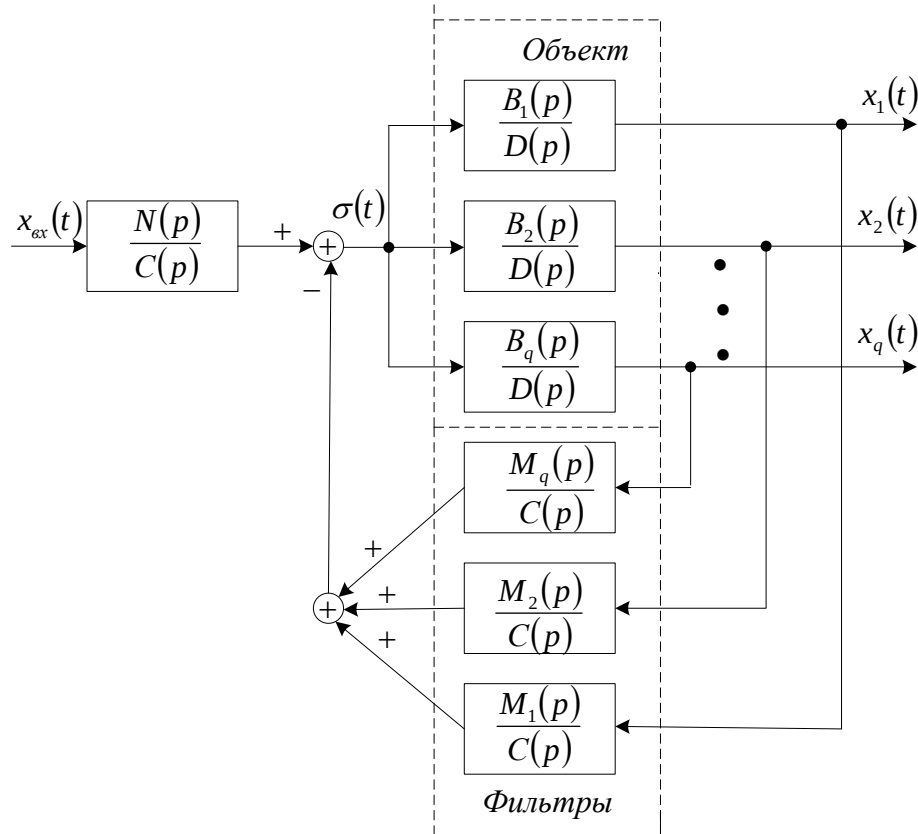


Рис.29. Структурная схема регулируемого объекта: $M_1(p), M_2(p), \dots, M_q(p), C(p)$ – полиномы, в коэффициентах которых есть настраиваемые параметры; $\frac{N(p)}{C(p)}$ – передаточная функция входного фильтра; $X_1(t), X_2(t), \dots, X_q(t)$ – выходные сигналы объекта; $\sigma(t)$ – сигнал управления исполнительным (дозирующим) устройством; $X_{\text{вх}}(t)$ – входное воздействие; $\frac{B_1(p)}{D(p)}, \frac{B_2(p)}{D(p)}, \frac{B_q(p)}{D(p)}$ – передаточные функции звеньев, представляющих собой последовательные соединения исполнительного устройства и канала объекта управления от выхода исполнительного устройства до измеряемых сигналов (датчиков); $B_1(p), B_2(p), \dots, B_q(p), D(p)$ – полиномы; $\frac{M_1(p)}{C(p)}, \frac{M_2(p)}{C(p)}, \frac{M_q(p)}{C(p)}$ – передаточные функции корректирующих фильтров обратных связей по соответствующим каналам объекта.

Предположим, что объект (авиационный двигатель) имеет один вход, к которому подключено дозирующее устройство и несколько выходов. Число рабочих режимов конечно (работа на земле, режим взлета, режим полета на заданной высоте и т.д.) и параметры объекта при изменении режимов изменяются в широких диапазонах.

Характеристический полином регулируемого объекта, в соответствии с рис. 29,

может быть представлен в виде:

$$\Delta(p) = D(p)C(p) + \sum_{q=1} M_q(p)B_q(p).$$

Далее удобно представить

$$D(p)C(p) = \sum_{\gamma=0}^n p^{n-\gamma} \sum_{\alpha=m-\gamma}^m d_{\alpha} c_{n-\alpha-\gamma},$$

и

$$M_q(p)B_q(p) = \sum_{\nu=0}^{j_q+j_q^k} p^{j_q+j_q^k-\nu} \sum_{\xi=j_q-\nu}^{j_q} b_{q\xi} \mu_{q(j_q+j_q^k-\xi-\nu)}.$$

Здесь d, c, b, μ – коэффициенты полиномов, соответственно $D(p), C(p), B_q(p), M_q(p)$.

Предположим, что все эти коэффициенты могут быть различны для каждого режима работы САУ.

Степень полинома $D(p)$ будем считать равной $m = i + r$, где i – степень характеристического полинома объекта, а r – степень характеристического полинома исполнительного устройства.

Тогда степени полиномов $B_1(p), B_2(p), \dots, B_q(p)$ в общем случае удовлетворяют двойному неравенству $0 \leq j_q \leq i-1$.

Если степень $C(p)$ определить как $(n - m)$, то степени числителей корректирующих фильтров j_q^k подчиняются соотношениям

$$0 \leq j_q^k \leq n - m + 1.$$

Допущение $\max(j_q^k) = n - m + 1$ означает в общем случае возможность использования в качестве обратных связей сигналов не только координат $x(t)$, но и скорости их изменения.

Пусть, в общем случае все $i_q = i_{q\max} = i-1$ и все $j_q^h = j_{q\max}^k = n - m + 1$. Тогда $i_q + j_q^k = (i_q + j_q^k)_{\max} = n - r$, а характеристический полином можно переписать в виде:

$$\Delta(p) = \sum_{\gamma=0}^n p^{n-\gamma} \sum_{\alpha=m-\gamma}^m d_{\alpha} c_{n-\alpha-\gamma} + \sum_{q=1}^{n-r} \sum_{\nu=0}^{n-r} p^{n-r-\nu} \sum_{\xi=i-1-\nu}^{i-1} b_{q\xi} \mu_{q(n-r-\xi-\nu)} =$$

$$a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_{n-r} p^{n-r} + \dots + a_1 p + a_0 = \sum_{\gamma=0}^n a_{n-\gamma} p^{n-\gamma},$$

где

$$a_{n-\gamma} = \sum_{\alpha=m-\gamma}^m d_{\alpha} c_{n-\alpha-\gamma}, \text{ при } 0 \leq \gamma \leq r-1,$$

и

$$a_{n-\gamma} = \sum_{\alpha=m-\gamma}^m d_{\alpha} c_{n-\alpha-\gamma} + \sum_{q=1}^{n-r} \sum_{\xi=m-1-\gamma}^{i-1} b_{q\xi} \mu_{q(n-\xi-\gamma)}, \text{ при } r \leq \gamma \leq n.$$

Структура коэффициентов полинома такова, что:

– произвольное изменение их значений (а, следовательно, и корней полинома) возможно только при условии $n \geq i + 2r - 1$, если $\mu_{q(n-m+1)} \neq 0$ и при условии $n \geq i + 2r$ в противном случае. В этих случаях, коэффициенты $c_{n-\alpha-\gamma}$ однозначно определяются при произвольном задании $a_{n-\gamma}$;

– произвольное задание $a_{n-\gamma}$ относительно и ограничивается практической

необходимостью обеспечения хотя бы устойчивости самих корректирующих звеньев.

В целом, приведенные выражения достаточно сложны, чтобы дать конкретные рекомендации о целесообразности введения той или иной обратной связи. Все определяется свойствами конкретного объекта и исполнительного устройства, то есть конкретным видом полиномов.

Для выявления минимальной теоретической степени $C(p)$, при которой обеспечивается относительно произвольное размещение корней характеристического полинома исследуемой структуры контура, рассмотрим случай произвольных фиксированных $r, q, m = i+r$. $n-m+1$ параметров знаменателя корректирующих фильтров свободными входят лишь в $a_{n-\gamma}$ для $\gamma = 0, 1, \dots, n-m$.

Следовательно, $q(n-m+2)$ при условии $\mu_{q(n-m+1)} \neq 0$, или $q(n-m+1)$ при условии $\mu_{q(n-m+1)} = 0$ параметров числителей фильтров должно свободно входить в оставшиеся коэффициенты. Очевидно, это выполняется, если $m \leq q(n-m+2)$ при условии $\mu_{q(n-m+1)} \neq 0$, и $m \leq q(n-m+1)$ при условии $\mu_{q(n-m+1)} = 0$. Это равносильно неравенствам $n \geq \frac{(1+q)m-2q}{q}$ и $n \geq \frac{(1+q)m-q}{q}$, соответственно.

Решение задачи приемлемого размещения корней характеристического полинома основного контура состоит в надлежащем выборе настраиваемых параметров корректирующих фильтров. При этом мы сталкиваемся с понятием оптимальной структуры основного контура.

Оптимальная структура основного контура - это такая структура, каждый из коэффициентов характеристического полинома содержит по крайней мере один независимо настраиваемый параметр. Следовательно, с помощью этих параметров можно произвольно разместить корни полинома.

Формирование оптимальной структуры основного контура сводится к выбору надлежащих обратных связей и подбору порядка фильтров. При этом, как правило, количество настраиваемых параметров, входящих в некоторые коэффициенты характеристического полинома, оказывается избыточным, то есть приравнивание части из них нулю не нарушает "оптимальности" структуры. Далее наличие избытка настраиваемых параметров играет важную роль при формировании САУ многорежимным объектом. Поэтому целесообразно рассмотреть подробнее условия, выполнение которых приводит к получению оптимальной структуры регулируемого объекта и распределению настраиваемых параметров по коэффициентам характеристического полинома регулируемого объекта [8].

При соблюдении полученных неравенств коэффициенты будут содержать в общем случае избыток настраиваемых параметров. Их количество и распределение в каждом коэффициенте определяется достаточно сложно, в зависимости от i, r, q и $(n-m)$. Это означает, что подбирая q и $(n-m)$ можно влиять как на сам избыток, так и на его распределение по коэффициентам. При этом создаются дополнительные возможности по обеспечению требуемого качества САУ как для регулирования чувствительности рассматриваемой структуры контура к вариациям параметров, так и в плане построения САУ с жесткой структурой регулятора.

Назовем линейные комбинации из настраиваемых параметров, образующих коэффициенты полинома "обобщенными настраиваемыми параметрами". Тогда при постоянных значениях параметров числителей и знаменателя корректирующих фильтров, обобщенные настраиваемые параметры будут как-то изменяться вместе с изменением режима работы объекта. Следовательно, при избытке настраиваемых параметров, можно попытаться подобрать такие комбинации из них, при которых изменение обобщенных настраиваемых параметров окажется близким к не которому программному. В такой постановке задачи синтеза САУ мы сталкиваемся с эффектом самокомпенсации, и, следовательно, с одним из вариантов построения параметрической инвариантной САУ. Возможность относительно произвольного введения избыточных настраиваемых параметров означает возможность введения нужных компенсационных обратных связей по параметрам объекта управления, и получить возможность реализации своего рода принципа многоканальности при построении инвариантных систем регулирования.

Синтез линейных многорежимных дискретно-непрерывных систем автоматического управления

Рассмотрим метод синтеза стационарных линейных многорежимных дискретно-непрерывных систем автоматического управления с произвольным числом измеряемых координат и одним органом управления. Непрерывная часть системы описывается системой линейных дифференциальных уравнений, дискретная часть – системой линейных разностных уравнений. В качестве преобразователя дискретного сигнала в непрерывный используется экстраполятор нулевого порядка, в качестве обратного преобразователя – ключ первого рода.

Предполагается, что требования к динамическим характеристикам САУ на исследуемых режимах работы можно представить в виде заданных значений корней характеристического полинома, соответствующего уравнению свободных колебаний эквивалентной непрерывной системы.

Дискретно-непрерывная система строится как эквивалент заданной непрерывной системы, где условия эквивалентности следующие:

- порядок системы линейных дифференциальных уравнений, описывающих непрерывное управление, равен порядку системы линейных разностных уравнений, описывающих дискретное управление;

- полюсы z_{0r} импульсной передаточной функции замкнутой дискретно-непрерывной системы и полюсы непрерывной системы β_{0r} связаны соотношением $z_{0r} = e^{\beta_{0r} T_0}$;

- если полюсы корректирующих фильтров эквивалентной непрерывной системы располагаются в точках μ_r , то при дискретном управлении полюсы цифровых корректирующих фильтров должны быть расположены в точках $e^{\mu_r T_0}$.

В этом случае, синтез может быть представлен решением трех задач:

- синтез дискретно-непрерывной системы при периоде дискретности T_0 , стремящемся к нулю, то есть синтез эквивалентной непрерывной системы;
- выбор периода дискретности T_0 как максимального, при котором искажения

процессов в дискретно-непрерывной системе не превышают допустимый уровень;
– определение значений коэффициентов цифровых корректирующих фильтров при выбранном периоде дискретности T_0 .

Предлагаемый метод анализа искажений, вносимых квантованием по времени при различных периодах дискретности, дает возможность, не переходя непосредственно к расчету коэффициентов цифровых корректирующих фильтров, исходя из допуска на искажения процессов, определить период дискретности T_0 как максимальный, обеспечивающий заданную близость процессов эквивалентной непрерывной и дискретно-непрерывной систем.

Определить коэффициенты непрерывных и дискретных корректирующих фильтров при выбранном периоде дискретности предлагается на основе минимизации суммы взвешенных квадратов отклонений полюсов характеристического полинома замкнутой системы относительно заданных (желаемых) значений. При этом, если при синтезе непрерывной системы желаемые значения полюсов задаются исходя из условия обеспечения требуемого качества процессов, то для дискретно-непрерывной системы желаемые полюсы в плоскости $z = e^{pT_0}$ определяются по полюсам β_{0r} эквивалентной непрерывной системы отображением вида $z_{0r} = e^{\beta_{0r}T_0}$.

5.2. Отладочный комплекс многорежимного управления

Перспективные системы автоматического управления представляют собой сложный аппаратно-программный комплекс средств, решающий как основную задачу непосредственно автоматизированного управления расходом топлива в камере сгорания для поддержания оптимальных характеристик работы газотурбинного двигателя, так и ряд вспомогательных задач. Предъявляемые требования к перспективным системам управления по обеспечению надежности являются важнейшим условием их устойчивого функционирования. Для выполнения этого на этапе разработки системы управления создаются дополнительные средства тестирования, как внешние по отношению к системе, так и встроенные.

Применяющиеся сегодня стенды функциональных испытаний систем управления разрабатываются, как комплексные стенды полунатурного моделирования и предназначены для проверки функционирования САУ в ситуациях, наиболее приближенных к реальным. Испытания САУ на стенде происходит посредством имитации поведения объекта управления во всех возможных режимах эксплуатации с использованием математической модели объекта управления. Имитация датчиков производится посредством аппаратуры различного типа, позволяющей имитировать информацию об объекте. Исполнительными механизмами могут служить электрические двигатели, электромагниты и гидравлические устройства, обеспечивающие передачу управляющих воздействий от стенда к САУ. Гидромеханическая часть стенда (ГМЧ) стенда и блок математической модели объекта (БММ) создают аппаратно-программную модель объекта, которой управляет САУ с максимальным приближением к реальным условиям эксплуатации. Применение комплексных полунатурных стендов на основе аппаратно-программных моделей объекта управления позволяет увеличить глубину прово-

димых испытаний, а также существенно увеличить объем обрабатываемых данных.

Одной из проблем при проведении испытаний является задержка при передаче данных. Рассмотрен пример прохождения команды оператора до объекта испытаний и реакции объекта в виде команд на исполнительные механизмы, которые отображаются на пульте оператора.

На рис. 30 приведена функциональная схема испытательного стенда. Объектом испытаний является электронный регулятор двигателя (РЭД).

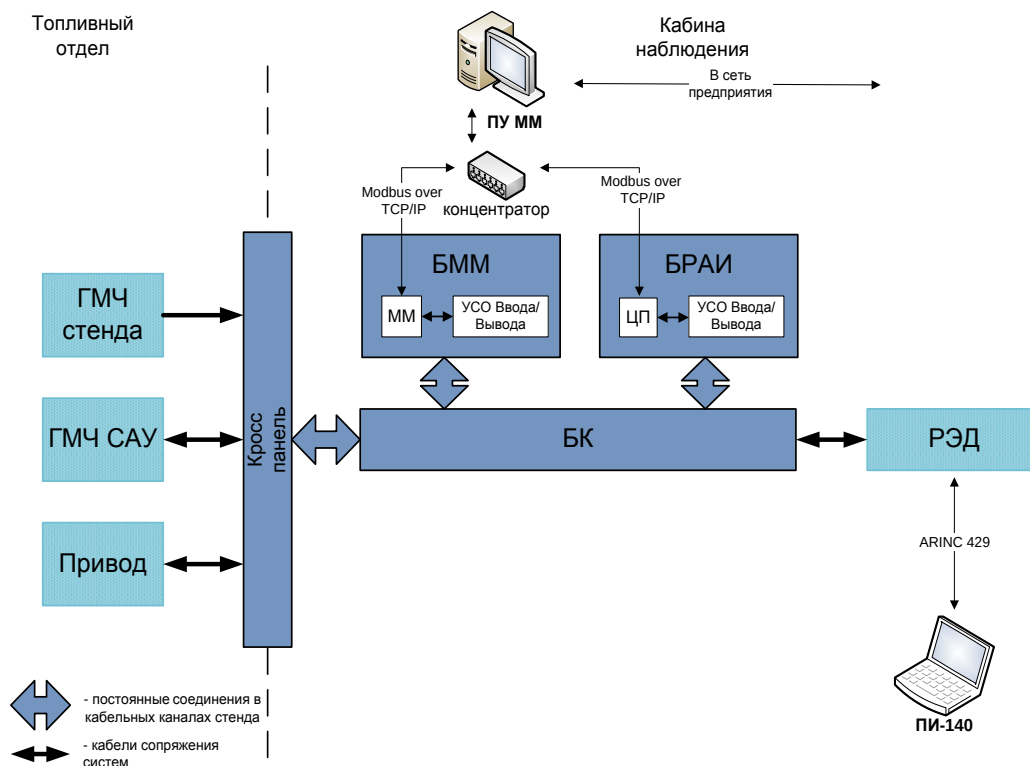


Рис. 30. Структурная схема испытательного стенда

Аналогом двигателя и внешней среды для САУ является ГМЧ стенда, БММ и блок регистрации и автоматических имитаторов (БРАИ), работающие под управлением пульта управления (ПУ). Программно-управляемые имитаторы формируют на выходе БММ и БРАИ электрические сигналы. Исполнительными механизмами РЭД является ГМЧ САУ. БММ и БРАИ совместно с ГМЧ позволяют имитировать поведение ГТД в различных условиях эксплуатации и на заданных режимах. Все сигналы (аналоги сигналов датчиков) поступают на вход РЭД. Часть информации поступает не с имитаторов датчиков, а напрямую с пульта, на пример имитируются команды из кабины пилота по протоколу информационного обмена. Опрос входных каналов осуществляется с заданной частотой, поэтому без каких либо последствий можно предоставлять информацию с датчиков не непрерывно, а дискретно во времени. Согласно техническому заданию цикл работы модели, реализованной в БММ и БРАИ, должен укладываться в 10 мс. Пульт управления должен взаимодействовать с блоками БММ и БРАИ по выделенной локальной сети стенда Ethernet в соответствии с протоколами обмена. Обмен между процессорами БММ и БРАИ должен осуществляться в соответствии с перечнем пара-

метров и укладываться в цикл работы модели. Процесс работы модели и установления значений имитаторов должен занимать как можно меньше времени и быть максимально приближенным к реальным условиям.

Непосредственный объект испытаний РЭД опрашивает входные сигналы с частотой либо 4 мс (250 Гц), если параметр является для него функциональным, либо 20 мс (50 Гц), если параметр является диагностическим. В табл. 5. отражены входные параметры РЭД.

Таблица 5 Входные параметры РЭД

Параметр	Расшифровка	Время считывания (мс)
n_{TK}	Частота вращения ротора турбокомпрессора	4
$n_{TK\ COC}$	Частота вращения ротора турбокомпрессора соседнего двигателя	4
n_{CT}	Частота вращения ротора свободной турбины	4
$n_{CT\ AZCT}$	Частота вращения ротора свободной турбины для АЗСТ	4
$T_{Г}$	Температура газа за турбиной	20
P_{H}	Давление воздуха окружающей среды	20
T_{H}	Температура воздуха окружающей среды	20
P_{K}	Давление воздуха за компрессором	20
$\alpha_{ок}$	Положение крана расхода топлива	4
$\alpha_{рна}$	Угол положения лопаток РНА	4
$\alpha_{нв}$	Угол установки лопаток несущего винта	20
CC	Стружка в масле	20
$P_{ТВХ}$	Давление рабочего топлива	20

Инженерный пульт (ИП) управления полунатурного стенда является мастером сети *Modbus*. ПУ общается с процессорами клиентов (БММ и БРАИ) через *Ethernet* по протоколу обмена *Modbus TCP/IP*, где скорость передачи данных в сети *Ethernet* до 100 Мбит/с. Межблочный обмен между БММ и БРАИ реализован посредством обмена сообщениями через $Q_{на}$. При этом один процессор постоянно ждёт пакет информации, а другой его посылает. В процессе работы электронные блоки преобразуют информацию в выходной аналоговый сигнал, который обрабатывается РЭД, и воспринимается как информация с датчиков. РЭД общается с ИП типа ПИ-140 по каналу информационного обмена *ARINC 429*, где идёт постоянная посылка данных со скоростью передачи до 100 кБод. Выбор протокола *Modbus TCP/IP* для обмена между ИП и блоками БММ и БРАИ полностью удовлетворяет требования по скорости передачи данных. Межблочный обмен между БММ и БРАИ реализован посредством приложения $Q_{на}$, так как программное обеспечение обоих процессоров разработано в среде реального времени *QNX*, и это приложение отвечает требованиям к времени передачи данных.

Обмен между РЭД и инженерным пультом ПИ-140 реализован по каналу информационного обмена *ARINC 429*.

Рассмотрим пример установки значения имитатора частота измерителя крутящего момента. На рис. 31 приведены эпюры временных диаграмм.

Этот параметр является диагностическим и поэтому опрашивается РЭД с

интервалом в 20 мс. На рис.32 отражена наихудшая ситуация, а значит самая длительная во времени. От момента задания значения имитатора на пульте управления математической модели до момента отображения установившегося значения температуры на ИП РЭД прошла 1 с., а до момента выдачи сигнала на исполнительные механизмы более 500 мс. Данный результат отвечает требованиям по быстродействию.

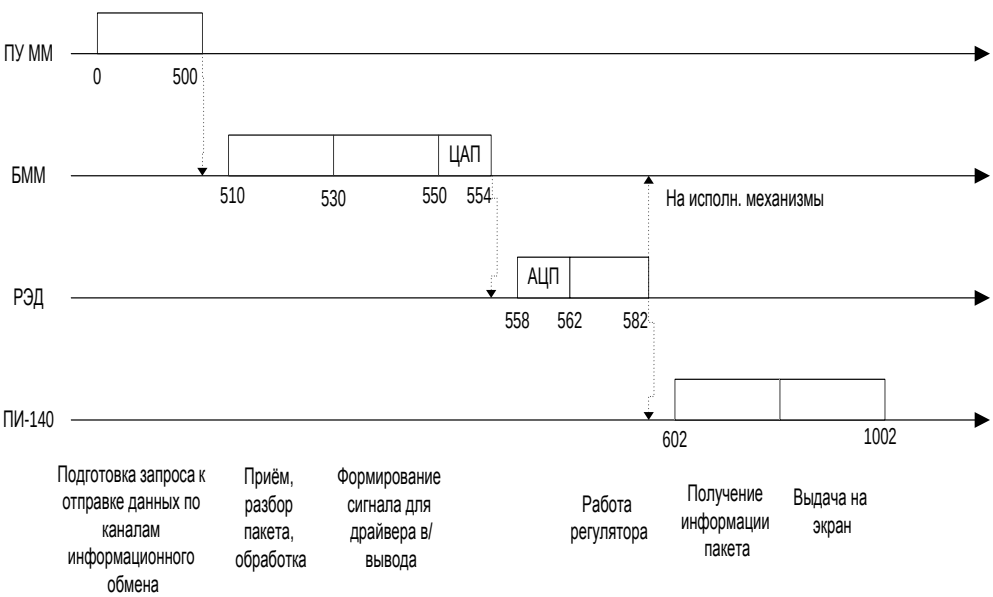


Рис. 31. Эпюры временных диаграмм

Такая же может сложиться ситуация, приведенная на рис. 32, когда модель сформирует значение имитатора за цикл, а РЭД успеет его измерить три раза, но это относится только к функциональным параметрам РЭД, так как их частота опроса меньше цикла работы модели. В данном случае изображена наихудшая ситуация, однако реальные процессы проходят примерно в том же временном диапазоне.

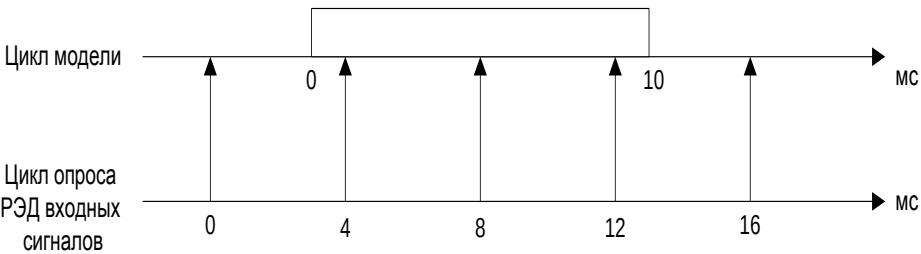


Рис. 32. Наложение циклов

В идеале необходимо, чтобы САУ реагировала на изменения практически мгновенно и изменение какого либо параметра не помешало регулятору сохранить необходимый режим.

Анализ методов многорежимного управления показывает, что метод активной адаптации возможен в случае медленно меняющихся параметров объекта, более высокое быстродействие возможно с помощью метода самонастраивающихся регуляторов. Самым высоким по быстродействию является метод адаптивного нечеткого управления, который рассмотрен ниже.

Контрольные вопросы

1. Формирование контура управления многорежимного объекта.
2. Дискретно – непрерывная САУ.
3. Структурная схема испытательного стенда.
4. Входные параметры РЭД.
5. Пояснить эпюры временных диаграмм.

6. Адаптивные системы управления

Адаптивные системы управления рассматривают методы и алгоритмы приспособляемости к изменению параметров элементов САУ и влиянию к внешним возмущениям. Алгоритм адаптации может работать с предположением, что сохраняется смежная устойчивость для всех режимов, а также известны коэффициенты первого режима работы объекта.

6.1. Метод графа сигналов

Граф сигналов – графический способ изображения системы линейных дифференциальных уравнений, где связь между переменными выражается структурой или «топологией» графа. Граф сигналов состоит из узлов и ветвей. Узел графа сигналов изображает переменные величины системы дифференциальных уравнений в операторной форме. Ветвь графа сигналов отражает линейное преобразование сигнала, проходящего по данной ветви.

Граф сигналов имеет следующие свойства:

- сигналы передаются вдоль ветви в направлении, указанном стрелками;
- сигнал, проходящий по ветви, умножается на передаточную функцию ветви;
- сигнал в узле равен сумме сигналов, входящих в узел;
- сигнал в узле передается по всем выходящим ветвям отдельно.

Нормализованным графом сигналов называется граф сигналов, у которого передаточные функции ветвей соответствуют передаточным функциям реальных элементов схемы. Между графом сигналов и структурной схемой САУ существенных различий нет, так как на первое место выступает “топология” или структура графа сигналов.

Метод графа сигналов имеет два приложения:

- а) позволяет определить общую передаточную функцию сложной линейной САУ (прямая задача);
- б) по заданной передаточной функции объекта построить его электронную модель.

Определение передаточной функции сложной САУ по заданному графу сигналов.

Пусть граф сигналов задан системой уравнений, записанных в операторной форме:

$$\begin{aligned}x_1(p) &= W_4(p)x_2(p) + W_6(p)x_4(p); \\x_2(p) &= W_1(p)x_1(p); \\x_3(p) &= W_2(p)x_2(p) + W_5(p)x_4(p); \\x_4(p) &= W_3(p)x_3(p),\end{aligned}$$

где $x_1(p)$, $x_2(p)$, $x_3(p)$, $x_4(p)$ – узлы графа сигналов;

$W_1(p)$, $W_2(p)$, $W_3(p)$, $W_4(p)$, $W_5(p)$, $W_6(p)$ – линейные преобразования ветвей графа сигналов.

Составим по системе уравнений граф сигналов, который показан на рис.33. Узлы графа на плоскости можно размещать по-разному, что видоизменит граф сигналов, но математическая связь между переменными при этом остается прежней. Простота и наглядность топологических преобразований графа сигналов облегчают процесс моделирования ветвей САУ, при этом граф сигналов не должен иметь ветвей дифференцирования. С целью получения экономичных моделей, а также при анализе работы САУ от отдельных элементов, возможно преобразование графа сигналов по формулам преобразования, изложенным в работе [44].

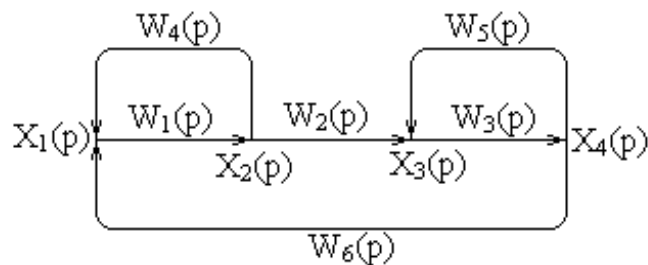


Рис.33. Граф сигналов.

Передаточной функцией графа сигналов, имеющего несколько входов и выходов относительно узлов j и k , есть соотношение выходного сигнала графа в j -узле к входному сигналу графа в k -узле, выраженное в операторной форме.

Путь графа сигналов есть направленная последовательность ветвей от входа до выхода (в указанном направлении), вдоль которой каждый узел встречается не более одного раза.

Передаточная функция пути

$$P(p) = \prod W_i(p).$$

Контур графа сигналов есть замкнутый путь, при обходе которого, в направлении указанном стрелками, каждый узел встречается не более одного раза.

Передаточная функция контура графа сигналов

$$L(p) = \prod W_i(p).$$

Несоприкасающиеся контуры есть контуры, не имеющие ни одного общего узла или общей ветви. Если узел графа имеет несколько входов и выходов, то его необходимо фиксировать ветвью с передаточной функцией равной единице. При исключении i -пути, куда входит данный узел, последний разрывается.

В случае если линейные преобразования ветви являются матричными переда-

точными функциями, то необходимо при определении матричных передаточных функций путей перемножать матричные функции двигаясь от конца к началу, а контуров – двигаясь встречно направлению, указанным стрелками.

При определении общей матричной передаточной функции графы сигналов согласно формуле Мезона необходимо при определении слагаемых числителя на первое место ставить матричную передаточную функцию i -минора, а на второе матричную передаточную функцию i -пути графа сигналов и перемножать их согласно правилу векторного произведения.

Для приведенного графа сигналов (см. рис.30) имеем:

$$P_1[p] = W_1(p)W_2(p)W_3(p);$$

$$L_1[p] = W_1(p)W_4(p);$$

$$L_2[p] = W_3(p)W_5(p);$$

$$L_3[p] = W_1(p)W_2(p)W_3(p)W_6(p),$$

где $L_1(p)$ и $L_2(p)$ – несоприкасающиеся контуры, а $L_1(p)$ и $L_3(p)$, а также $L_2(p)$ и $L_3(p)$ – соприкасающиеся.

Передаточная функция графа сигналов определяется с помощью формулы Мезона

$$W(p) = \sum_{i=1}^n P_i(p) \frac{\Delta_i(p)}{\Delta(p)}$$

где $P_i(p)$ – передаточная функция i -го пути графа сигналов;

$\Delta_i(p)$ – минор определителя i -го пути или определитель графа, из которого исключен i -й путь;

$\Delta(p)$ – общий определитель графа сигналов, который определяется из формулы (без доказательства)

$$\Delta(p) = 1 - \sum L m_1(p) + \sum L m_2(p) - \sum L m_3(p) + \dots + (-1)^n \sum L m_n(p),$$

где $\sum L m_1(p)$ – сумма передаточных функций всех контуров графа сигналов;

$\sum L m_2(p)$, $\sum L m_3(p)$, $\sum L m_n(p)$ – сумма произведений передаточных функций непересекаемых пар контуров, непересекаемых троек контуров, n непересекаемых контуров соответственно.

Порядок определения передаточной функции графа САУ следующий:

- обойти все прямые пути графа сигналов и определить их передаточные функции;
- обойти все контуры графа сигналов и определить их передаточные функции;
- определить непересекаемые пары, тройки и т.д. контуров графа сигналов;
- вычислить миноры всех путей графа сигналов;
- вычислить общий определитель графа сигналов;
- по формуле Мезона определить $W(p)$ графа сигналов.

Определение электронной модели по заданной передаточной функции сложной линейной САУ.

Порядок построения электронной модели следующий:

Строится нормализованный граф сигналов по системе уравнений в операторной форме или структурной схеме САУ.

Строится схемы модели, соответствующие ветвям графа сигналов.

Составляется общая схема модели в соответствии с топологией нормализованного графа сигналов.

Часто передаточная функция ветви графа сигналов есть сложная функция, которую обязательно надо разбить на простые, т.е. следует создать модель подграфа.

Пусть ветвь нормализованного подграфа сигналов описывается дробно-рациональной функцией вида

$$W(p) = \frac{b_0 + b_1 p + \dots + b_n p^n}{a_0 + a_1 p + \dots + a_m p^m},$$

где порядок числителя не выше порядка знаменателя. Разделим числитель и знаменатель на выражение $a_n p^n$, т.е. операция дифференцирования в передаточной функции $W(p)$ заменяется операцией интегрирования, а сама функция $W(p)$ не меняется:

$$W(p) = \frac{\frac{b_0}{a_n p^n} + \frac{b_1}{a_n p^{n-1}} + \dots + \frac{b_{n-1}}{a_n p} + \frac{b_n}{a_n}}{\frac{a_0}{a_n p^n} + \frac{a_1}{a_n p^{n-1}} + \dots + \frac{a_{n-1}}{a_n p} + 1} = \frac{\frac{C_0}{p^n} + \frac{C_1}{p^{n-1}} + \dots + \frac{C_{n-1}}{p} + C_n}{\frac{d_0}{p^n} + \frac{d_1}{p^{n-1}} + \dots + \frac{d_{n-1}}{p} + 1}$$

Рассмотрим общий случай для $n = 5$:

$$W(p) = \frac{\frac{C_0}{p^5} + \frac{C_1}{p^4} + \frac{C_2}{p^3} + \frac{C_3}{p^2} + \frac{C_4}{p}}{\frac{d_0}{p^5} + \frac{d_1}{p^4} + \frac{d_2}{p^3} + \frac{d_3}{p^2} + \frac{d_4}{p} + 1}.$$

На рис.34 приведен подграф сигналов, который преобразован так, чтобы передаточные функции его ветвей соответствовали элементам схемы моделирования.

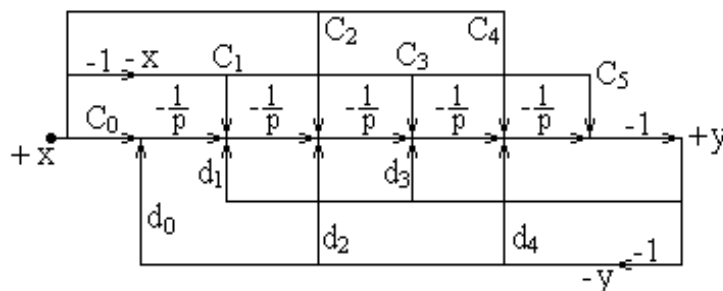


Рис.34. Подграф сигналов, удобный для моделирования

В данном подграфе сигналов каждый путь соприкасается со всеми контурами, которые также соприкасаются между собой, следовательно, все миноры данного подграфа сигналов равны единице.

Число ветвей $(-\frac{1}{p})$ должно быть равным n , где $(-)$ обозначает инверсию усилителя. Равенство коэффициента нулю означает отсутствие соответствующей ветви подграфа. При n нечетном выход модели положительный. Необходимое число усилителей $Z = n + 3$.

Причинно-следственный подграф сигналов, преобразованный к виду, удобно-

Рассмотрим возможные пути минимизации числа усилителей, реализующих подграф сигналов, который построен на общих основаниях, например, $n = 5$.



Если $C_{n-k} - C_n d_{n-k} \geq 0$, где $n = 5$, то очевидно

$$C_2 - C_5 d_2 \geq 0;$$

и все приведенные неравенства справедливы, то подграф сигналов эквивалентен предыдущему (без доказательства). Если хотя бы одно неравенство не выполняется, то минимизация недопустима. Число усилителей на этом этапе минимизации $Z = n + 2$, а подграф сигналов приведен на рис.36, а.



б)

Рис.36. Минимизированный граф сигналов.

Если окажется, что $C_{n-k} - C_n d_{n-k} \leq 0$, где $n = 5$, то очевидно

$$C_0 - C_5 d_0 \leq 0 ;$$

$$C_2 - C_5 d_2 \leq 0 ;$$

$$C_4 - C_5 d_4 \leq 0$$

и все приведенные неравенства справедливы, то для получения эквивалентного подграфа сигналов (без доказательства), необходимо в нем все знаки коэффициентов передачи прямых путей изменить на положительный, при этом у будет иметь отрицательный знак при нечетном n . Подграф сигналов в этом случае показан на рис. 33, б. Число усилителей, реализующих данный подграф сигналов, $Z = n + 1$.

В случае, если порядок числителя меньше порядка знаменателя передаточной функции, т.е. нет пути P_n ($C_5 = 0$), то подграф сигналов строится на общих основаниях, где общее число усилителей равно $n + 2$, так как не требуется усилитель, реализующий соприкасаемость пути $P_n = C_5$ с контурами подграфа сигналов.

Пример 4. Составить электронную модель реального дифференцирующего звена

$$W(p) = -\frac{Tp}{T_1p+1} = -\frac{Tp+0}{T_1p+1} = -\frac{\frac{T}{T_1}}{\frac{1}{T_1p}+1},$$

где $C_0 = 0$; $C_1 = \frac{T}{T_1}$; $d_0 = \frac{1}{T_1p}$; $n = 1$; $k = 1$

$$C_{n-k} - C_n d_{n-k} < 0 \quad \text{или} \quad C_0 - C_1 d_0 < 0$$

На рис. 37 приведен граф сигналов и его электронная версия.

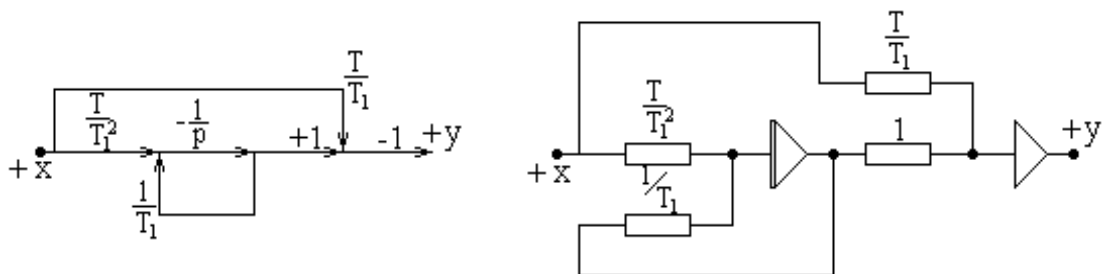


Рис. 37. Граф сигналов реального дифференцирующего звена и его электронная версия

В случае, если необходимо ввести масштаб по времени, то необходимо оператор p передаточной функции заменить на P_m/M_t , где P_m – машинный оператор. Если $M_t > 1$, то масштаб по времени – ускоряющий, если $M_t < 1$, то масштаб по времени замедляющий. При $M_t = 1$ процессы в электронной модели будут протекать в реальном времени.

Если значение коэффициентов схемы модели оказывается за пределами воз-

возможностей усилителя, то необходимо перераспределить коэффициенты согласно правилам преобразования графа сигналов.

Таким образом, данный метод моделирования отличается простотой и наглядностью. Здесь не требуется предварительных преобразований уравнений. Метод графа сигналов позволяет вскрыть структуру САУ, что способствует более ясному пониманию существа процессов, протекающих в системе.

Таким образом, можно любую сложную САУ представить аналитически в виде передаточной функции.

6.2. Адаптивные системы с жесткой эталонной моделью

1. Построение адаптивной системы с применением жесткой эталонной модели путем сравнение передаточных функций модели $W(p)_m$ и передаточной функции САУ $\Phi(p)$. На рис. 38 приведена структура адаптивной САУ.

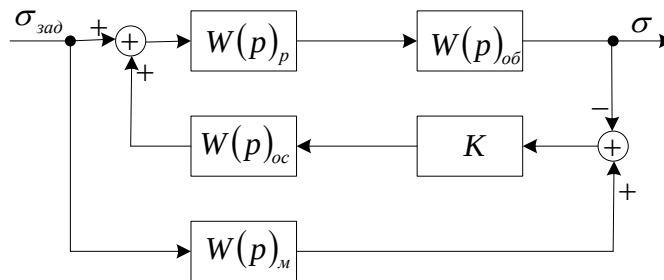


Рис.38. Структура САУ с эталонной моделью

Согласно (см. рис. 38) методом графа сигналов определяем пути графа:

$$P_1 = W(p)_p \cdot W(p)_{ob};$$

$$P_2 = W(p)_m \cdot K \cdot W(p)_{oc} \cdot W(p)_p \cdot W(p)_{ob};$$

Контур графа сигналов:

$$L_1 = -W(p)_p \cdot W(p)_{ob} \cdot K \cdot W(p)_{oc};$$

Миноры путей графа сигналов:

$$\Delta_1 = 1;$$

$$\Delta_2 = 1$$

Общий определитель графа сигналов:

$$\Delta = 1 - L_1;$$

Определяем передаточную функцию САУ согласно формуле Мезона

$$\Phi(p) = \frac{\delta}{\delta_{zad}} = \frac{W(p)_p \cdot W(p)_{ob} + [W(p)_m \cdot K \cdot W(p)_{oc} \cdot W(p)_p \cdot W(p)_{ob}]}{1 + W(p)_p \cdot W(p)_{ob} \cdot K \cdot W(p)_{oc}}$$

При условии $K \gg 1$ очевидно

$$\Phi(p) \cong W(p)_m. \quad (33)$$

Таким образом, при большом коэффициенте в канале обратной связи K при любых изменениях параметров объекта, будет выполняться равенство (33).

2. Построение адаптивной системы с применением жесткой эталонной модели путем сравнения амплитудно-частотных характеристик модели $|W(p)_м|$ и $|\Phi(p)|$.

На рис. 39 приведена структура адаптивной САР.

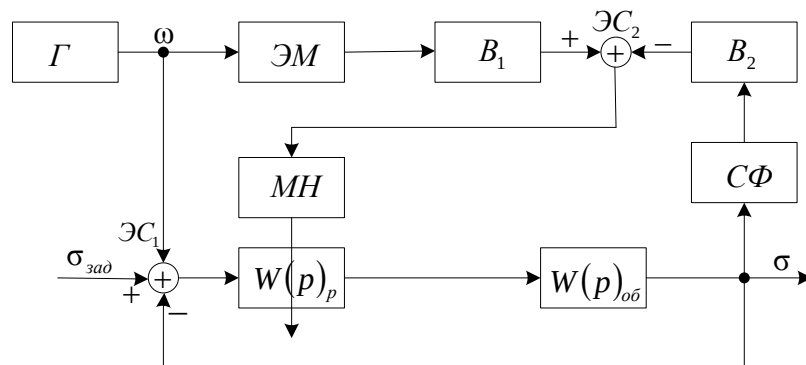


Рис.39. Структурная схема адаптации с помощью сравнения амплитудно-частотных характеристик модели и САР: Γ – генератор синусоидальных колебаний; B_1 и B_2 – выпрямители; $\mathcal{E}C_1$ и $\mathcal{E}C_2$ – элементы сравнения; МН – механизм настройки, ЭМ – эталонная модель; СФ – синхронный фильтр

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) эталонной модели САР (выход выпрямителя B_1) сравнивается с АЧХ первой гармоники САР (выход выпрямителя B_2). Сигнал разности подается на вход механизма настройки (МН), который корректирует настройку пропорциональной части закона регулирования, с целью придания адаптивности САР.

6.3. Метод активной адаптации

Рассмотрим самонастраивающуюся систему с «гибкой» эталонной моделью, где оценка модели объекта может выполняться с помощью пассивного или активного эксперимента.

При пассивном эксперименте используются для обработки случайные возмущения, для снятия которых в необходимом объеме требуется достаточно большое время.

При активном эксперименте обычно на объект подается дополнительное сигнальное идентифицирующее воздействие (единичное воздействие, синусоидальное воздействие и т.д.), либо дается параметрическое воздействие (меняются настройки в регуляторах), либо алгебраическое нелинейное воздействие (включение нелинейного элемента), либо структурное воздействие (образование новых замкнутых контуров), либо введение в систему квантования сигналов по времени и по уровню.

Пусть за основу принимается оценка модели объекта путем подачи на его вход синусоидального воздействия в определенные интервалы времени.

На рис.40 показана структурная схема адаптивной одноконтурной САР, где

рическую адаптацию SAR.

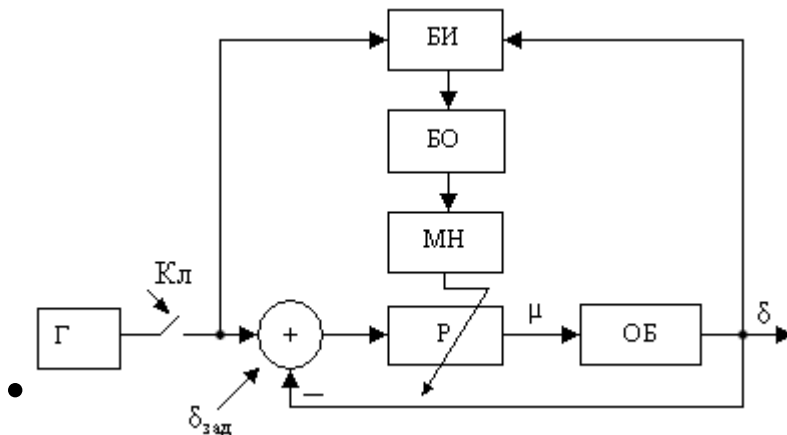


Рис.40. Структурная схема адаптивной САР

В процессе активной адаптации САР БИ постоянно формирует модель объекта, максимально приближенную к реальному объекту в его диапазоне существенных частот.

БО позволяет рассчитывать оптимальные настройки регулятора по с коррект-
тированной модели объекта с дальнейшей установкой их на регуляторе.

Организация процедуры идентификации объекта

а) Формирование синусоидального воздействия, оценка модуля и фазы замкнутой САР и объекта.

Частоты вынужденных колебаний ω_r выбирается экспериментально (из опыта эксплуатации) и реализуется отдельным генератором с постоянной амплитудой выходных колебаний.

Оценка модуля и фазы вектора замкнутой САР выполнена корреляционным методом по следующим рекуррентным формулам:

$$U_K = U_{K-1} + \frac{2\Delta t Y_K}{(T_L A_K) \sin \frac{2\pi K}{T_L}};$$

$$V_K = V_{K-1} + \frac{2\Delta t Y_K}{(T_\Gamma A_K) \cos(2\pi_K / T_\Gamma)},$$

где $t_k = k \cdot \Delta t$; $k \in 1, n$;

$N = \frac{T_r}{\Delta t}$ – число интервалов дискретности на каждом периоде колебаний генератора;

Значение величин U_k и V_k , полученных при $k = N$, принимается в качестве текущих оценок $U(\omega)_L$ и $V(\omega)_L$. По этим данным вычисляются текущие оценки модуля и фазы вектора $\Phi(j\omega)$ замкнутой САР по окончании каждого L периода ко-

лебаний генератора T_r .

$$A(\omega)_L = \sqrt{U^2(\omega)_L + V^2(\omega)_L}$$

$$\varphi(\omega)_L = \arctg \frac{V(\omega)_L}{U(\omega)_L}$$

Далее вычисляем средние арифметические значения (математическое ожидание) оценок модуля и фазы за все L закончившихся периодов колебаний по рекуррентным формулам:

$$\bar{A}(\omega)_L = \bar{A}(\omega)_{L-1} + \{\bar{A}(\omega)_L - \bar{A}(\omega)_{L-1}\} / L$$

$$\bar{\varphi}(\omega)_L = \bar{\varphi}(\omega)_{L-1} + \{\bar{\varphi}(\omega)_L - \bar{\varphi}(\omega)_{L-1}\} / L$$

Необходимая длина реализации (число периодов L) определяется путем сравнения математического ожидания оценки $\bar{A}(\omega)_L$ с допустимым значением ε_A с помощью следующего условия:

$$\frac{D_L}{A(\omega)_{opt}} \leq \varepsilon_A \quad (29)$$

где $A(\omega)_{opt}$ – заданное оптимальное значение $A(\omega)$, а

$$D_L = \frac{1}{(L-1)} \sum_{i=1}^L [A(\omega_i) - \bar{A}(\omega)_L]^2$$

является оценкой дисперсии случайной величины $A(\omega)_L$.

Если условие (29) не выполняется, то текущее число периодов считается недостаточным и процесс определения оценок $\bar{A}(\omega)_L$ и $\bar{\varphi}(\omega)_L$ продолжается в течение следующих дополнительных периодов колебаний.

Как только условие (29) будет выполнено, значение $\bar{A}(\omega)_L$ и $\bar{\varphi}(\omega)_L$, полученные за прошедшие L периодов, принимаются в качестве искомых оценок модуля $A(\omega)$ и фазы $\varphi(\omega)$ замкнутой САР.

По установившимся колебаниям регулируемой величины оценивается модуль $R(\omega)_{об}$ и фаза $\varphi(\omega)_{об}$ вектора АФЧХ объекта для текущей частоты эксперимента с помощью формулы

$$W(j\omega)_{об} = \frac{\Phi(j\omega)}{W(j\omega)_p [1 - \Phi(j\omega)]}, \quad (30)$$

где $\Phi(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$

$A(\omega) = \bar{A}(\omega)_L$ – АЧХ замкнутой САР;

$\varphi(\omega) = \bar{\varphi}(\omega)_L$ – ФЧХ замкнутой САР;

$$W(j\omega)_p = \sqrt{C_1^2 + \frac{C_0^2}{\omega^2}} \cdot e^{-ja \arctg \frac{C_0}{\omega C_1}}$$

– АФЧХ ПИ - регулятора.

Тогда согласно (30), получим следующие выражения:

$$R(\omega)_{об} = \frac{A(\omega)}{\sqrt{C_1^2 + \frac{C_0^2}{\omega^2}} * \sqrt{1 - 2A(\omega)\cos\varphi(\omega) + A^2(\omega)}} ; \quad (31)$$

$$\varphi(\omega)_{об} = \arctg \frac{C_0}{C_1\omega} + \arctg \frac{\sin\varphi(\omega)}{\cos\varphi(\omega) - A(\omega)} ; \quad (32)$$

где $R(\omega)_{об}$ – АЧХ объект регулирования;

$\varphi(\omega)_{об}$ – ФЧХ объект регулирования.

Примем в качестве модели объекта, имеющую рациональную передаточную функцию вида

$$W(p)_{об}^{мод} = \frac{K_a * e^{-p\tau_a}}{(T_a p + 1)^n} , \quad (33)$$

где K_a – коэффициент передачи;

T_a – постоянная времени;

τ_a – чистое запаздывание;

n – порядок полинома знаменателя.

– запишем модуль $R(\omega)_{об}^{мод}$ и фазу $\varphi(\omega)_{об}^{мод}$ из (33), заменив $p = j\omega$

$$R(\omega)_{об}^{мод} = K_a e^{-\omega\tau_a} \left[(1 - \omega T_a)^2 + \omega^2 T_a^2 \right]^{0,5n} \quad (34)$$

$$\varphi(\omega)_{об}^{мод} = -\omega\tau_a - n * \arctg \frac{\omega T_a}{1 - \omega T_a} \quad (35)$$

– Приравняв выражения (31) и (34), а также (32) и (35), получим систему двух уравнений:

$$R(\omega)_{об} = K_a e^{-\omega\tau_a} \left[(1 - \omega T_a)^2 + \omega^2 T_a^2 \right]^{0,5n} \quad (36)$$

$$\varphi(\omega)_{об} = -\omega\tau_a - n * \arctg \frac{\omega T_a}{1 - \omega T_a} \quad (37)$$

В уравнениях (36) и (37) присутствуют четыре неизвестных, что недостаточно для точного определения последних. Поэтому необходимо записать еще эти уравнения на другой частоте. Решая систему из четырех алгебраических уравнений, возможно точное определение параметров передаточной функции модели объекта.

На этом идентификация объекта заканчивается.

б) Определение оптимальных настроек ПИ-регулятора в БО.

По известным $R(\Omega)_{об}^{мод}$ и $\varphi(\Omega)_{об}^{мод}$ определяем относительную частоту Ω_m , при приравнении к нулю функционала $F(\Omega)$, полученного взятием первой производной по частоте от модуля частотной передаточной функции замкнутой системы, для поиска максимума по специальному алгоритму с запоминанием экстремума.

$$F(\Omega) = \frac{M_{\partial on}^2}{M_{\partial on}^2 - 1} * \frac{\Omega K_a}{R(\Omega)_{об}^{мод}} * \left[-\sin \varphi(\Omega)_{об}^{мод} - \frac{1}{M_{\partial on}} \right] = 0$$

Определяем оптимальные настройки ПИ-регулятора

$$C_{1opt} = \frac{M_{don}^2}{M_{don}^2 - 1} * \frac{-\cos \varphi(\Omega_{pez})_{об}^{mod}}{R(\Omega_{pez})_{об}^{mod} / K_a}$$

$$C_{0opt} = \frac{C_{1opt}}{F(\Omega_{pez})}.$$

Для реализации данного математического аппарата рассмотрим модифицированную итерационную процедуру (алгоритм) идентификации и оптимизации (ИПИО), которая показана на рис.41)

Цель ИПИО разрешить противоречия, заключающиеся в том, что для получения модели объекта надо знать оптимальные настройки системы управления, которые можно определить только после того, как будет найдена модель объекта.

В связи с этим возникает проблема оптимизации процедуры адаптации: информация о модели объекта должна быть получена в объеме не большем, чем это требуется для расчета оптимальных настроек регулятора, причем с точностью не большей и не меньшей, чем это необходимо для расчета и такая информация должна быть получена при минимальных затратах на идентификацию.

Алгоритм, устраняющий данное противоречие состоит из внутреннего и внешнего цикла.

Внутренний цикл предусматривает:

- оценку модуля и фазы вектора замкнутой САР и объекта (блок 4);
- идентификацию модели объекта (блок 5);
- расчет оптимальных настроек регулятора выполнен по критерию максимальной динамической точности работы системы с применением частотного показателя колебательности M (блок 6).

Во внешнем цикле ИПИО корректируется модель объекта.

В данном алгоритме имеется недостаток, связанный с неоднозначностью при расчете резонансной частоты в замкнутой САР. Попытка устранить неоднозначность при расчете резонансной частоты не решает полностью проблемы, так как требует ограничения на порядок объекта (не выше второго).

Содержание блоков ИПИО с ПИ-регулятором:

Блок 1 – включение САР в работу.

Блок 2 – введение начальных значений двух фиксированных коэффициентов модели объекта (n_{i-1}, β_{i-1}).

Блок 3 – установка в ПИ-регуляторе новых значений параметров (C_{1i-1}, C_{0i-1}).

Блок 4 – оценка модуля и фазы вектора частотной характеристики объекта на частоте ω_l .

Блок 5 – определение двух свободных коэффициентов объекта (K_{ai-1}, T_{ui-1}).

Блок 6 – расчет оптимальных настроек ПИ-регулятора (C_{1i}, C_{0i}) и резонансной частоты Ω_{pez} .

Блок 7 – сравнение новых значений параметров настройки ПИ-регулятора со старыми значениями:

$$\begin{cases} C_{1i} - C_{1i-1} \leq \delta_1 \\ C_{0i} - C_{0i-1} \leq \delta_1 \end{cases}$$

Если их разность больше малого числа δ_1 , то следует установить на ПИ-регуляторе новые параметры настройки C_{0i} , C_{1i} .

В случае, когда старые и новые настройки ПИ-регулятора оказываются достаточно близкими, то процедуры внутреннего цикла заканчиваются.

Блок 8 – оценка модуля и фазы вектора частотной характеристики объекта на частоте $\omega_2 = \omega_{рез} + \Delta\omega$.

Блок 9 – определение четырех коэффициентов модели объекта ($K_{ai}, T_{ai}, n_i, \beta_i$) по результатам эксперимента на частотах ω_1 и ω_2 , который показан в приложении 1.

Блок 10 – сравнение двух фиксированных во внутреннем цикле коэффициентов (n, β) с их новыми значениями:
$$\begin{cases} n_i - n_{i-1} \leq \delta_2 \\ \beta_i - \beta_{i-1} \leq \delta_2 \end{cases}$$

Если их значения окажется близкими друг к другу, т.е. настройки повторяются, то процесс адаптации настроек ПИ-регулятора можно считать законченными, в противном случае – возврат к внешнему циклу и повторение процедуры внутреннего цикла при новых фиксированных коэффициентах модели объекта и новыми значениями ω_1^* , где $\omega_1^* = 0,5(1+b)\omega_1$, $b = 1,3 \div 1,5$.

Важным преимуществом ИПИО «Цикл в цикле» является то, что процедура оптимизации осуществляется по специально сформулированным критериям оптимальности, которые здесь имеют неэкстремальный характер. Это дает:

- упрощенный контроль состояния системы, а именно: при обнаружении отличия значения критерия от требуемого, можно сразу оценить и необходимые изменения параметров настройки;

- повышение быстродействия в два раза и точность полученных настроек;

- разумное распределение объема работы по оптимизации настройки при вводе системы в эксплуатацию, что позволяет ограничиваться выполнением только внутреннего цикла ИПИО.

Контрольные вопросы

1. Системы с идентификацией.
2. Системы с самонастройкой.
3. Системы с эталонной моделью.
4. Метод активной адаптации
5. Итерационная процедура идентификации и оптимизации.

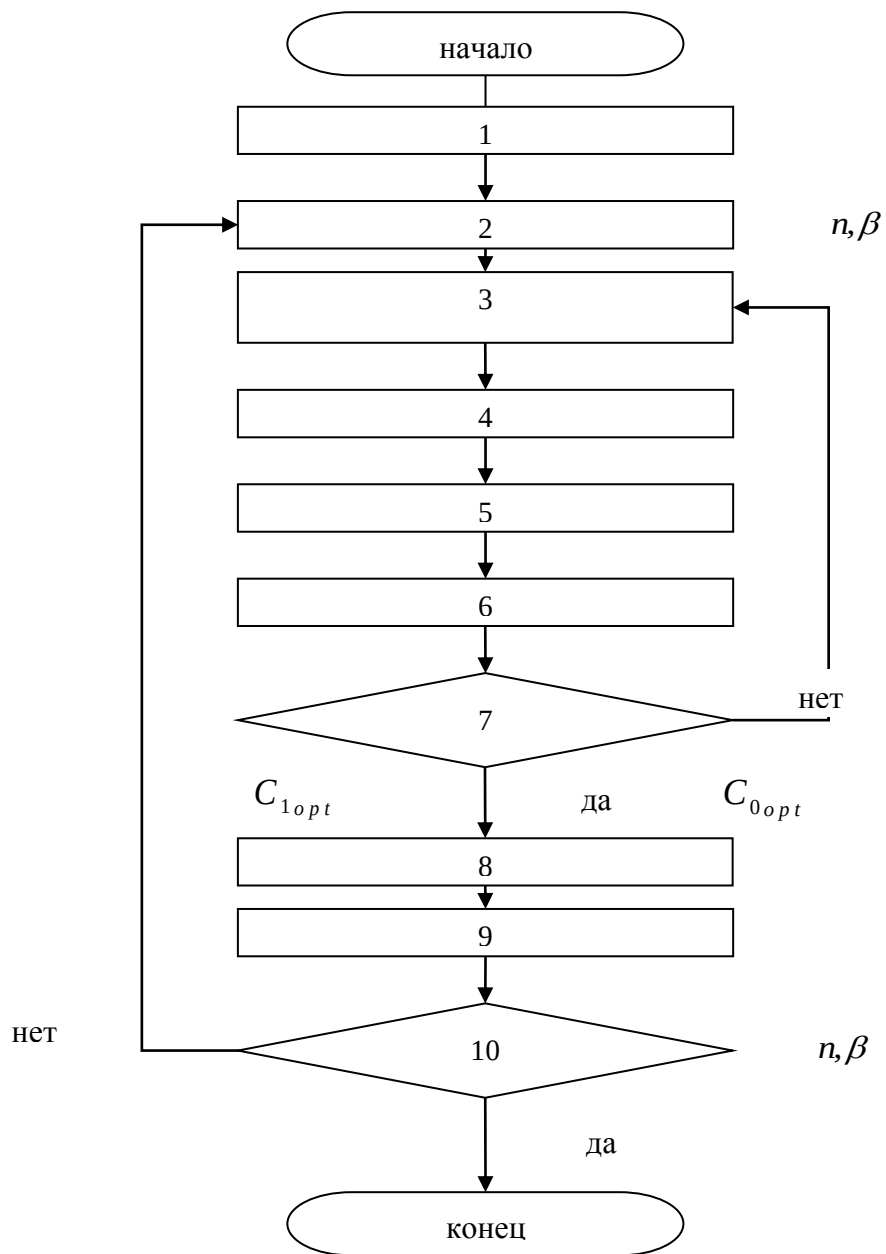


Рис.41. Блок схема модифицированного алгоритма ИПИО.

7. Нечеткое управление

7.1. Основы теории нечеткого управления

Подход к формализации понятия «нечеткое множество» состоит в обобщении понятия принадлежности. В обычной теории множеств существует несколько способов задания множества. Одним из них является задание универсального множества E , из элементов которого образованы все остальные подмножества, например подмножество целых чисел, подмножество гладких функций и т.д., с помощью характеристической функции.

Четкое подмножество $A \in E$ имеет четкие границы, элементы которого удовлетворяют свойству G , и определяется как подмножество упорядоченных пар $A = [\mu_A(x)/x]$, где $\mu_A(x)$ – характеристическая функция, принимающая значение 1, если x удовлетворяет свойству G , и 0 – в противном случае.

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1, & \text{если } x \in A, \\ 0, & \text{если } x \notin A. \end{cases}$$

Особенностью этой функции является бинарный характер ее значений.

Нечеткое подмножество не имеет четкой границы и отличается тем, что для элементов $x \in E$ нет однозначного ответа «да-нет» относительно свойства G . В связи с этим нечеткое подмножество $A \in E$ определяется как подмножество упорядоченных пар

$$A = \{\mu_A(x)/x\},$$

где $\mu_A(x)$ – ФП, принимающая вещественные значения в некотором вполне упорядоченном множестве положительных вещественных чисел (единичный интервал) $M = [0, 1]$. Могут быть и другие интервалы, например $[1, 10]$.

В случае непрерывного множества E можно использовать следующее обозначение: $A = \int_E \mu_A(x)/x$, где знак $\int$ обозначает совокупность пар $\mu_A(x)/x$.

Пусть $E = \{x_1, x_2, x_3, x_4, x_5\}$; $M = [0, 1]$; A – нечеткое подмножество, для которого $\mu_A(x_1) = 0,3$; $\mu_A(x_2) = 0$; $\mu_A(x_3) = 1$; $\mu_A(x_4) = 0,5$; $\mu_A(x_5) = 0,9$. Тогда подмножество A можно представить как $A = \{0,3/x_1; 0/x_2; 1/x_3; 0,5/x_4; 0,9/x_5\}$ или $A = 0,3/x_1 + 0/x_2 + 1/x_3 + 0,5/x_4 + 0,9/x_5$, где знак «+» имеет смысл объединения.

Нечеткие множества есть естественное обобщение обычных множеств, когда мы отказываемся от бинарного характера характеристической функции и предполагаем ФП, которая может принимать любые значения на отрезке $[0, 1]$. В теории нечетких множеств характеристическая функция называется ФП, а ее значение $\mu(x)$ – степенью принадлежности элемента x нечеткому подмножеству A . Более строго, нечетким подмножеством A называется совокупность пар, которые можно записать в разных вариантах:

$$A = \{x, \mu_A(x)\} = \{\mu_A(x), x\} = \left\{ \frac{\mu_A(x)}{x} \right\} = \left\{ \frac{x}{\mu_A(x)} \right\} = \{x/\mu_A(x)\} = \{\mu_A(x)/x\} = \int_E \mu_A(x)/x.$$

Основные характеристики нечеткого множества

1. Величина $\sup \mu_A(x)$ называется высотой A . Если $\sup \mu_A(x) = 1 \quad \forall x \in E$, то A нормально, если $\sup \mu_A(x) < 1 \quad (x \in E)$, то A – субнормально.

2. Нечеткое множество A пусто, если $\forall x \in E \mu_A(x) = 0$. Непустое субнормальное множество можно нормализовать по формуле

$$\mu_A(x) = \frac{\mu_A(x)}{\sup \mu_A(x)}, x \in E.$$

(Читается: ФП элемента x подмножеству A).

3. Нечеткое множество унимодально: $\mu_A(x) = 1$ только на одном x из E .

4. Элементы $x \in E$, для которых $\mu_A(x) = 0,5$ называются точками перехода множества A .

5. Носитель нечеткого множества A (основание) называется нечетким множеством A таких точек в E , для которых $\mu_A(x) > 0$ или $\text{supp } A = \{x/\mu_A(x) > 0\}, \forall x \in E$.

Пусть $E = \{0, 1, 2, \dots, 10\}, M = [0, 1]$.

Нечеткое множество под названием «несколько» можно определить следующим образом: «несколько» = $0,5/3 + 0,8/4 + 1/5 + 1/6 + 0,8/7 + 0,5/8$.

Его характеристики: высота $A = 1$; носитель = $\{3, 4, 5, 6, 7, 8\}$; точки перехода = $\{3, 8\}$.

Пусть $E = \{-8, -5, -3, 0, 1, 2, 4, 6, 9\}, M = [0, 1]$.

Нечеткое подмножество чисел по абсолютной величине «близкой к нулю» можно определить, например, так:

$$A = \{0/-8 + 0,5/-5 + 0,6/-3 + 1/0 + 0,9/1 + 0,8/2 + 0,6/4 + 0,3/6 + 0/9\}.$$

Его характеристики: $A = 1$; носитель = $\{0, 1, 4, 6, 9\}$; точка перехода = $\{-5\}$.

В теории управления универсальное множество E обычно связывают с некоторыми физическими величинами: температура $t^\circ\text{C}$, давление P , расход Q и т.д., которые получают с измерительных датчиков, установленных на регулируемом объекте, которые описываются естественным языком. Учитывая разные характеристики лингвистических переменных (например, температура воды может быть теплой, горячей), вводится понятие терма, а всю совокупность терм называют терм-множеством. Терм можно выразить графически либо аналитически через функции принадлежности, которые подчеркивают, что термы есть подмножества (рис. 42). Будем ассоциировать с подмножеством A диапазон изменения температуры от 0 до 50°C , а с подмножеством B её изменение в диапазоне 50 до 100°C . В лингвистической интерпретации терму A будет соответствовать «холодная вода», а терму B – «горячая вода». Таким образом, весь температурный диапазон можно представить в виде терм-множества из двух терм.

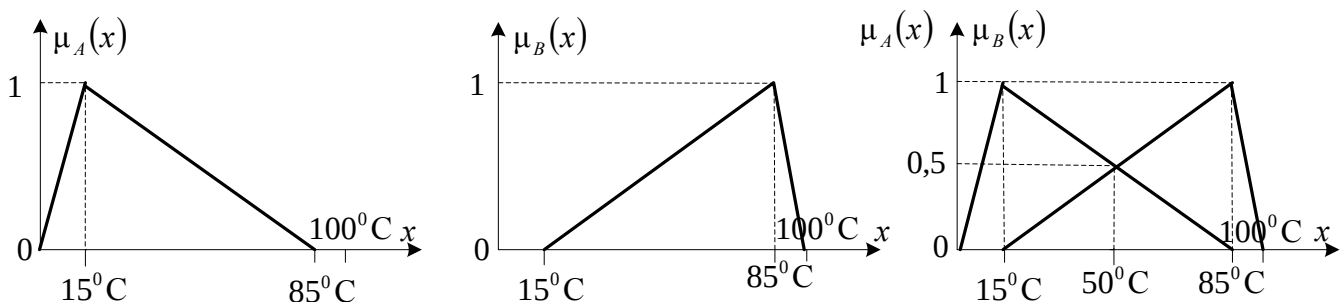


Рис.42. К построению терм-множества

Основные операции над нечеткими множествами

Включение (доминирование) (операция вложение)

Пусть A и B – нечеткие множества на универсальном множестве E .

Говорят, что A содержится в B , если $\forall x \in E \quad \mu_A(x) \leq \mu_B(x)$.

Обозначение: $A \subset B$. Иногда используют термин доминирование. Когда $A \subset B$ – говорят, что B доминирует A .

Равенство (эквивалентность)

Нечеткие множества A и B равны, если $\forall x \in E \quad \mu_A(x) = \mu_B(x)$.

Обозначение: $A = B$.

Дополнение

Пусть $M = [0,1]$, A и B – нечеткие множества заданные на E .

Если A и B дополняют друг друга, то это обозначается следующим образом:

$A = \bar{B}$ или $\mu_A(x) = 1 - \mu_B(x)$ и $B = \bar{A}$ или $\mu_B(x) = 1 - \mu_A(x)$.

Очевидно, что $\bar{\bar{A}} = A$. (Дополнение определено для $M = [0,1]$, но очевидно, что его можно определить для любого упорядоченного M).

Пересечение

$A \cap B$ – наибольшее нечеткое подмножество, содержащееся одновременно в A и B с ФП: $\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$. Эта операция над множествами A и B , результатом которой является множество C , которое содержит те элементы, которые принадлежат и множеству A и множеству B .

Объединение

$A \cup B$ – наименьшее нечеткое подмножество, включающее как A , так и B , с функцией принадлежности: $\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$. Эта операция над множествами A и B , результатом которой является множество C , которое содержит те элементы, которые принадлежат множеству A , или множеству B , или обоим множествам.

Разность

$A - B = A \cap \bar{B}$ с ФП: $\mu_{A-B}(x) = \mu_{A \cap \bar{B}}(x) = \min(\mu_A(x), 1 - \mu_B(x))$.

Дизъюнктивная сумма

$A \oplus B = (A - B) \cup (B - A) = (A \cap \bar{B}) \cup (\bar{A} \cap B)$ с ФП:
 $\mu_{A \oplus B}(x) = \max\{\min\{\mu_A(x), 1 - \mu_B(x)\}; \min\{1 - \mu_A(x), \mu_B(x)\}\}$.

Пусть $A = 0,4/x_1 + 0,2/x_2 + 0/x_3 + 1/x_4$;
 $B = 0,7/x_1 + 0,9/x_2 + 0,1/x_3 + 1/x_4$;
 $C = 0,1/x_1 + 1/x_2 + 0,2/x_3 + 0,9/x_4$.

Здесь:

1. $A \subset B$, т.е. A содержится в B или B доминирует A , C несравнимо ни с A , ни с B , т.е. пары $\{A, C\}$ и $\{B, C\}$ – пары недоминируемых нечетких множеств.
2. $A \neq B \neq C$.
3. $\bar{A} = 0,6/x_1 + 0,8/x_2 + 1/x_3 + 0/x_4$; $\bar{B} = 0,3/x_1 + 0,1/x_2 + 0,9/x_3 + 0/x_4$.
4. $A \cap B = 0,4/x_1 + 0,2/x_2 + 0/x_3 + 1/x_4$.
5. $A \cup B = 0,7/x_1 + 0,9/x_2 + 0,1/x_3 + 1/x_4$.
6. $A - B = A \cap \bar{B} = 0,3/x_1 + 0,1/x_2 + 0/x_3 + 0/x_4$.
7. $B - A = \bar{A} \cap B = 0,6/x_1 + 0,8/x_2 + 0,1/x_3 + 0/x_4$.

$$8. A \oplus B = 0,6/x_1 + 0,8/x_2 + 0,1/x_3 + 0/x_4.$$

На основе операций алгебраического произведения определена операция возведения в степень положительного числа α нечеткого множества A . Нечеткое множество A^α определяется функцией принадлежности $\mu_{A^\alpha} = \mu_A^\alpha(x)$. Частным случаем возведения в степень являются:

- $CON(A) = A^2$ – операция концентрирования (уплотнения) (более чем);
- $DIL(A) = A^{0,5}$ – операция растяжения (почти что).

Аналогично часто используют степени 4 и 0,25, интерпретируя их как $A^4 =$ более, чем более A , т. е. $A = (\text{более, чем})^2 A$ и т.д.

Операции уплотнения и растяжения необходимы для построения ручного регулятора коррекции терм и др.

Графическое представление нечетких множеств

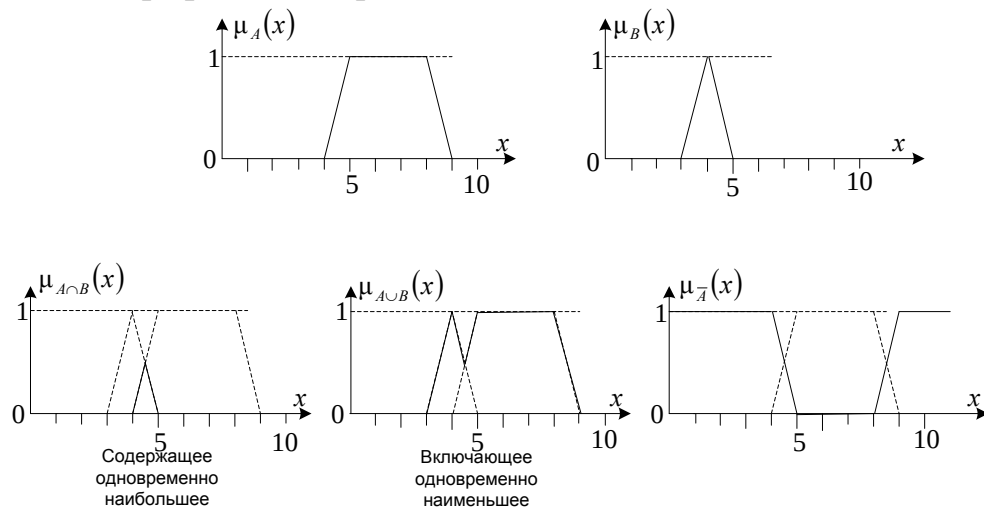


Рис.43. Наглядное представление операций над нечеткими множествами

Пусть $X = R$, где R – множество действительных чисел, тогда множество действительных чисел, «близких числу 7», можно определить функцией принадлежности вида

$$\mu_A(x) = \frac{1}{1 + (x - 7)^2},$$

а нечеткое множество действительных чисел, «близких к 7», описывается выражением

$$A = \int_x \frac{[1 + (x - 7)^2]^{-1}}{x} dx.$$

Свойства операций пересечения $\cap$ и объединения $\cup$

Пусть A , B и C – нечеткие множества. Им свойственно следующее:

- | | |
|---|--------------------|
| $A \cap B = B \cap A$ | – коммутативность; |
| $A \cup B = B \cup A$ | |
| $(A \cap B) \cap C = A \cap (B \cap C)$ | – ассоциативность; |
| $(A \cup B) \cup C = A \cup (B \cup C)$ | |
| $A \cap A = A$ | – идемпотентность; |
| $A \cup A = A$ | |

$$\begin{cases} A \cap (B \cup C) = (A \cap B) \cup (A \cap C) \\ A \cup (B \cap C) = (A \cup B) \cap (A \cup C) \end{cases} \text{ – дистрибутивность;}$$

$$A \cup \emptyset = A, \text{ где } \emptyset \text{ – пустое множество, т.е. } \mu_{\emptyset}(x) = 0 \forall x \in E$$

$$A \cap \emptyset = \emptyset;$$

$$A \cap E = A, \text{ где } E \text{ – универсальное множество;}$$

$$A \cup E = E;$$

$$\begin{cases} \overline{A \cap B} = \bar{B} \cup \bar{A} \\ \overline{A \cup B} = \bar{B} \cap \bar{A} \end{cases} \text{ – теоремы де Моргана}$$

Замечание. Введенные выше операции (пересечение и объединение) над нечеткими множествами основаны на использовании операций $\max$ и $\min$. В теории нечетких множеств разрабатываются вопросы построения обобщенных, параметризованных операторов пересечения, объединения и дополнения, позволяющих учесть разнообразные смысловые оттенки соответствующих им связок *и*, *или*, *не*.

Лингвистические переменные. Функции принадлежности.

Лингвистическая переменная принимает значения из множества слов или словосочетаний некоторого естественного языка. Понятие лингвистической переменной играет важную роль в нечетком логическом выводе и в принятии решений на основе приближенных рассуждений. Формально лингвистическая переменная описывается следующей пятеркой:

$$\langle x, T, E, G, M \rangle,$$

где x – имя переменной; T – терм-множество, каждый элемент которого задается нечетким множеством на универсальном множестве E ; G – синтаксические правила, порождающие названия значений переменной или задающие функции принадлежности нечетких термов; M – семантические правила, задающие физический смысл функции принадлежности нечетких термов.

Функции принадлежности

ФП – важнейшая характеристика нечеткого множества. Если в классической теории множеств понятие характеристическая функция играла второстепенную роль, для нечеткого множества ФП является единственным средством описания как количественной, так и качественной информации.

ФП лингвистических переменных, как правило, перекрывают друг друга, поэтому для одной и той же лингвистической переменной эти функции могут сообщать различные степени принадлежности лингвистических термов, отличающихся от нуля.

Классификация ФП приведена на рис. 44.

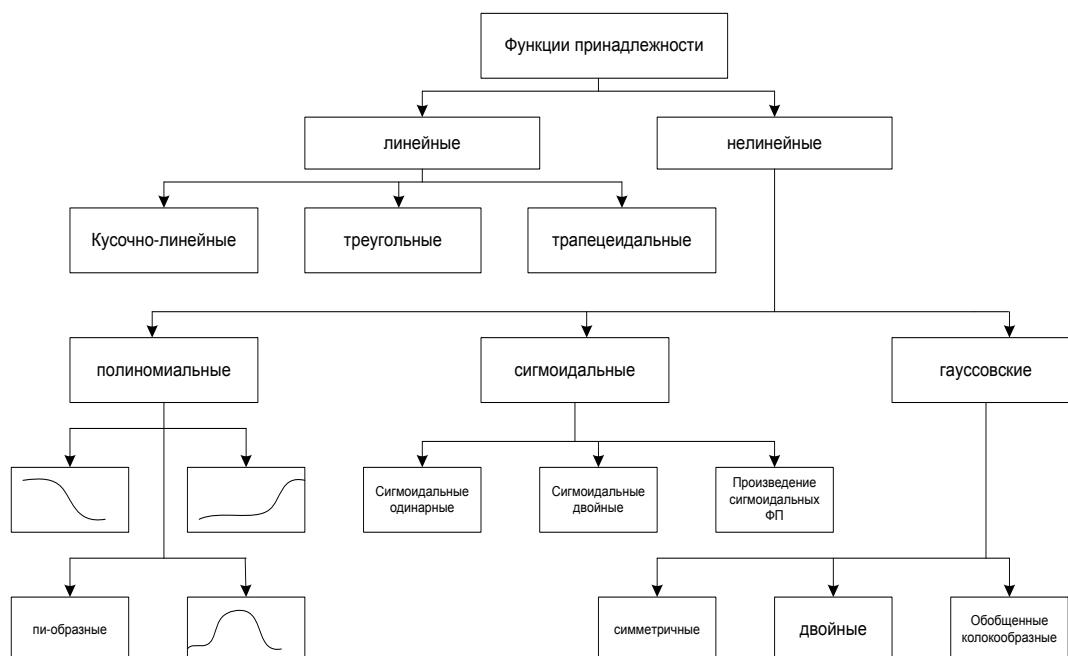


Рис. 44. Классификация ФП

Среди них имеются линейные функции принадлежности

Линейные функции принадлежности

ФП	График	Аналитическое выражение
γ		$trn(x, a, b) = \begin{cases} 0, & \text{if } (x \leq a); \\ \frac{x-a}{b-a}, & \text{if } (a < x \leq b); \\ 1, & \text{if } (x > b); \end{cases}$
L		$trn(x, a, b) = \begin{cases} 1, & \text{if } (x \leq a); \\ \frac{b-x}{b-a}, & \text{if } (a < x \leq b); \\ 0, & \text{if } (x > b); \end{cases}$
T		$trn(x, a, b, c) = \begin{cases} 0, & \text{if } (x \leq a); \\ \frac{x-a}{b-a}, & \text{if } (a < x \leq b); \\ \frac{c-x}{c-b}, & \text{if } (b < x < c); \\ 0, & \text{if } (x \geq c). \end{cases}$

П		$trn(x, a, b, c, d) = \begin{cases} 0, & \text{if } (x \leq a); \\ \frac{x-a}{b-a}, & \text{if } (a < x \leq b); \\ 1, & \text{if } (b \leq x < c); \\ \frac{d-x}{d-c}, & \text{if } (c \leq x < d); \\ 0, & \text{if } (x \geq d); \end{cases}$
Синглетон		$\mu_A(x) = \begin{cases} 1, & x_i = x; \\ 0, & x_i \neq x. \end{cases}$ $\mu_A(x) = \sin gl(x - x_i)$

Примечание. Синглетон имеет следующие определения: одноэлементное множество; одиночная ФП; унимодальное нечеткое множество на одном $x \in E$; четкая пара $(x, \mu(x))$, где $\mu(x) = 1$.

Фаззификация. Способы реализации

Система управления с нечеткой логикой оперирует нечеткими множествами. В задачах управления чаще всего применяется операция фаззификации на синглетонной базе. Блок фаззификации содержит от одного до нескольких терм-множеств. Поэтому конкретному значению $\bar{X} = (\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_n)^T \in X$ входного сигнала блока нечеткого управления после операции фаззификации будет сопоставлено нечеткое множество $A' \subseteq X = X_1 \times X_2 \times \dots \times X_n$. Переменным сигналом блока фаззификации является унимодальная ФП (синглетон), которая синхронно с входным сигналом перемещается в нормированном интервале изменения входной величины, пересекая терм-множества. Фаззификация на синглетонной базе (операция перевода четкой информации в нечеткую информацию) в случае нечеткого управления формирует нечеткое множество $A' \subseteq X = X_1 \times X_2 \times \dots \times X_n$ для дальнейшей обработки операцией нечеткая импликация в блоке выработки решения. Число терм отдельного терм-множества задается от 3 до 11 в зависимости от скорости изменения сигнала. Увеличение числа терм возможно включением квантификаторов: НЕ, ОЧЕНЬ, БОЛЕЕ-МЕНЕЕ. Характер терм задаются синтаксическими правилами, а смысл – семантическими правилами.

Фаззификатор нечеткого регулятора преобразует четкую входную информацию в нечеткую информацию (формирует нечеткое множество).

Формирования нечеткого множества на выходе фаззификатора выполняется:

- на синглетонной базе;
- на базе терма с треугольной функцией принадлежности (не синглетонной базой);

А) Для формирования нечеткого множества на синглетонной базе используется унимодальная функция принадлежности (синглетон), который жестко связан с

входной переменной. Для случая двух лингвистических переменных зададимся следующими терм-множеством, показанными на рис.45.

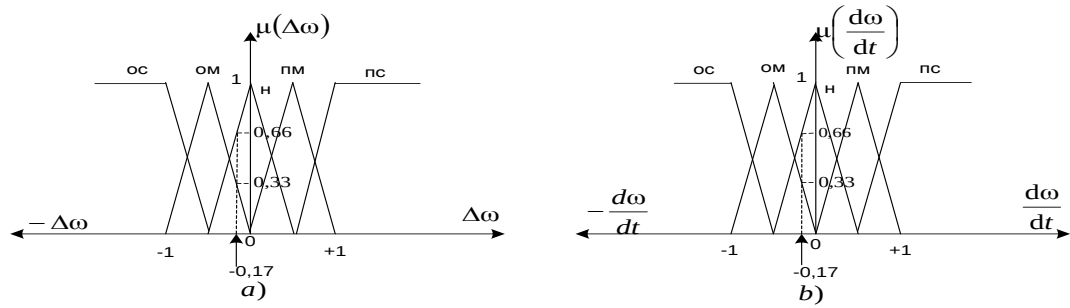


Рис.45. Терм-множество фаззификатора нечеткого регулятора частоты: а – терм-множество по отклонению частоты вращения турбины; б – терм-множество по производной частоты вращения турбины

Расширение четкой логики И, ИЛИ, НЕ

Рассмотрим расширение четких логических операций *И*, *ИЛИ*, *НЕ* до нечетких операций: *T*-норма, *S*-норма (или *T*-конорма), дополнение. В нечетком пространстве число состояний неограниченно велико, поэтому невозможно описать эти операции с помощью таблиц истинности, как в случае двузначной логики [2, 13].

Расширение логики И

Один из подходов к оператору пересечения является его определение в классе треугольных *T*-норм и *S*-конорм.

Треугольной нормой (*T*-нормой) (расширенной связкой *И* называется двуместная действительная функция $T:[0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$, удовлетворяющая следующим условиям

1. $T(0,0) = 0$; $T(\mu_A, 1) = \mu_A$; $T(1, \mu_A) = \mu_A$ – граничное условие;
2. $T(\mu_A, \mu_B) \leq T(\mu_C, \mu_D)$, если $\mu_A \leq \mu_C$, $\mu_B \leq \mu_D$ – монотонность;
3. $T(\mu_A, \mu_B) = T(\mu_B, \mu_A)$ – коммутативность;
4. $T(\mu_A, T(\mu_B, \mu_C)) = T(T(\mu_A, \mu_B), \mu_C)$ – ассоциативность;

Простым случаем треугольных норм являются:

- а) $\min(\mu_A, \mu_B)$ (пересечение по Заде);
- б) произведение $\mu_A \times \mu_B$ (умножение по Ларсену);
- с) $\max(0, \mu_A + \mu_B - 1)$ (пересечение по Лукашевичу)

Это действительная функция двух переменных, принимающая значение в единичном интервале $[0,1]$ может быть описана следующими выражениями:

$$\mu_{A_3}(x) = \mu_{A_1 \cap A_2}(x) = \mu_{A_1} \cap \mu_{A_2} = \mu_{A_1}(x) \cap \mu_{A_2}(x) = \mu_{A_1}(x)^T \cdot \mu_{A_2}(x) = T(\mu_{A_1}(x), \mu_{A_2}(x)) = \min\{\mu_{A_1}, \mu_{A_2}\}$$

где $\mu_{A_1}(x) \in [0,1]$; $\mu_{A_2}(x) \in [0,1]$; $\mu_{A_3}(x) \in [0,1]$;

Расширение логики *ИЛИ*

Один из подходов к оператору объединение является его определение в классе треугольных *S*-норм и *T*-конорм.

Треугольной нормой (*S*-нормой) (расширенная связка *ИЛИ*) называется двуместная действительная функция $S:[0,1] \times [0,1] \rightarrow [0,1]$, со свойствами:

1. $S(1,1) = 1$; $S(\mu_A, 0) = \mu_A$; $S(0, \mu_A) = \mu_A$ – ограниченность;
2. $S(\mu_A, \mu_B); S(\mu_C, \mu_D)$, если $\mu_A \geq \mu_C$, $\mu_B \geq \mu_D$ – монотонность;
3. $S(\mu_A, \mu_B) = S(\mu_B, \mu_A)$ – коммутативность;
4. $S(\mu_A, S(\mu_B, \mu_C)) = S(S(\mu_A, \mu_B), \mu_C)$ – ассоциативность.

Варианты *S*-норм:

- а) $\max(\mu_A, \mu_B)$ (объединение по Заде);
- б) $\mu_A + \mu_B - \mu_A \times \mu_B$ (вероятностное ИЛИ);
- с) $\min(1, \mu_A + \mu_B)$ (объединение по Лукашевичу).

Расширение элемента «*ИЛИ*» называется *S*-норма. Это действительная функция двух переменных, принимающая значение в единичном интервале $[0,1]$ и может быть описана следующими выражениями:

$$\mu_{A_3}(x) = \mu_{A_1 \cup A_2}(x) = \mu_{A_1} \cup \mu_{A_2} = \mu_{A_1}(x) \cup \mu_{A_2}(x) = S(\mu_{A_1}(x), \mu_{A_2}(x)) = \max\{\mu_{A_1}, \mu_{A_2}\}$$

где $\mu_{A_1}(x) \in [0,1]$; $\mu_{A_2}(x) \in [0,1]$; $\mu_{A_3}(x) \in [0,1]$;

Расширение логики *НЕ*

Расширение элемента «*НЕ*» (нечеткое отрицание) – дополнение или «вычитание из 1» и представляет унарную операцию отрицания в нечетком смысле, которая дает в ответе оценку $[0,1]$ и показано на рис.46. Дополнение нечеткого множества во всех трех случаях определяется одинаково:

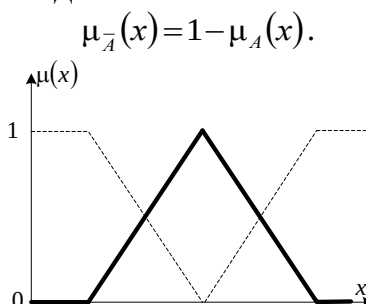


Рис.46. Дополнение нечеткого множества

Другие варианты реализации операций пересечение и объединение.

Группа логических операций ($\max - \min$):

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\};$$

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}.$$

Группа алгебраических операций:

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x)\mu_B(x);$$

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x).$$

Группа ограничений:

$$\mu_{A \cup B}(x) = \min\{1, \mu_A(x) + \mu_B(x)\};$$

$$\mu_{A \cap B}(x) = \max\{0, \mu_A(x) + \mu_B(x) - 1\}.$$

Связь между T -нормы и S -нормы или расширенными связками I и $ИЛИ$

$$a \stackrel{T}{\circ} b = 1 - \left[(1-a) \stackrel{S}{\circ} (1-b) \right] = a + b - a \cdot b.$$

Широкое использование T - и S -норм обусловлено возможностью настройки параметров этих нечетких операторов, а также их хорошими алгебраическими свойствами, необходимыми для решения прикладных задач анализа и моделирования различных систем.

Нечеткие отношения. Операции с нечеткими множествами

Нечеткие отношения необходимы для организации нечетких выводов [23]. Предположим, что знание эксперта отражает нечеткое причинное отношение предпосылки A и заключения B , которое описывается нечетким R .

$$R = A \rightarrow B,$$

где R – сила связи между элементами предпосылки и заключения..

Почти все реально работающие прикладные системы, использующие промежуточные нечеткие оценки, это системы, основанные на нечетких продукционных правилах. Нечеткое отношение R между двумя множествами X и Y будем называть нечеткое множество, определенное на декартовом произведении $X \times Y$.

Пусть $A_1, A_2, \dots, A_n$ – нечеткие подмножества универсальных множеств $E_1, E_2, \dots, E_n$. Тогда $A = A_1 \times A_2 \times \dots \times A_n$ – есть произведение подмножеств, лежащих в универсуме $E = E_1 \times E_2 \times \dots \times E_n$ с ФП

$$\mu_A(x_1, x_2, \dots, x_n) = \min\{\mu_{A1}(x_1), \mu_{A2}(x_2), \dots, \mu_{An}(x_n)\}.$$

Формы записи нечеткого отношения:

$$R \in X \times Y = \{(xRy): x \in X, y \in Y\} = \{(x, y), \mu_R(x, y)\}, \text{ где } \mu_R(x, y) \in [0,1].$$

$$R = \sum_{x \times y} \frac{\mu_R(x, y)}{(x, y)}.$$

В случае, когда $X = Y$, т.е. X и Y совпадают, нечеткое отношение $R: (X \times X) \rightarrow [0,1]$ называется нечетким отношением на множестве X .

Пусть $X = \{x_1, x_2, x_3\}$, $Y = \{y_1, y_2, y_3\}$.

Нечеткое отношение xRy может быть задано с помощью таблиц.

Нечеткое отношение

	y_1	y_2	y_3
x_1	0,8	0,6	0,4
x_2	1	0,8	0,6
x_3	0,8	1	0,8

Другие формы представления отношений

Найти отношение подмножеств $X = \{3, 4, 5\}$ и $Y = \{4, 5, 6\}$, где $x_1 = 3$; $x_2 = 4$; $x_3 = 5$; $y_1 = 4$; $y_2 = 5$; $y_3 = 6$. Их отношение: «у примерно равен х».

Решение. Данное отношение можно записать в виде

$$R = \frac{1}{(4,4)} + \frac{1}{(5,5)} + \frac{0,8}{(3,4)} + \frac{0,8}{(4,5)} + \frac{0,8}{(5,6)} + \frac{0,6}{(3,5)} + \frac{0,6}{(4,6)} + \frac{0,4}{(3,6)}$$

Или

$$\mu_R(x, y) = \begin{cases} 1, & \text{если } x = y; \\ 0,8, & \text{если } |x - y| = 1; \\ 0,6, & \text{если } |x - y| = 2; \\ 0,4, & \text{если } |x - y| = 3. \end{cases}$$

Или

$$\mu_R(x, y) = \begin{matrix} & y_1 & y_2 & y_3 \\ \begin{matrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{matrix} & \begin{vmatrix} 0,8 & 0,6 & 0,4 \\ 1 & 0,8 & 0,6 \\ 0,8 & 1 & 0,8 \end{vmatrix} \end{matrix},$$

Определить нечеткое отношение с помощью операции $\min$ при заданных нечетких множествах A и B .

$$\tilde{A} = (\frac{0}{1}; \frac{0,1}{2}; \frac{0,5}{3}; \frac{0,8}{4}; \frac{1}{5}); \quad \tilde{B} = (\frac{1}{5}; \frac{0,8}{10}; \frac{0,4}{15}; \frac{0,2}{20})$$

Решение

$$R = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,1 & 0,1 & 0,1 & 0,1 \\ 0,5 & 0,5 & 0,4 & 0,2 \\ 0,8 & 0,8 & 0,4 & 0,2 \\ 1 & 0,8 & 0,4 & 0,2 \end{vmatrix}$$

Операции с нечеткими отношениями

Пересечение

Пересечение двух отношений R_1 и R_2 обозначается $R_1 \cap R_2$ и определяется выражением $\mu_{R_1 \cap R_2}(x, y) = \mu_{R_1}(x, y) \cap \mu_{R_2}(x, y)$.

Объединение

Объединение двух отношений обозначается $R_1 \cup R_2$ и определяется выражением $\mu_{R_1 \cup R_2}(x, y) = \mu_{R_1}(x, y) \cup \mu_{R_2}(x, y)$.

Алгебраическое произведение

Алгебраическое произведение двух отношений R_1 и R_2 обозначается $R_1 * R_2$ и определяется выражением

$$\mu_{R_1 * R_2}(x, y) = \mu_{R_1}(x, y) * \mu_{R_2}(x, y).$$

Алгебраическая сумма

Алгебраическая сумма двух отношений R_1 и R_2 обозначается $R_1 \dot{+} R_2$ с

выражением

$$\mu_{R_1 \dot{+} R_2}(x, y) = \mu_{R_1}(x, y) + \mu_{R_2}(x, y) - \mu_{R_1}(x, y) * \mu_{R_2}(x, y)$$

Дизъюнктивная сумма двух отношений R_1 и R_2 обозначается $R_1 \oplus R_2$ и определяется выражением

$$R_1 \oplus R_2 = (R_1 \cap \overline{R_2}) \cup (\overline{R_1} \cap R_2)$$

Дополнение

Дополнение отношения R обозначается $\bar{R}$ и определяется ФП

$$\mu_{\bar{R}}(x, y) = 1 - \mu_R(x, y)$$

Для введенных операций справедливы следующие свойства дистрибутивности

$$\begin{aligned} R_1 \cap (R_2 \cup R_3) &= (R_1 \cap R_2) \cup (R_1 \cap R_3), \\ R_1 \cup (R_2 \cap R_3) &= (R_1 \cup R_2) \cap (R_1 \cup R_3), \\ R_1 * (R_2 \cup R_3) &= (R_1 * R_2) \cup (R_1 * R_3), \\ R_1 * (R_2 \cap R_3) &= (R_1 * R_2) \cap (R_1 * R_3), \\ R_1 \dot{+} (R_2 \cup R_3) &= (R_1 \dot{+} R_2) \cup (R_1 \dot{+} R_3), \\ R_1 \dot{+} (R_2 \cap R_3) &= (R_1 \dot{+} R_2) \cap (R_1 \dot{+} R_3), \end{aligned}$$

Рассмотрим возможные варианты комбинаций

1. Пересечение и объединение нечетких отношений

$$\mu_{R_1 \cap R_2}(x, z) = \min(\mu_{R_1}(x, y), \mu_{R_2}(y, z))$$

$$\mu_{R_1 \cup R_2}(x, z) = \max(\mu_{R_1}(x, y), \mu_{R_2}(y, z))$$

2. Произведение нечетких отношений рассмотрим на следующем пример.

Пусть заданы отношения

$$\begin{array}{cc} & \begin{matrix} y_1 & y_2 \end{matrix} \\ \begin{matrix} x_1 \\ x_2 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0,2 & 0,5 \\ 0,6 & 1 \end{bmatrix} \end{array} \quad \begin{array}{cc} & \begin{matrix} z_1 & z_2 & z_3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} y_1 \\ y_2 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0,3 & 0,6 & 0,8 \\ 0,7 & 0,9 & 0,4 \end{bmatrix} \end{array}$$

причем

$$X = \{x_1, x_2\}; Y = \{y_1, y_2\}; Z = \{z_1, z_2, z_3\}.$$

Решение

$$R = R_1 * R_2 = \begin{array}{cc} & \begin{matrix} y_1 & y_2 \end{matrix} \\ \begin{matrix} x_1 \\ x_2 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0,2 & 0,5 \\ 0,6 & 1 \end{bmatrix} \end{array} * \begin{array}{cc} & \begin{matrix} z_1 & z_2 & z_3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} y_1 \\ y_2 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0,3 & 0,6 & 0,8 \\ 0,7 & 0,9 & 0,4 \end{bmatrix} \end{array} = \begin{array}{ccc} & \begin{matrix} q_{11} & q_{12} & q_{13} \end{matrix} \\ \begin{matrix} x_1 \\ x_2 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 & 0,4 \\ 0,7 & 0,9 & 0,4 \end{bmatrix} \\ & \begin{matrix} q_{21} & q_{22} & q_{23} \end{matrix} \end{array}$$

где

$$q_{11} = \max[\min(0,2;0,3), \min(0,5;0,7)] = 0,5;$$

$$q_{12} = \max[\min(0,2;0,6), \min(0,5;0,9)] = 0,5;$$

$$q_{13} = \max[\min(0,2;0,8), \min(0,5;0,4)] = 0,4;$$

$$q_{21} = \max[\min(0,6;0,3), \min(1;0,7)] = 0,7;$$

$$q_{22} = \max[\min(0,6;0,6), \min(1;0,9)] = 0,9;$$

$$q_{23} = \max[\min(0,6;0,8), \min(1;0,4)] = 0,6.$$

Нечеткая импликация. Варианты реализации

Нечеткая импликация есть логическая операция отношения двух высказываний A и B в новое высказывание “Если A , то B ” и обозначается $R_{A \rightarrow B}$. В более общем смысле нечеткую импликацию можно представить в виде нечетких множеств с ФП, заданной выражением [15,6]

$$R_{A^L \rightarrow B^K} : IF (x_1 \text{ это } A_1^K \text{ AND } \dots \text{ AND } x_n \text{ это } A_n^K) THEN (y \text{ это } B^K).$$

Аналитическое выражение нечеткой импликации:

$$\int_{x*y} \frac{\mu_R(x,y)}{(x,y)} - \text{называется аналоговой нечеткой импликацией.}$$

$$\sum_{x*y} \frac{\mu_R(x,y)}{(x,y)} - \text{называется цифровой нечеткой импликацией}$$

Правило четкой импликации

Бинарное правило (Клинс), (1938г.) (Четкая импликация S-типа)

$$\mu_{R_{A \rightarrow B}}(x, y) = [1 - \mu_A(x)] \vee \mu_B(y) = \max[1 - \mu_A(x), \mu_B(y)].$$

Правило нечеткой импликации

1. Правило типа «логическое произведение», (1965г.) (Импликация T-типа по Заде) (правило Заде)

$$\mu_{R_{A \rightarrow B}} = [\mu_A(x) \cap \mu_B(y)] \cup [1 - \mu_A(x)] = \max\{\min[\mu_A(x), \mu_B(y)], \mu_{\bar{A}}(x)\}$$

2. Алгоритм Мамдани (1974г.) (Импликация T-типа по Мамдани) (правило Мамдани)

$$\mu_{R_{A \rightarrow B}}(x, y) = \mu_A(x) \cap \mu_B(y) = \min[\mu_A(x), \mu_B(y)].$$

Правило Лукашевича (1976г.) (правило Лукашевича)

$$\mu_{R_{A \rightarrow B}}(x, y) = 1 \cap [1 - \mu_A(x) + \mu_B(y)] = \min[1; 1 - \mu_A(x) + \mu_B(y)]$$

Правило типа «алгебраическое произведение» (Ларсен), (1980г.) (правило Ларсена)

$$\mu_{R_{A \rightarrow B}}(x, y) = \mu_A(x) * \mu_B(y).$$

Правило Гогуэна нечеткая импликация типа

$$\mu_{R_{A \rightarrow B}}(x, y) = \begin{cases} 1, \text{ если } \mu_A(x) = 0 \\ \min(\frac{\mu_B(y)}{\mu_A(x)}; 1), \text{ для других} \end{cases}$$

Правило Шарпа

$$\mu_{R_{A \rightarrow B}}(x, y) = \begin{cases} 1, \text{ если } \mu_A(x) \leq \mu_B(y); \\ 0, \text{ если } \mu_A(x) > \mu_B(y) \end{cases}$$

Правило Гёделя

$$\mu_{R_{A \rightarrow B}}(x, y) = \begin{cases} 1, & \text{если } \mu_A(x) \leq \mu_B(y); \\ \mu_B(y), & \text{если } \mu_A(x) > \mu_B(y). \end{cases}$$

Вероятностное правило. (Рейшенбах). Импликация QL-типа.

$$\mu_{R_{A \rightarrow B}}(x, y) = 1 \cap [1 - \mu_A(x) + \mu_A(x)\mu_B(y)] = \min[1, 1 - \mu_A(x) + \mu_A(x)\mu_B(y)]$$

Операцию «нечеткой импликация» в теории нечетких множеств можно реализовать поразному: (при этом будет отличаться и полученной результат): по Заде, Мамдани, Ларсену и т.д.

Нечеткая композиция. Аналитический способ свертки

Нечеткая композиция есть свертка логической информации после нечеткой импликации [6,15,16].

Существует два способа композиции (свертки): аналитический и графический.

Аналитический способ композиции

Пусть $R_1: (X \times Y) \rightarrow [0,1]$; $R_2: (Y \times Z) \rightarrow [0,1]$

$\mu_{R_1 \cdot R_2}(x, z) = \cup [\mu_{R_1}(x, y) \cap \mu_{R_2}(y, z)]$ – есть max-min композиция (свертка) отношений R_1 и R_2 .

Определить композицию

z

R_1	y_1	y_2	y_3
x_1	0.1	0.7	0.4
x_2	1	0.5	0

R_2	z_1	z_2	z_3	z_4
y_1	0.9	0	1	0.2
y_2	0.3	0.6	0	0.9
y_3	0.1	1	0	0.5

Тогда

$R_1 \cdot R_2$	z_1	z_2	z_3	z_4
x_1	0.3	0.6	0.1	0.7
x_2	0.9	0.5	1	0.5

$x_2 = y_1 = z_3$ – одни и те же числа.

Доказательство:

$$\mu_{R_1 \cdot R_2}(x_1, z_1) = [\mu_{R_1}(x_1, y_1) \cap \mu_{R_2}(y_1, z_1)] \cup [\mu_{R_1}(x_1, y_2) \cap \mu_{R_2}(y_2, z_1)] \cup [\mu_{R_1}(x_1, y_3) \cap \mu_{R_2}(y_3, z_1)] = (0.1 \cap 0.9) \cup (0.7 \cap 0.3) \cup (0.4 \cap 0.1) = 0.1$$

$$\cup 0.3 \cup 0.1 = 0.3;$$

$$\begin{aligned} \mu_{R_1 \cdot R_2}(x_1, z_2) &= [\mu_{R_1}(x_1, y_1) \cap \mu_{R_2}(y_1, z_2)] \cup [\mu_{R_1}(x_1, y_2) \cap \mu_{R_2}(y_2, z_2)] \cup \\ &[\mu_{R_1}(x_1, y_3) \cap \mu_{R_2}(y_3, z_2)] = (0.1 \cap 0) \cup (0.7 \cap 0.6) \cup (0.4 \cap 1) = 0 \cup 0.6 \\ &\cup 0.4 = 0.6; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mu_{R_1 \cdot R_2}(x_1, z_3) &= [\mu_{R_1}(x_1, y_1) \cap \mu_{R_2}(y_1, z_3)] \cup [\mu_{R_1}(x_1, y_2) \cap \mu_{R_2}(y_2, z_3)] \cup \\ &[\mu_{R_1}(x_1, y_3) \cap \mu_{R_2}(y_3, z_3)] = (0.1 \cap 1) \cup (0.7 \cap 0) \cup (0.4 \cap 0) = 0.1 \cup 0 \cup 0 = 0.1; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mu_{R_1 \cdot R_2}(x_1, z_4) &= [\mu_{R_1}(x_1, y_1) \cap \mu_{R_2}(y_1, z_4)] \cup [\mu_{R_1}(x_1, y_2) \cap \mu_{R_2}(y_2, z_4)] \cup [\mu_{R_1}(x_1, y_3) \\ &\cap \mu_{R_2}(y_3, z_4)] = (0.1 \cap 0.2) \cup (0.7 \cap 0.9) \cup (0.4 \cap 0.5) = 0.1 \cup 0.7 \cup 0.4 = 0.7; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mu_{R_1 \cdot R_2}(x_2, z_1) &= [\mu_{R_1}(x_2, y_1) \cap \mu_{R_2}(y_1, z_1)] \cup [\mu_{R_1}(x_2, y_2) \cap \mu_{R_2}(y_2, z_1)] \cup [\mu_{R_1}(x_2, y_3) \\ &\cap \mu_{R_2}(y_3, z_1)] = (1 \cap 0.9) \cup (0.5 \cap 0.3) \cup (0 \cap 0.1) = 0.9 \cup 0.3 \cup 0 = 0.9; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mu_{R_1 \cdot R_2}(x_2, z_2) &= [\mu_{R_1}(x_2, y_1) \cap \mu_{R_2}(y_1, z_2)] \cup [\mu_{R_1}(x_2, y_2) \cap \mu_{R_2}(y_2, z_2)] \cup \\ &[\mu_{R_1}(x_2, y_3) \cap \mu_{R_2}(y_3, z_2)] = (1 \cap 0) \cup (0.5 \cap 0.6) \cup (0 \cap 1) = 0 \cup 0.5 \cup 0 = 0.5; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mu_{R_1 \cdot R_2}(x_2, z_3) &= [\mu_{R_1}(x_2, y_1) \cap \mu_{R_2}(y_1, z_3)] \cup [\mu_{R_1}(x_2, y_2) \cap \mu_{R_2}(y_2, z_3)] \cup [\mu_{R_1}(x_2, y_3) \\ &\cap \mu_{R_2}(y_3, z_3)] = (1 \cap 1) \cup (0.5 \cap 0) \cup (0 \cap 0) = 1 \cup 0 \cup 0 = 1; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mu_{R_1 \cdot R_2}(x_2, z_4) &= [\mu_{R_1}(x_2, y_1) \cap \mu_{R_2}(y_1, z_4)] \cup [\mu_{R_1}(x_2, y_2) \cap \mu_{R_2}(y_2, z_4)] \cup [\mu_{R_1}(x_2, y_3) \\ &\cap \mu_{R_2}(y_3, z_4)] = (1 \cap 0.2) \cup (0.5 \cap 0.9) \cup (0 \cap 0.5) = 0.2 \cup 0.5 \cup 0 = 0.5. \end{aligned}$$

Графический способ нечеткой композиции – поточечное суммирование ординат функций принадлежности после нечеткой импликации.

Свойства max-min нечеткой композиции

Операция max-min композиции – ассоциативна:

$$R_3 * (R_2 * R_1) = (R_3 * R_2) * R_1$$

дистрибутивна относительно объединения:

$$R_1 * (R_2 \cup R_3) = (R_1 * R_2) \cup (R_1 * R_3)$$

дистрибутивна относительно пересечения:

$$R_1 * (R_2 \cap R_3) = (R_1 * R_2) \cap (R_1 * R_3)$$

Кроме того, для max-min композиции выполняется следующее важное свойство (включение): если $R_1 \subset R_2$, то $R_3 * R_1 \subset R_3 * R_2$.

Модуль нечеткого логического вывода

Для многих приложений, связанных с управлением технологических процессов, необходимо построение модели рассматриваемого процесса. Знание модели позволяет подобрать соответствующий регулятор. Применение теории нечетких множеств для управления технологическими процессами не предполагает знание моделей этих процессов. Следует только сформулировать правила поведения в форме нечетких условных суждений типа.

Рассмотрим структуру модуля «нечеткий регулятор», показанного на рис. 47,

состоящего из фаззификатора, нечеткого логического вывода и дефаззификатора.

Система нечеткого логического вывода объединяет операции нечеткой импликации и нечеткой композиции.

Дефаззификатор преобразует нечеткую логическую информацию в четкую логическую информацию.

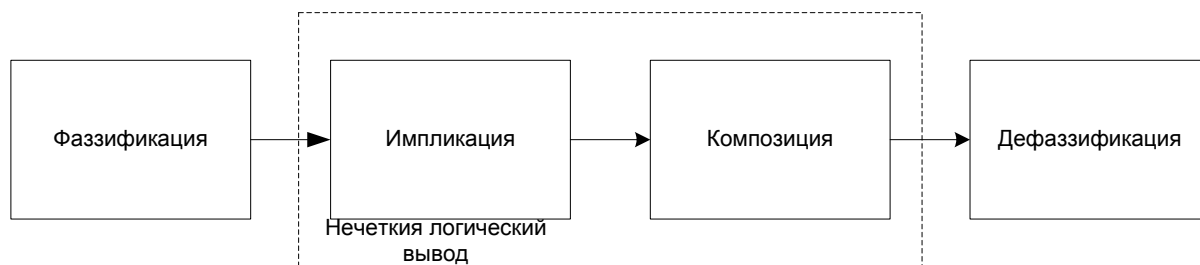


Рис. 47. Структурная схема модуля нечеткий регулятор

7.2. Использование системы *SCADE Suite* для моделирования нечетких систем управления

Краткое описание системы проектирования *SCADE Suite*

Систему проектирования комплекта программ *SCADE Suite* выполнила компания *Esterel Technologies*, которая создала среду разработки *SCADE* для получения законченных решений разработчиками прикладного программного обеспечения критических по безопасности встроенных систем. Она состоит из следующих компонент.

Комплект программ *SCADE Suite* – это основанный на модели набор инструментов (tool-chain) для разработки прикладного программного обеспечения систем управления, интеграционную роль, в которой играет собственный (native) язык *SCADE* и его формальная нотация. На рис. 48 приведена структура *SCADE Suite*. Это компоненты для создания проектов, моделирования и верификация проектов, генерации кода на *Cu* и *Ada* и средства поддержки функциональной совместимости с инструментами разработки других производителей.

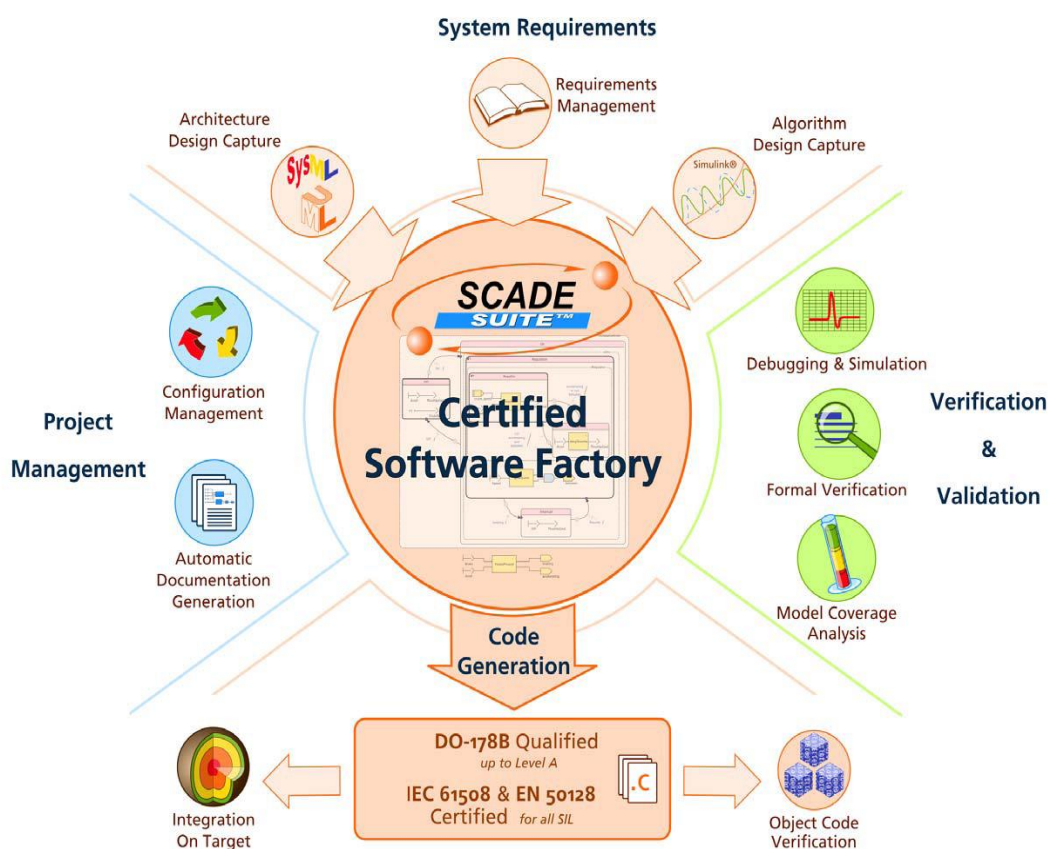


Рис. 48. Структура *SCADE Suite*

Унифицированная методология разработки моделей SCADE.

Унифицированная методология разработки моделей в системе SCADE позволяет объединять алгоритмические описания, сделанные с помощью потоков данных, с описаниями, сделанными с помощью конечных автоматов, на любом уровне иерархии проекта. SCADE обеспечивает проектировщика технологией однократного безитерационного ввода информации, которая позволяет выполнить реализацию требований без избыточности или неоднозначности и построить более точные программные модели. В библиотеке SCADE содержится более трехсот дискретных операторов.

Шлюз к системам управления требованиями SCADE Requirements Management (RM) Gateway позволяет создавать связи прослеживаемости (traceabilitylinks) между системными требованиями, моделями, созданными в SCADE Suite и в SCADE Display, структурным дизайном, тестовым планом и проектной документацией.

Система производства сертифицированного ПО SCADE предоставляет возможность ввода и обработки проекта системного уровня – спецификации требований, описания архитектуры на языке SysML/UML.

Шлюз SCADE SysML Gateway импортирует архитектуру, разработанную системными экспертами. Шлюз может работать с системами Telelogic Rhapsody и Artisan Studio™, а также легко адаптирован.

Импорт из систем Simulink™ и Stateflow к другим средствам проектирования на языке SysML/UML выполняется в строгом соответствии с требованиями обеспечения безопасности, которые накладываются унифицированной методологией разработки моделей SCADE.

Верификация и валидация на стадии проектирования

Симулятор SCADE Simulator исполняет встраиваемый код.

Верификатор проекта SCADE Suite Design Verifier предоставляет проектировщику возможность всестороннего исследования для поиска «краевых» ошибок, практически не детектируемых традиционными методами тестирования, и исправления их на самой ранней стадии проекта.

Тестовое покрытие моделей SCADE Model Test Coverage (MTC) оценивает полноту тестовой процедуры, разработанной на основе требований, и помогает достичь 100%-ого покрытия по MC/DC. MTC является средством верификации, квалифицированным по DO-178B.

Масштабируемость до многопользовательских, территориально-распределенных проектов.

Модульность SCADE-моделей обеспечивает безопасное и управляемое разделение труда между несколькими разработчиками или коллективами разработчиков.

Библиотеки позволяют совместное использование данных и функциональных блоков несколькими проектами, *SCADE Suite* обеспечивает согласованность в итоговых моделях.

SCADE Suite тесно интегрирован с системами управления требованиями, производимыми другими фирмами.

Генератор отчетов *SCADE Reporter* автоматически создает проектную документацию, обеспечивая ее постоянное обновление. Генерация отчетов может быть адаптирована к специальным требованиям путем настройки, управляемой из языка *TCL*. *SCADE Reporter* является средством разработки, квалифицированным по *DO-178B*.

Генерация эффективного, компактного и мобильного кода промышленного качества.

Кодогенератор *SCADE CodeGenerator* производит код языка *C* стандарта *ANSI*, легко читаемый и прослеживаемый. Код независим от целевого процессора, не требует никаких специальных исполняемых библиотек или библиотек, специфичных для конкретного процессора. Код может исполняться на любом целевом микропроцессоре под управлением *OSCB* или без нее. В *SCADE Suite* кодом, можно задать автоматическое оформление для исполнения в среде операционных систем *Integrity-178B™ (Green Hills Software)*, *μC/OS-II (Micrium)*, *PikeOS™ (Sysgo)*, *VxWorks™ 653 (WindRiver)*.

Кодогенерация, квалифицированная по DO-178B.

Кодогенератор *SCADE Suite Code Generator (KCG)* является средством разработки, квалифицированным по *DO-178B* до Уровня А. Квалификационный комплект кодогенератора *Qualification Kit* предоставляет все артефакты (материалы), требуемые для средств разработки (*DO-178B 8110.49*).

Эта квалификация позволяет разработчику исключить низкоуровневое тестирование сгенерированного кода и, поэтому, выполнять обновления дизайна быстро и без потери безопасности кода. Сгенерированный с помощью *SCADE* код используется более чем в 30-ти программах по сертификации и уже квалифицирован более чем в 20-ти программах.

Всесторонняя сертификация объектного кода.

Комплект верификации компилятора *SCADE Compiler Verification Kit (CVK)* позволяет провести верификацию применяемого компилятора языка *C* на корректность компиляции кода, сгенерированного в *SCADE KCG*. Комплект верификации подтверждает корректность работы сгенерированного кода по утвержденной методике, описанной в руководстве *CAST 12*.

Средство *SCADE Life Cycle* расширяет функциональность *SCADE* в направлении администрирования жизненного цикла критических приложений. Он интегрируется со всеми продуктами *SCADE* для обеспечения эффективности, полноты и долговременного обслуживания приложений *SCADE*. Особенности комплекта

является наличие в его составе компонент «Управления требованиями» (*Requirements Management*), автоматической «Генерации документов» (*Documentation Generation*), «Планов сертификации» (*Certification Plans* для сертификационного процесса DO-178B).

Средство *SCADE System* это инструмент разработки открытой архитектуры критической системы. Средство *SCADE System* базируется на стандартах *SysML* (*Systems Modeling Language*) и *Eclipse*. Используя *SCADE system* вместе с *SCADE Suite*, *SCADE Display* и *SCADE Life Cycle*, системные инженеры и программисты могут работать в одной инфраструктуре(*framework*), чтобы исключить дублирования усилий и несоответствия между описанием структуры системы и поведенческого описания программного обеспечения (ПО).

Модуль *SCADE System Designer* – инструмент моделирования проектов систем на архитектурном уровне позволяет системным инженерам моделировать проекты системных компонент и структуры с использованием блок-диаграмм *SysML*. Модуль также позволяет экспортировать структурные компоненты из какой-нибудь модели направлять их группам разработчиков подсистем.

Средство *SCADE Display* это гибкая графическая среда проектирования и развития для дисплеев и *HMI* (*Human-MachineInterface*, интерфейс "человек - машина") критических систем. Вместе с собственной поддержкой *OpenGL* (*Open Graphics Library*, графическое API) *SC* (*Safety Critical*, критическая безопасность) и стандартом *ES* (*Embedded System*), *SCADE Display* является новым поколением инструментов для разработки графики, макетирования остова, проектирования отображения, моделирования, верификации и валидации и квалифицированной генерации кода (*KCG*).

7.3. Проектирование системы с нейро-нечетким управлением

Исследуемая система рис. 49 состоит из входного элемента сравнения ЭС 1, фаззификатора, блока адаптации (блок коэффициентов Φ , сумматор $\Sigma 1$, элемент сравнения ЭС 2), активационного блока, представленного активационными функциями F_i и сумматором $\Sigma 2$, и объекта.

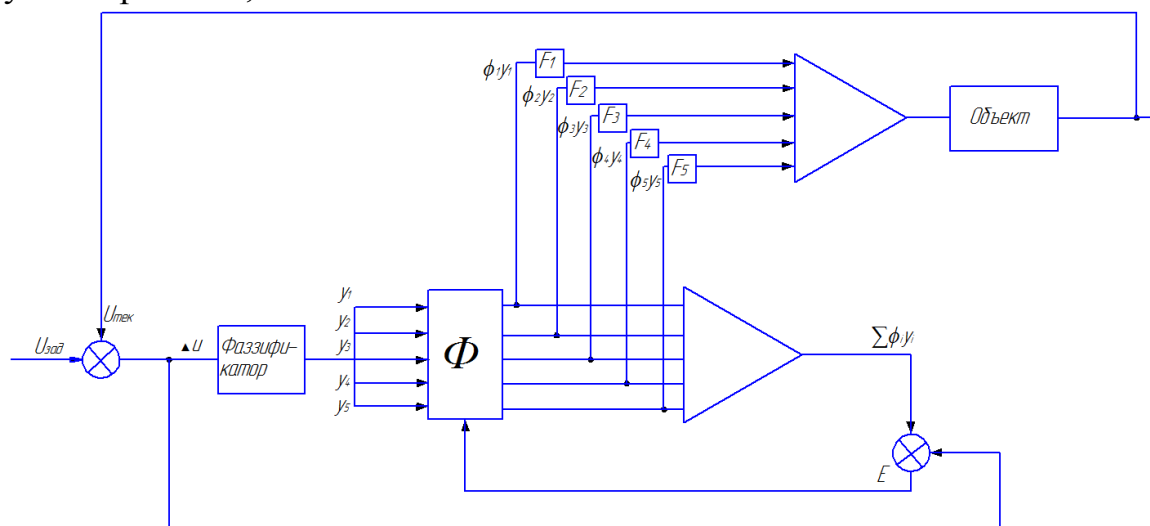


Рис. 49. Структура исследуемой САУ.

Фаззификатор представляет совокупность функций принадлежности (терм) [23]. Выделяются области соответствующие следующим диапазонам: отрицательное большое – ОБ, отрицательное среднее – ОС, норма – Н, положительное среднее – ПС, положительное большое – ПБ и соответствующие им значения функции принадлежности (термы) $y_{ОБ}, y_{ОС}, y_{Н}, y_{ПС}, y_{ПБ}$.

Обозначим $y_{ОБ} = y_1; y_{ОС} = y_2; y_{Н} = y_3; y_{ПС} = y_4; y_{ПБ} = y_5$.

Сигнал ошибки $\Delta U = U_{зад} - U_{тек}$ поступает на фаззификатор, который описывается системой уравнений:

$$\begin{aligned} ОБ: & \left\{ \begin{aligned} y_1 &= 1; \Delta U < -a; \\ y_1 &= -\frac{2}{a}\Delta U - 1; -a \leq \Delta U < -0.5a; \end{aligned} \right\}; & ОС: & \left\{ \begin{aligned} y_2 &= \frac{2}{a}\Delta U + 2; -a \leq \Delta U < -0.5a; \\ y_2 &= -\frac{2}{a}\Delta U; -0.5a \leq \Delta U < 0; \end{aligned} \right\}; \\ Н : & \left\{ \begin{aligned} y_3 &= \frac{2}{a}\Delta U + 1; -0.5a \leq \Delta U < 0; \\ y_3 &= -\frac{2}{a}\Delta U + 1; 0 \leq \Delta U < 0.5a; \end{aligned} \right\}; & ПС: & \left\{ \begin{aligned} y_4 &= \frac{2}{a}\Delta U; 0 \leq \Delta U < 0.5a; \\ y_4 &= -\frac{2}{a}\Delta U + 1; 0.5a \leq \Delta U < a; \end{aligned} \right\}; \\ & & ПБ: & \left\{ \begin{aligned} y_5 &= \frac{2}{a}\Delta U - 1; 0.5a \leq \Delta U < a; \\ y_5 &= 1; a \leq \Delta U; \end{aligned} \right\}. \end{aligned}$$

Здесь a определяется диапазоном изменения ΔU , например, $a = 0.1$.

Каждое значение ΔU возбуждает две термы фаззификатора, сумма этих сигналов для приведенной системы равна 1.

Далее сигналы с фаззификатора y_i ($i = 1, 2, 3, 4, 5$) поступают на блок адаптации. Задача блока адаптации состоит в изменении коэффициентов (синапсов) нейрона ϕ_i с целью отработки отклонения между выходом сумматора нейрона и сигналом ΔU , представляющим разность сигналов задания и выхода объекта. Алгоритм адаптации подстраивает коэффициенты ϕ_i так, чтобы свести ошибку $E(k) = \Delta U - \sum \phi_i y_i$ до некоторой заданной величины, например, 10^{-3} . Были проверены алгоритмы адаптации.

В разработанной программе исследования имеется возможность подключения либо метода стохастической аппроксимации, либо метода обучения. Произведение $\phi_i y_i$ подается на активационный блок

Метод стохастической аппроксимации основан на рекуррентном соотношении

$$\phi_i(k+1) = \phi_i(k) + CE(k)y_i(k),$$

где $\phi_i(k)$ – коэффициент нейрона для i -го входа на k -ой итерации;

$E(k) = (\Delta U - \sum \phi_i y_i)$ – ошибка управления;

C – корректирующий коэффициент, либо постоянная величина, либо его можно менять, представив в виде $C(k) = \frac{C}{k}$ (k – номер итерации).

Рассматриваемый метод стохастической аппроксимации как метод адаптации требует большого количества итераций (порядка нескольких десятков), что в условиях моделирования в реальном времени нежелательно.

Меньшее число итераций при одинаковой заданной точности дает метод обучения с моделью [3], который снижает число итераций до 1-2, даже при достаточно высокой заданной точности (до 10^{-7}). Метод обучения строится также по рекуррентной формуле (10).

Произведение ϕu_i подается на активационный блок F_i . Сумма сигналов с активационных блоков представляет сигнал управления объектом.

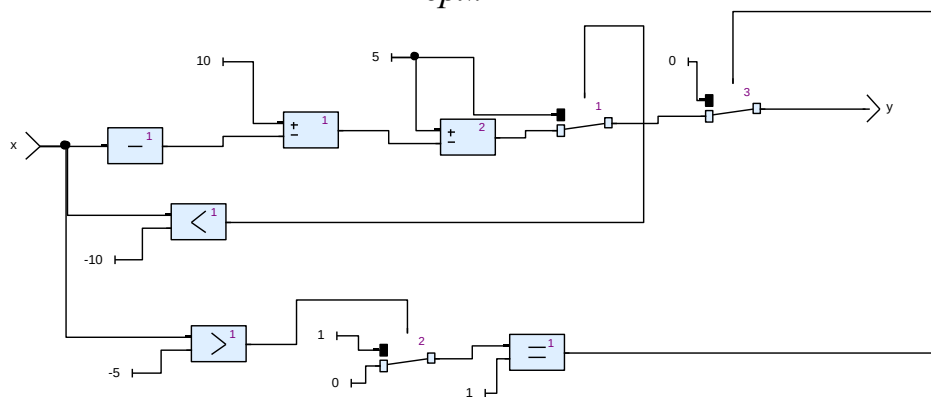
В качестве объекта рассматриваются системы, описываемые дифференциальными уравнениями первого второго и третьего порядка. В объектах будет заложена возможность изменения коэффициентов дифференциального уравнения. Рассмотрим подробно все блоки структурной схемы.

7.4. Моделирование в системе *SCADE Suite*

7.4.1. Моделирование элементов адаптивного фаззификатора

В системе *SCADE* предлагается выполнить отдельно для каждой ветви кривых принадлежности. Обозначим отдельные кривые следующим образом: *LM* – отрицательное большое, *MML* – отрицательное среднее левое, *MMR* – отрицательное среднее правое, *NL* – норма левая, *NR* – норма правая, *MPL* – положительное среднее левое, *MPR* – положительное среднее правое, *BP* – положительное большое. Схемы для каждой ветви в пакете *SCADE* представлены на рис. 50 ... 57. Для каждой схемы приведена таблица истинности. Для упрощения реализации эти схемы работают с целыми числами (*int*). В дальнейшем производится перевод в действительные числа (*real*).

Терм LM



X	Y
-10	5
-9	4
-8	3
-7	2
-6	1
-5	0
-4	0

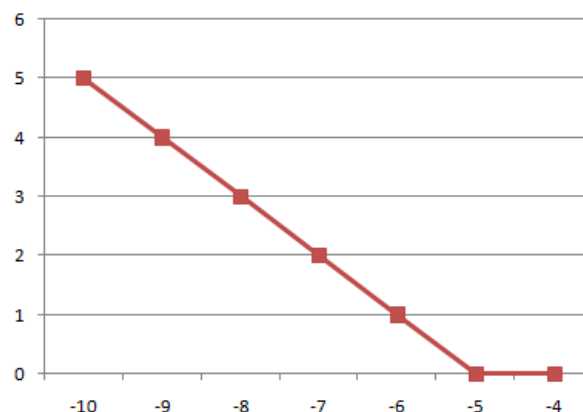
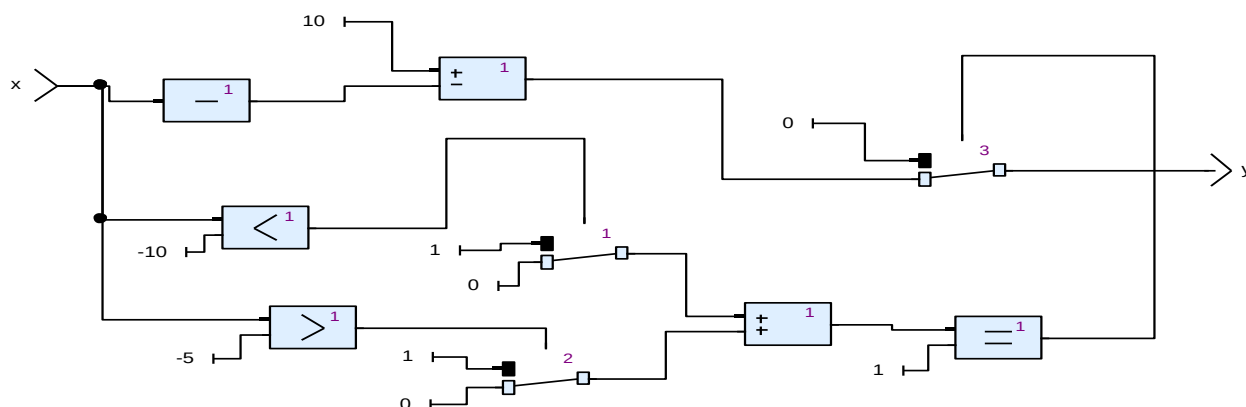


Рис. 50. Структурная схема, таблица истинности и графическое изображение термы LM

Терм MML



X	Y
-10	0
-9	1
-8	2
-7	3
-6	4
-5	5
-4	0
-3	0

Рис.51. Структурная схема, таблица истинности и графическое изображение термы MML

Терм *MMR*

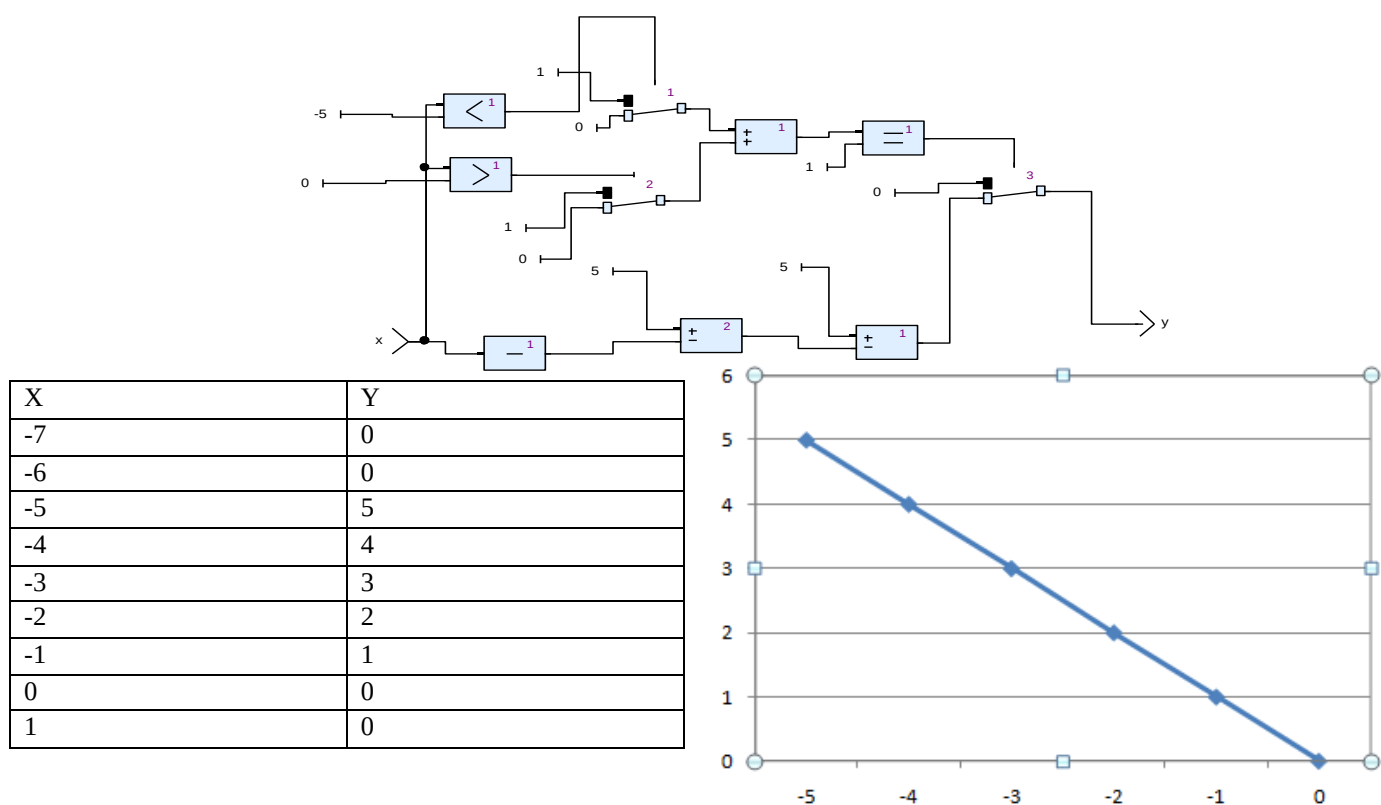
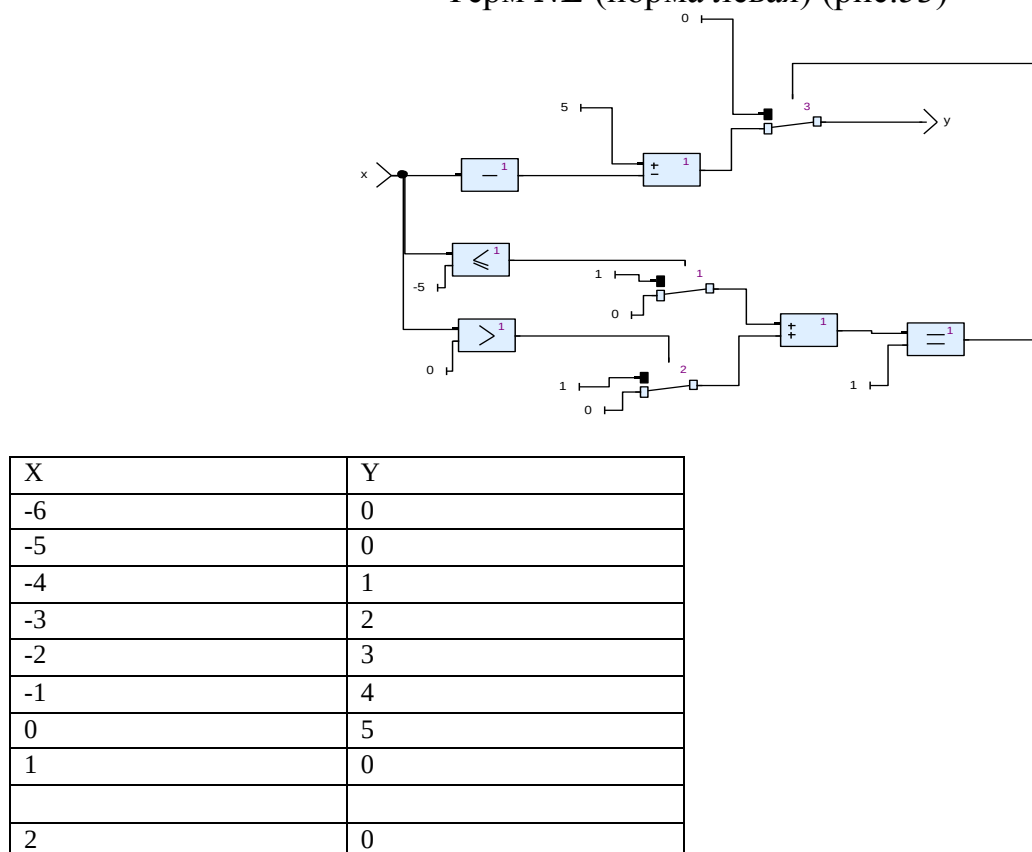
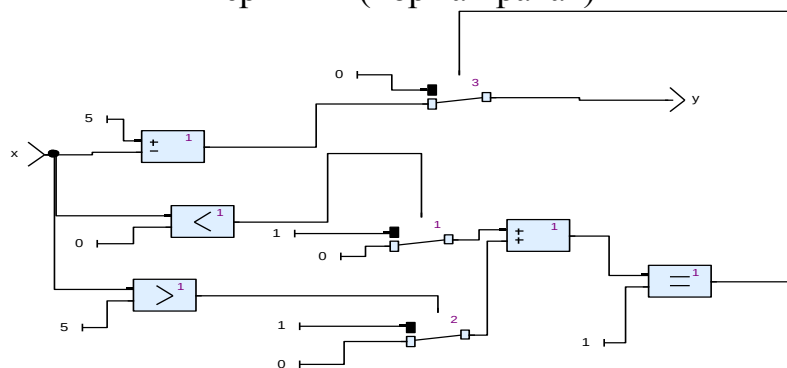


Рис. 52. Структурная схема, таблица истинности и графическое изображение терм *MMR*

Терм *NL* (норма левая) (рис.53)



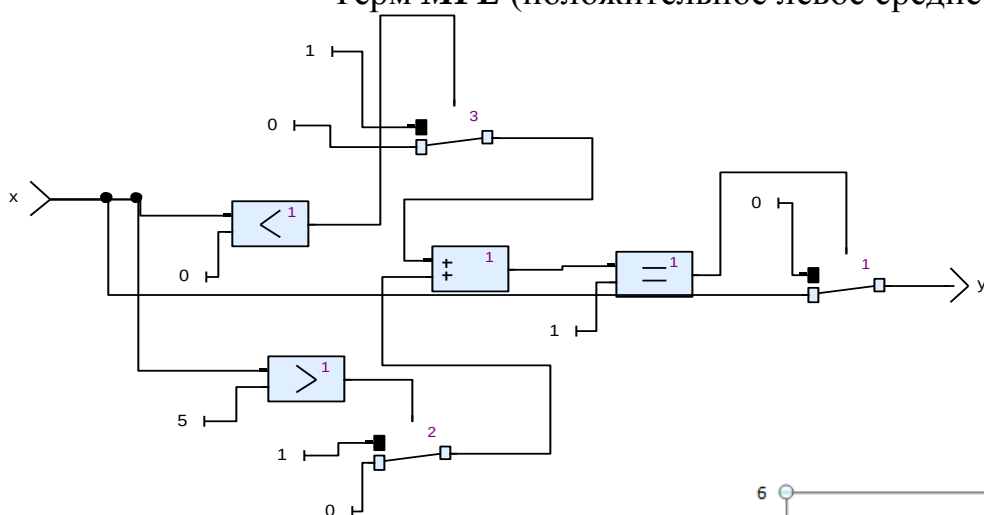
Терм *NR* (норма правая)



X	Y
-2	0
-1	0
0	5
1	4
2	3
3	2
4	1
5	0
6	0

Рис. 54. Структурная схема, таблица истинности и графическое изображение термы *NR*

Терм *MPL* (положительное левое среднее)



X	Y
-1	0
0	0
1	1
2	2
3	3
4	4
5	5
6	0
7	0

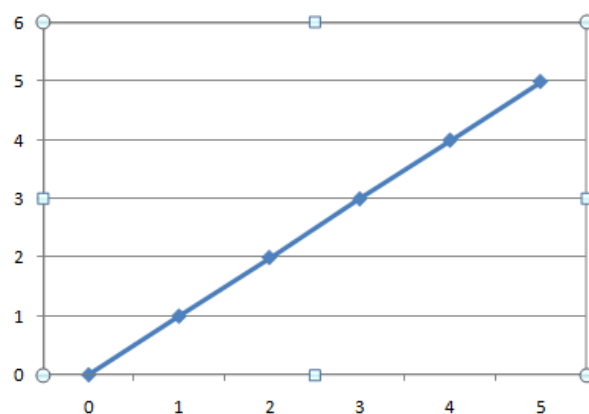


Рис. 55. Структурная схема, таблица истинности и графическое изображение термы *MRL*

Терм *MPR* (положительное среднее правое)

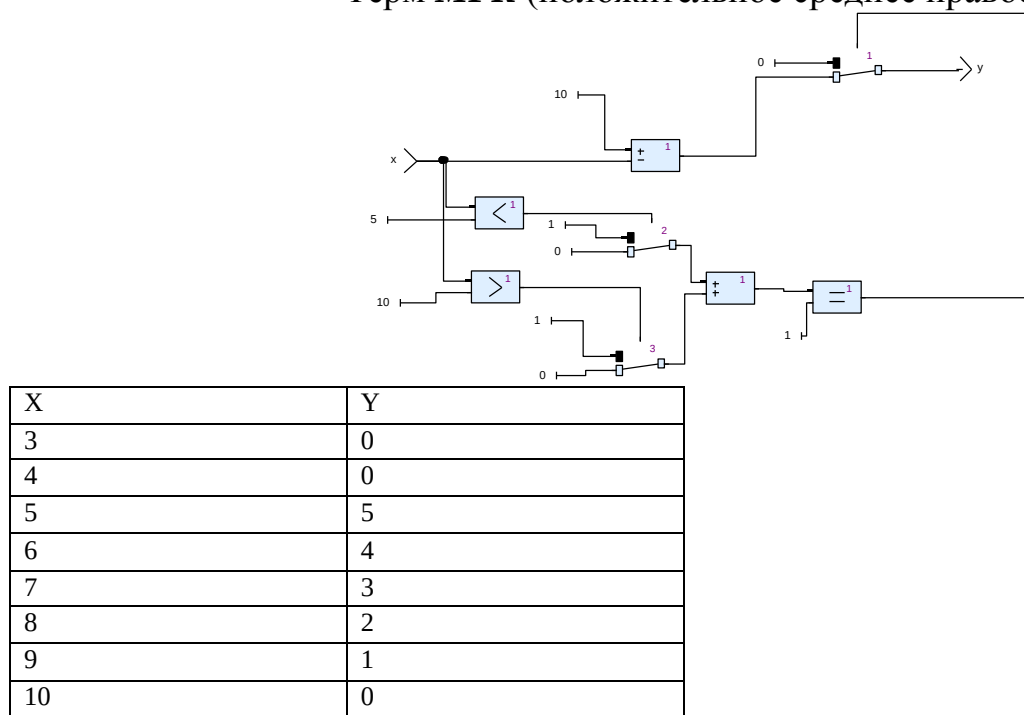
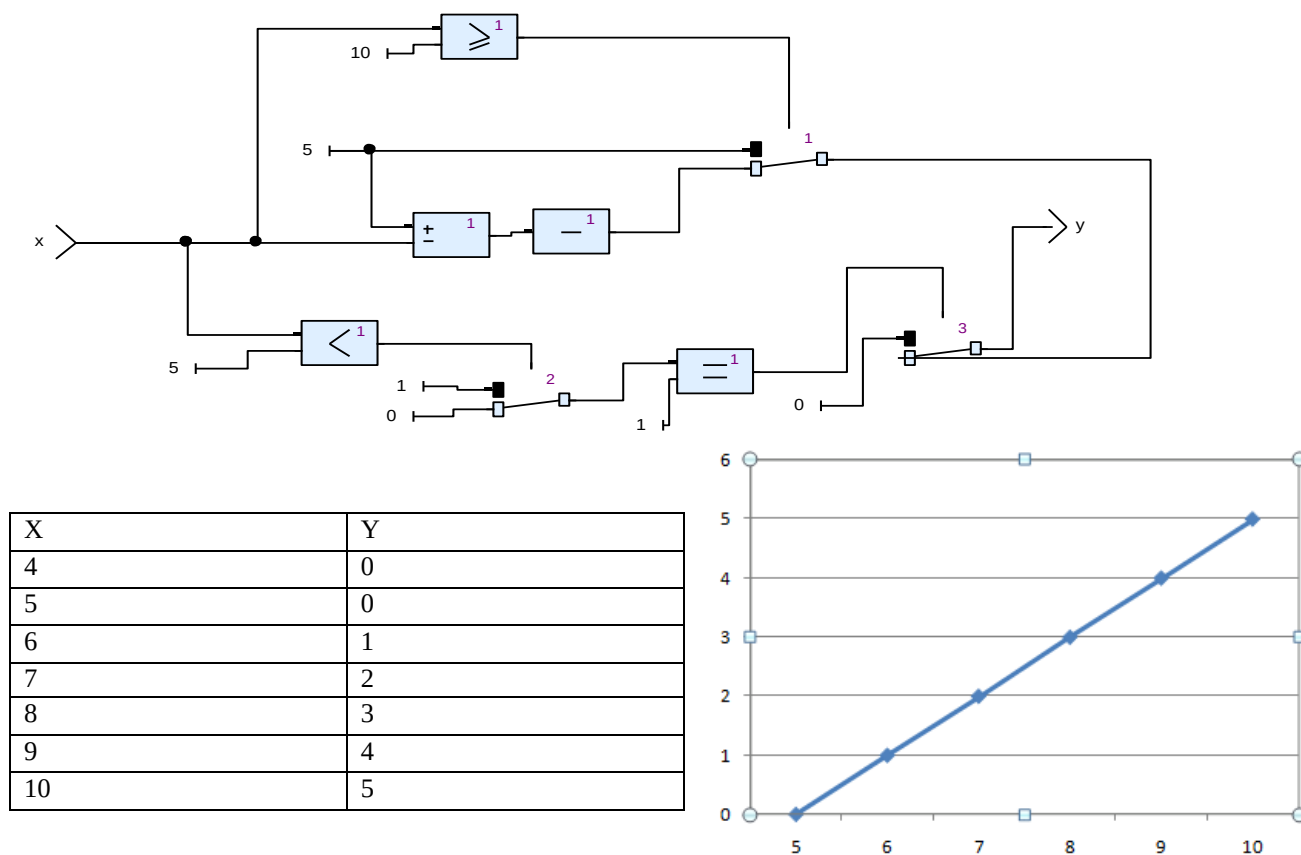


Рис. 56. Структурная схема, таблица истинности и графическое изображение термы *MPR*

Терм *TP* (положительное большое) (рис. 57)



Определение ветви функции принадлежности

Для определения участков кривых принадлежности в системе SCADE собран кодер, показанный на рис. 58. В зависимости от входной величины x определяется номер участка, в который она попадает.

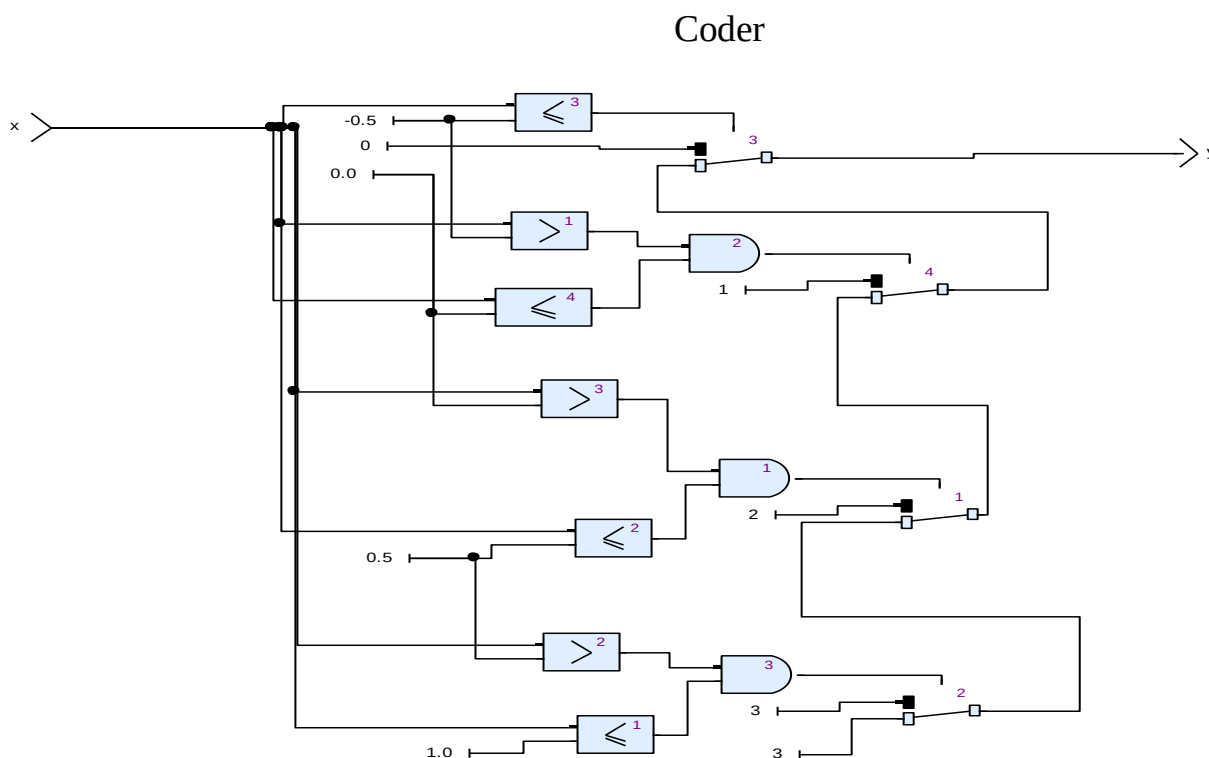


Рис. 58 Coder. Определение ветви функции принадлежности

Fuzzy

В блоке *Fuzzy*, показанном на рис. 59, собираются все участки функции принадлежности с помощью двух мультиплексоров, управляемых кодером. На двух выходах блока *Fuzzy* появляются, соответствующие двум термам фаззификатора.

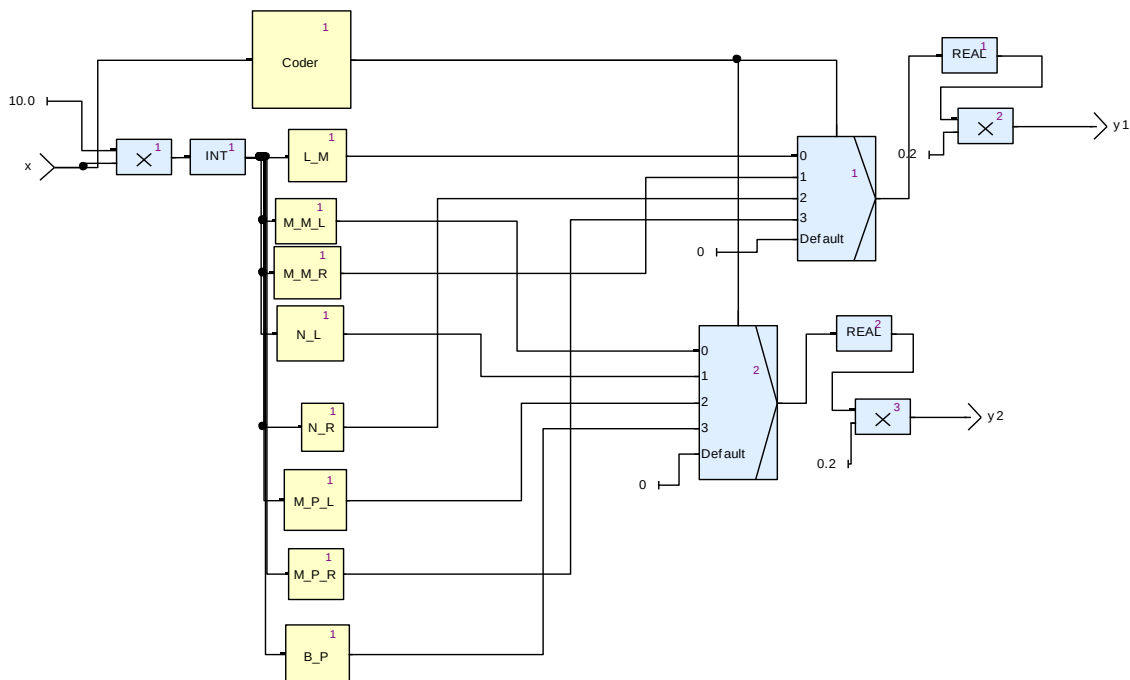


Рис. 59. Схема блока *Fuzzy*

Блок адаптации

Для осуществления алгоритма адаптации составлена схема *Learn* рис. 60. Был проведен анализ двух алгоритмов адаптации: первый (предлагается в литературе) алгоритм стохастической аппроксимации и второй – метод обучения. В соответствии с методом стохастической аппроксимации подборка коэффициентов проводится в соответствии с выражением

$$\phi_i(k+1) = \phi_i(k) + CE(k)y_i(k),$$

где $\phi_i(k)$ – коэффициент нейрона для i -го входа на k -ой итерации;

$E(k) = (\Delta U - \sum \phi_i y_i)$ – ошибка управления.

Как показали исследования, число итераций при стохастической аппроксимации достигает нескольких десятков и до сотни. А регулирование должно проходить в реальном времени, поэтому число итераций должно быть как можно меньше. Метод обучения уменьшил число итераций до 2–3. И далее используем именно этот метод. Метод обучения строится по рекуррентной формуле (10).

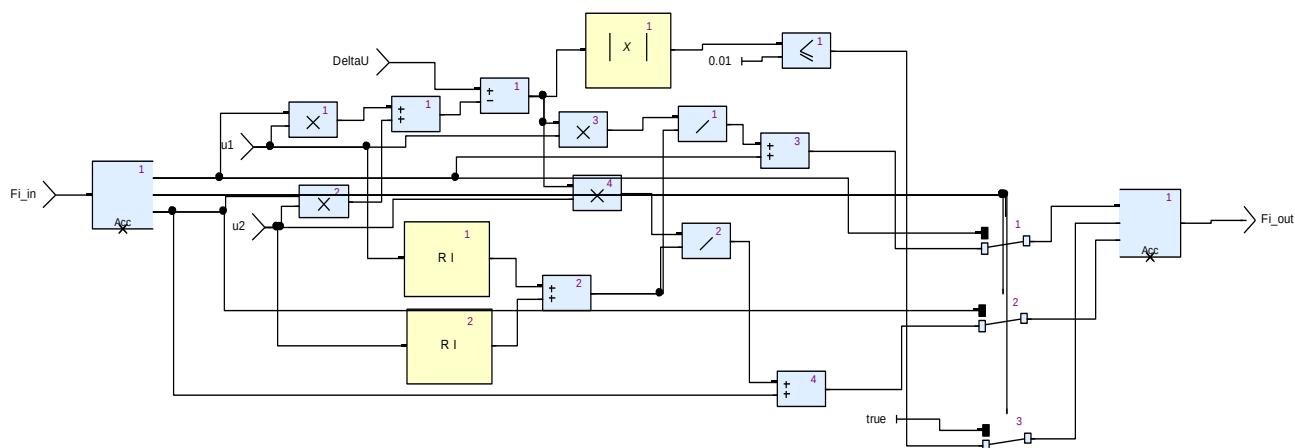


Рис. 60. Блок обучения *Learn*

Схема *Learn* является базовой для итерационной процедуры, и входит отдельным блоком в схему *Learn NN*, в которой происходит сравнение суммы сигналов $\varphi_1 y_1 + \varphi_2 y_2$ с сигналом ошибки ΔU . Точность сравнения для процесса адаптации задана, например, 0,01. Эту точность можно менять.

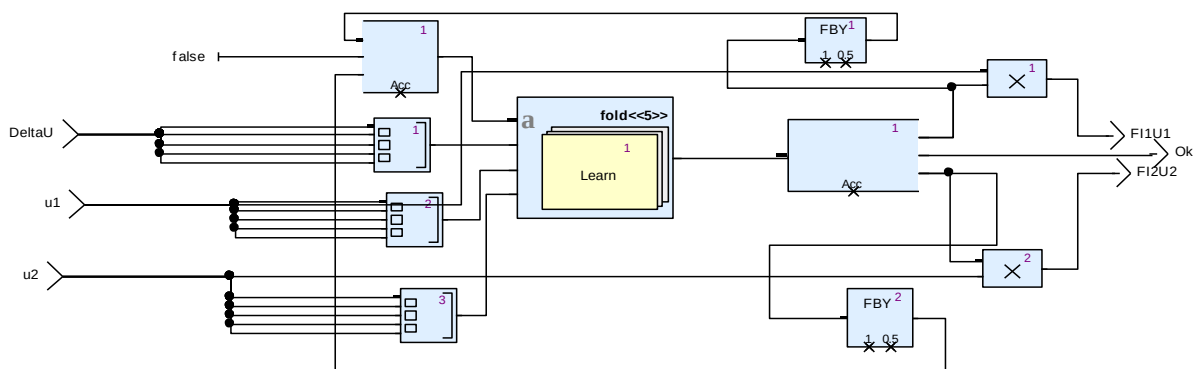


Рис. 61. Структурная схема итерационного блока.

Произведение ϕu_i подается на активационный блок. Сумма сигналов с активационных блоков представляет сигнал управления объектом.

7.4.2. Моделирование активационного блока

Для активационного блока предложены две структуры. В первой структуре вначале определяется максимальное по модулю произведение ϕu_i . И именно этот сигнал далее подается на усилитель. Эта структура заложена в схеме рис.66. Вторая структура отличается от первой тем, что каждое произведение ϕu_i усиливается своим усилителем и далее усиленные сигналы поступают на выходной сумматор. В усилителях использованы разные функции, в которых можно менять параметры с целью выбора наилучшего для обеспечения требуемых динамических характеристик.

Рассмотрены четыре вида активационных функций:

1. $f(x) = \frac{1}{1 + e^{-kx}}$ – смещенная сигмоидная функция;
2. $f(x) = \frac{1 - e^{-kx}}{1 + e^{-kx}}$ – симметричная сигмоидная функция;
3. $thkx = \frac{e^{kx} - e^{-kx}}{e^{kx} + e^{-kx}}$ – гиперболический тангенс;
4. $f(kx) = \frac{2}{\pi} \operatorname{arctg} kx$ – обратный гиперболический тангенс.

Сигмоидная функция обладает свойством усиливать слабые сигналы лучше чем сильные, и предотвращает насыщение от сильных сигналов, т.к. они соответствуют областям аргументов, где сигмоид имеет положительный наклон. Отличие гиперболического тангенса от смещенной сигмоидной функции в том, что он принимает значения разных знаков, что для ряда нейронных регуляторов является полезным, кроме того наклон функции гиперболического косинуса меньше, а значит коэффициент усиления также меньше.

ActivFunk1.

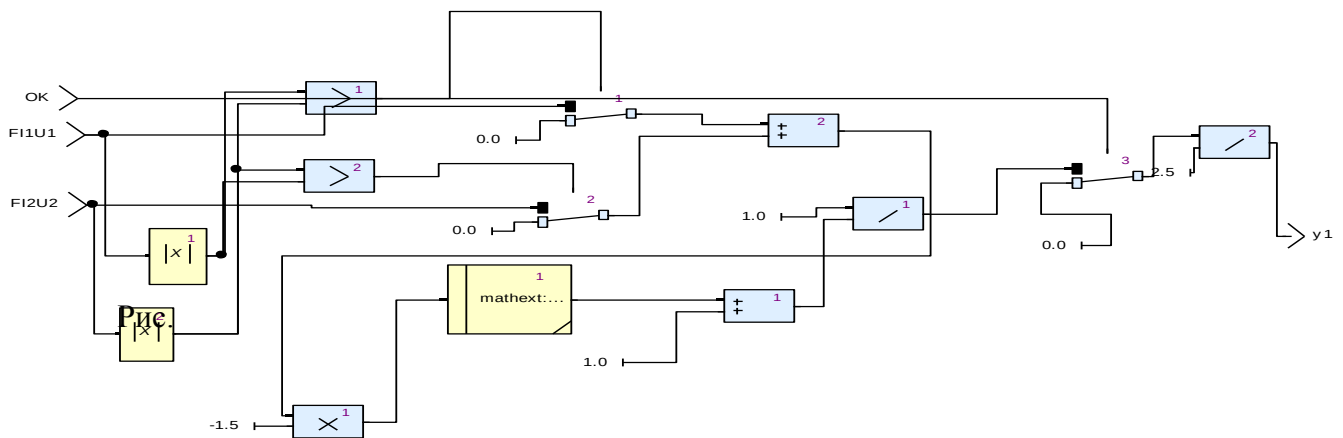


Рис. 62. Структурная схема смещенной сигмоидной функции

ActivFunk2 ($f(x) = \frac{2}{\pi} \operatorname{arctg} x$ гиперболический косинус), показанный на рис. 63.

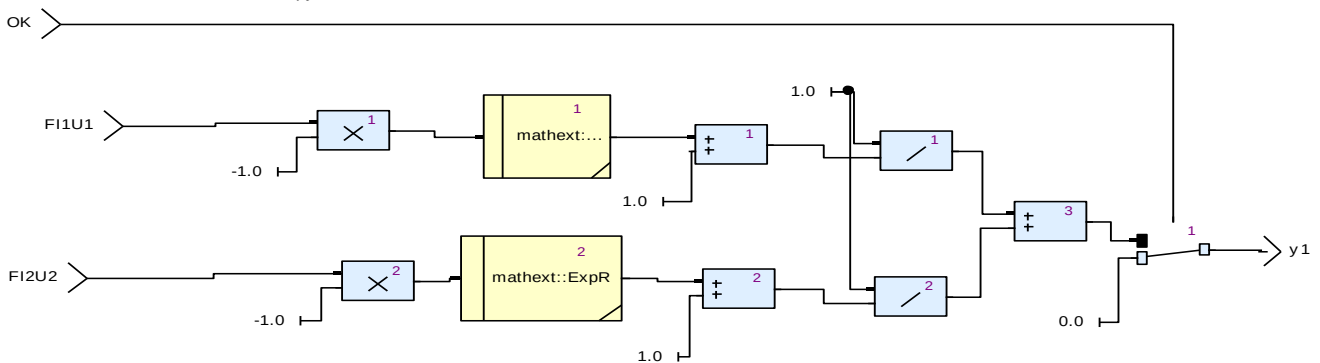


Рис. 63. Структурная схема ActivFunk2 функции гиперболический косинус

Структурная схема *ActivFunk3* симметричной сигмоидной функции показана на рис. 64

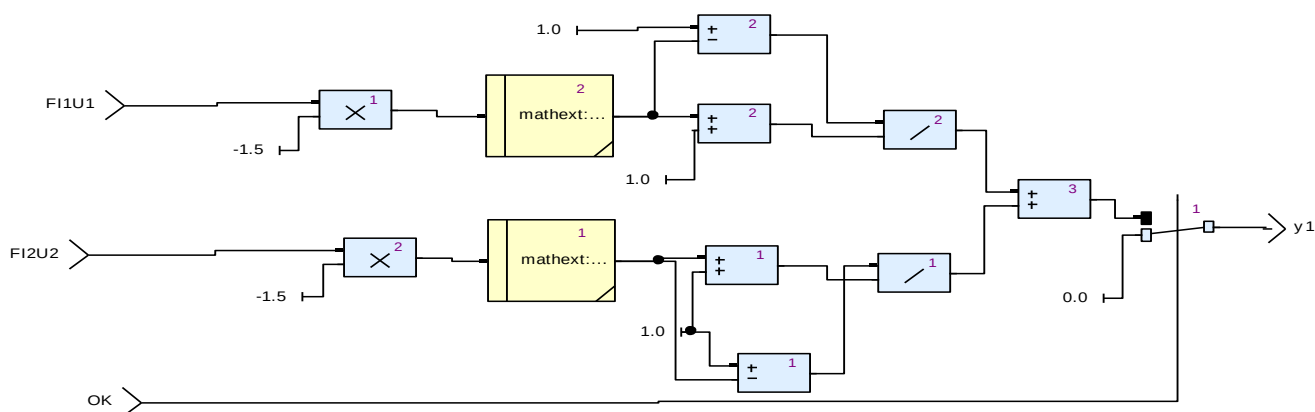


Рис. 64. Структурная схема *ActivFunk3* симметричной сигмоидной функции

ActivFunk4

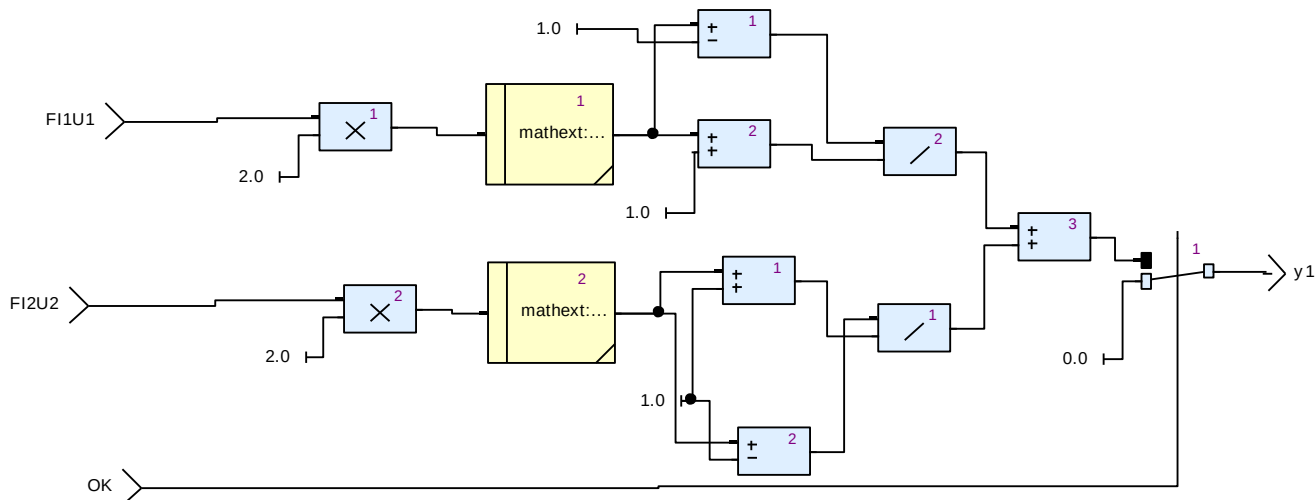


Рис. 65. Структура *ActivFunk 4* сигмоидной функции $f(x) = \frac{e^{2x} - 1}{e^{2x} + 1}$

Далее блоки *Learn NN* и *ActivFunk* объединены в общую структуру *LearnActiv*, показанную на рис 66. В этой структуре можно менять вид активационной функции.

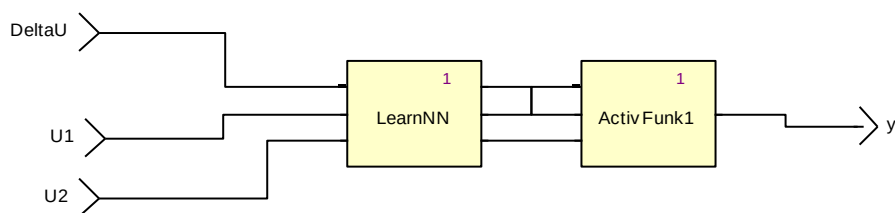


Рис. 66. Структура *LearnActiv*

7.3.3. Описание исследуемых объектов

Рассмотрим динамический объект второго порядка, описываемый дифференциальным уравнением с заданными коэффициентами. В зависимости от коэффициентов система может быть устойчивой и неустойчивой, а также с колебаниями и без колебаний.

Запишем дифференциальное уравнение с нулевыми начальными условиями

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + b_1 \frac{dy(t)}{dt} + b_0 y(t) = x(t)$$

Для данного дифференциального уравнения можно записать передаточную функцию:

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{1}{p^2 + b_1 p + b_0} \quad (38)$$

Для того чтобы воспользоваться системой *SCADE Suite* модель объекта должна быть преобразована в дискретный вид. Переведём передаточную функцию, заданную в непрерывном виде в дискретный вид, используя z-преобразование (замену оператора p на z):

$$p = 2f_D \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}, \quad (39)$$

где f_D - частота дискретизации.

Подставив (39) в полином знаменателя (38), получим

$$4f_D^2 \left(\frac{(1 - z^{-1})^2}{(1 + z^{-1})^2} \right) + b_1 2f_D \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} + b_0 = \frac{[4f_D^2(1 - z^{-1})^2 + b_1 2f_D(1 - z^{-1}) + b_0(1 + z^{-1})^2]}{(1 + z^{-1})^2} = \frac{X(z)}{Y(z)}. \quad (40)$$

Решая пропорцию в выражении (40), получим (41)

$$X(z) + 2X(z)z^{-1} + X(z)z^{-2} = [(4f_D^2 + b_1 2f_D + b_0) + z^{-1}(-8f_D^2 + 2b_0) + z^{-2}(4f_D^2 - b_1 2f_D + b_0)]Y(z) \quad (41)$$

Преобразуя (41), получим

$$(4f_D^2 + b_1 2f_D + b_0)Y(z) = X(z) + 2X(z)z^{-1} + X(z)z^{-2} - z^{-1}(-8f_D^2 + 2b_0)Y(z) - z^{-2}(4f_D^2 - b_1 2f_D + b_0)Y(z) \quad (42)$$

В соответствии с выражением (42) составлена структура в системе *SCADE Suite* (рис. 67).

идентификация необходимо проверить адекватность модели объекта по критерию близости выходов модели объекта и реального объекта. Применение различных методов оценки правильности измерений параметров затруднено тем, что при значительном времени наработки, например, авиационного двигателя (АвД), вследствие эксплуатационного износа, происходит изменение статических и динамических характеристик АвД. Поэтому соответствующие нормальному износу изменения параметров могут маскировать изменения параметров, обусловленные развитием неисправностей датчиков. Практическим решением этой проблемы является, например, корректировка встроенной модели, что позволит исключить резкое (за несколько полетов) развитие неисправности датчиков от постепенного эксплуатационного износа. Периодичность корректировки модели необходимо определять с учетом интенсивности естественного износа и вероятностью появления отказа датчиков. Иногда требуется постоянная непрерывная корректировка встроенной модели. Встроенная модель может быть построена по методу аппроксимации с использованием нечетких моделей.

Возможность использования нечетких моделей для задач аппроксимации базируются на следующих результатах [13]:

В 1992 г. Коско доказал теорему, согласно которой любая функциональная зависимость, заданная в компактном множестве, может быть аппроксимирована аддитивной нечеткой моделью (*additive fuzzy system/model*). Для достижения заданной точности аппроксимации необходимо определить число правил модели. Точность определяется с помощью минимального расстояния между центроидами двух смежных нечетких множеств, представляющих консеквенты правил, обозначаемых как y_j и y_{i+1} :

$$|y_i - y_{i+1}| \leq \frac{\varepsilon}{2\beta - 1},$$

где ε – точность аппроксимации;

β – максимальное число перекрытий (антенцедентов по X).

В 1992 г. Ванг показал, что нечеткая продукционная модель является универсальным аппроксиматором, если используют набор правил «И» ($n \rightarrow \infty$) типа:

P_i : ЕСЛИ x_1 есть A_{i1} И ... И x_j есть A_{ij} И ... И x_m есть A_{im} , ТО y есть B_i ; $i = 1, \dots, n$; при выполнении следующих условий:

– применение гауссовских функций принадлежности:

$$\mu_{A_{ij}}(x_j) = \exp\left[-\frac{1}{2b_{ij}^2}(x_j - a_{ij})^2\right]; \quad \mu_{A_{im}}(x_m) = \exp\left[-\frac{1}{2d_i^2}(y - c_i)^2\right],$$

где a_{ij}, b_{ij}, c_i, d_i -параметры функций принадлежности;

– агрегировании степени истинности предпосылок правил в виде произведения:

$$\alpha = \mu_{A_{i1}}(x_1) \cdot \dots \cdot \mu_{A_{ij}}(x_j) \cdot \dots \cdot \mu_{A_{im}}(x_m);$$

– активизация заключения правил в виде произведения:

$$\mu_{B_i}(y) = \alpha \mu_{B_i}(y);$$

– методе «центра тяжести» при приведении к четкости:

$$y_c = \frac{\sum_1^R y_r \cdot \mu_{Bi}(y_r)}{\sum_1^R \mu_{Bi}(y_r)};$$

где R – число элементов y_r в дискретизированной для вычисления «центра тяжести» области Y .

В дальнейшем исследования показали, что свойство универсальной аппроксимации сохранится для различных типов функций принадлежности. Можно отметить, что в нечетких продукционных моделях имеет место экспоненциальное возрастание числа нечетких правил при стремлении к нулю ошибки аппроксимации для заданной функции.

Сравним эффективность использования различных типов восстановления функций, базирующихся на нечетких продукционных моделях Сугено-Такаги [7], и определим точность аппроксимации для конкретной функции:

$$y = \ln(1,5 + 0,5x), \quad x \in [-1,1].$$

В соответствии с данной функцией можно рассчитать значения $y = f(x)$ для заданного диапазона x .

Алгоритм аппроксимации Сугенр-Такаги следующий:

- для Гауссовской функции принадлежности зададимся дисперсией b_{ij} ; $x_j \in [-1,1]$, $j = 1, \dots, n$ (участок аппроксимации разбит на n частей). Дисперсию можно брать равной либо половине интервала между соседними (реперными) точками, либо целому интервалу.
- определим приближенное значение y_i

$$y_i = \frac{\mu_{A11}y_1 + \mu_{A12}y_2 + \dots + \mu_{A1n}y_n}{\mu_{A11} + \mu_{A12} + \dots + \mu_{A1n}}.$$

В соответствии с приведенным алгоритмом были восстановлены результаты аппроксимации в заданном диапазоне изменения входной переменной, определены абсолютная и относительная погрешности аппроксимации для $n = 5$ и $n = 6$. Проведено исследование влияния величины дисперсии (b_{ij}) на точность аппроксимации.

Все результаты по аппроксимационным моделям, построенным для разного количества продукционных правил, а также абсолютные и относительные погрешности аппроксимации сведены в табл. 6.

Таблица 6 Результаты эксперимента

x	y (точное)	мо- дель $n = 6$ $b_{ij} = 0.2$	мо- дель $n = 6$ $b_{ij} = 0.4$	модель $n = 5$ $b_{ij} = 0.25$	Δy $N = 6$	Δy $n = 5$	δ $n = 6$	δ $n = 5$
-1	0	0.0218	0.092	0.0267	0.022	0.027		
-0.9	0.0488	0.0495	0.113	0.052	0.0007	0.004	0.14	0.08
-0.8	0.0953	0.093	0.1365	0.091	0.0002	0.004	0.02	0.04
-0.7	0.01397	0.14	0.1635	0.138	0.0003	0.0003	0.002	0.002

-0.6	0.182	0.179	0.1933	0.1818	0.0003	0	0.016	0
-0.5	0.223	0.216	0.225	0.2187	0.007	0.004	0.031	0.018
-0.4	0.262	0.259	0.259	0.2537	0.003	0.008	0.011	0.03
-0.3	0.3	0.3	0.293	0.2926	0	0.003	0	0.01
-0.2	0.336	0.334	0.328	0.334	0.002	0.002	0.006	0.006
-0.1	0.371	0.366	0.362	0.371	0.005	0	0.013	0
0	0.405	0.403	0.396	0.402	0.002	0.003	0.005	0.007
0.1	0.438	0.439	0.429	0.431	0.001	0.007	0.002	0.015
0.2	0.47	0.468	0.46	0.464	0.002	0.006	0.004	0.013
0.3	0.5	0.496	0.49	0.499	0.004	0.001	0.008	0.002
0.4	0.53	0.529	0.518	0.53	0.001	0	0.002	0
0.5	0.559	0.56	0.544	0.557	0.001	0.002	0.0017	0.0034
0.6	0.588	0.5865	0.565	0.582	0.001	0.006	0.0017	0.01
0.7	0.615	0.611	0.589	0.609	0.004	0.006	0.006	0.009
0.8	0.642	0.639	0.607	0.638	0.003	0.004	0.0047	0.006
1	0.693	0.68	0.637	0.677	0.013	0.016	0.018	0.023

Таким образом, если сравнить результаты аппроксимации с точными значениями, можно сделать следующие выводы. Модель, построенная по 6 продукционным правилам точнее чем модель построенная по 5 правилам. Самая высокая погрешность получилась в начальной и в последней точках ($x = -1$, $x = 1$). Чтобы снизить погрешность, нужно увеличить число продукционных правил на интервалах вначале $[-1; -0,9]$ и в конце $[0,8; 1]$. Соответственно, следует изменить и дисперсию для расчета на данных интервалах.

Было проведено исследование влияния помехи. В выходной сигнал была замешана помеха $\xi = 10\%$. В табл. 7 во втором столбце представлено расчетное значение выходной величины, при условии, что в продукционных правилах в выходной сигнал была замешана помеха.

Таблица 7 Результаты эксперимента

Точки аппроксимации	Экспериментальное значение	Исходное значение
$x = -1.000$	$v(\text{с помехой}) = 0.00507$	$y = 0.000$
$x = -0.750$	$v(\text{с помехой}) = 0.12007$	$y = 0.118$
$x = -0.500$	$v(\text{с помехой}) = 0.22996$	$y = 0.223$
$x = -0.250$	$v(\text{с помехой}) = 0.28997$	$y = 0.318$
$x = 0.000$	$v(\text{с помехой}) = 0.39439$	$y = 0.405$
$x = 0.250$	$v(\text{с помехой}) = 0.44637$	$y = 0.486$
$x = 0.500$	$v(\text{с помехой}) = 0.51637$	$y = 0.560$
$x = 0.750$	$v(\text{с помехой}) = 0.66770$	$y = 0.629$
$x = 1.000$	$v(\text{с помехой}) = 0.75612$	$y = 0.693$

Как видно, метод аппроксимации с использованием продукционных моделей обладает хорошей помехозащищенностью. Исследуемый метод аппроксимации легко распространяется и на более сложные модели.

Рассмотренный метод с использованием нечетких продукционных моделей может быть использован для создания встроенной модели.

На рис.68 приведена структурная схема управления недетерминированного объекта со встроенной моделью. Реальный турбовинтовой двигатель (ТВД) имеет неполное математическое описание с переменными коэффициентами и относится к классу недетерминированных объектов. Учитывая это, управление расходом топлива Q выполняется адаптивным нечетким регулятором АНР. АНР состоит из адаптивного фаззификатора и блока активационных функций. В целом АНР является статическим регулятором, допускающим ошибку в статике, которая устраняется интегралом в блоке управления дозатора (БУД). Таким образом, контур управления ТВД является астатическим при любых изменениях параметров в ТВД. Встроенная модель ТВД включает два блока: адаптивный фаззификатор (АФ) [8] и адаптивный дефаззификатор. Адаптация в том и другом блоке выполнена с помощью адаптивного нейрона с последовательным обучением [12]. Алгоритм адаптации блоков идентичный. Встроенная модель обучается учителем, которым является выход датчика выходного параметра системы σ . Адекватность встроенной модели определяется минимальным значением $\Delta\sigma_{\text{мод}} = (\sigma_{\text{мод}} - \sigma) \leq \varepsilon$.

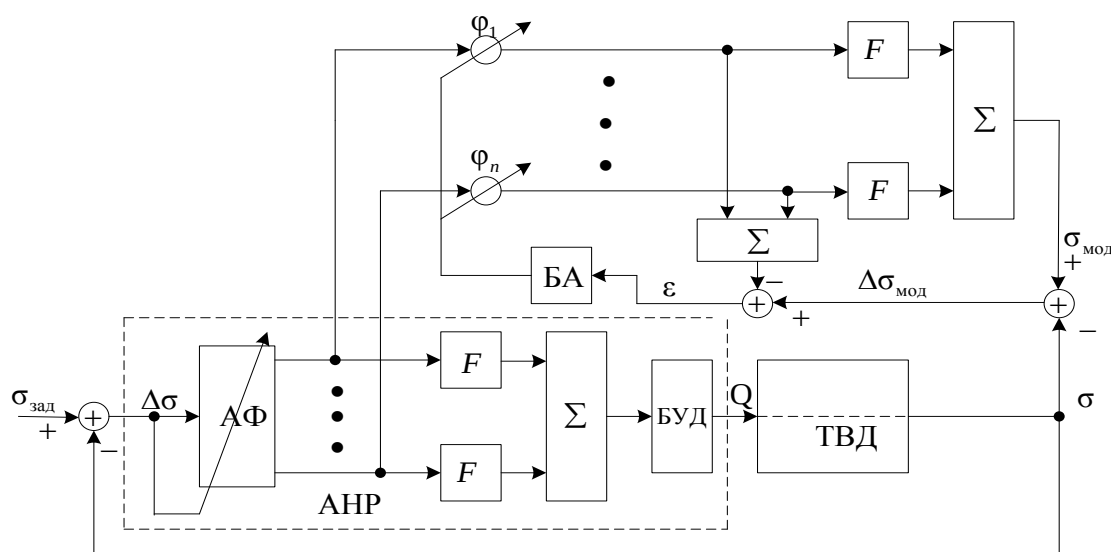


Рис. 68. Структурная схема управления недетерминированного объекта со встроенной моделью: АФ – адаптивный фаззификатор; F – активационная функция; БУД – блок управления дозатора; ТВД – турбовинтовой двигатель; БА – блок алгоритма; АНР – адаптивный нечеткий регулятор; Q – расход топлива

Для приведенной структурной схемы со встроенной моделью была составлена схема в пакете *SCADE Suite*, показанная на рис.69.

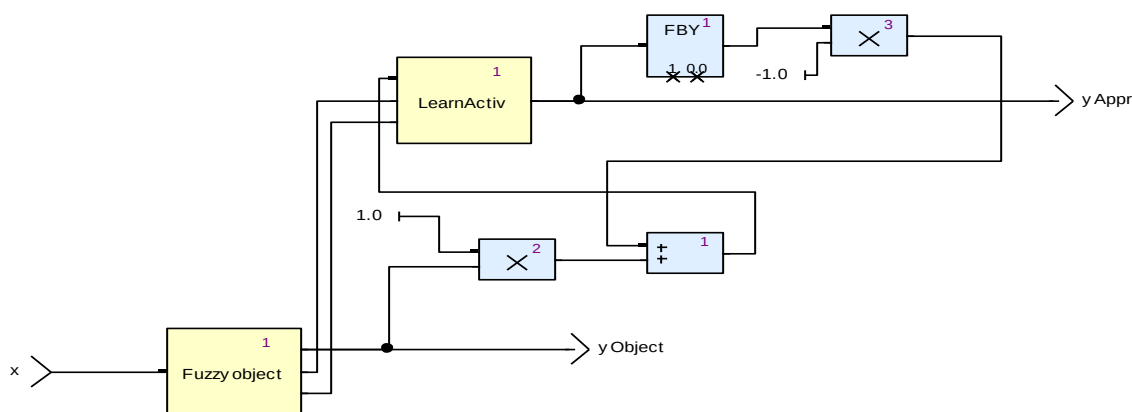


Рис.69. Структурная схема объекта со встроенной моделью в системе *SCADE Suite*: *Fuzzyobject* – модель объекта с нечетким управлением; *LearnActiv* – встроенная адаптивная аппроксимационная модель; сумматор; умножители; *FBY*– устройство сдвига.

В блоке *Fuzzyobject* запрограммирована система, включающая объект с адаптивным нечетким управлением. Сигналы с фаззификатора поступают на встроенную адаптивную модель *LearnActiv*. Выходные сигналы с объекта и со встроенной модели поступают на сумматор (с определенными знаками) и сигнал ошибки с сумматора поступает на вход адаптации модели *LearnActiv*.

Результаты моделирования проведены на рис.70.

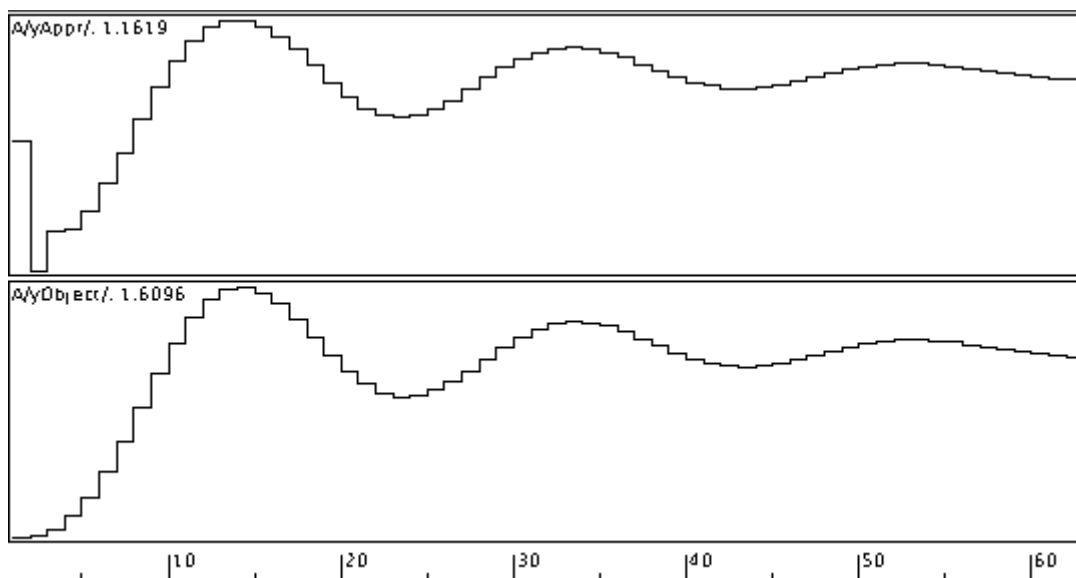


Рис.70. Осциллограммы выходных сигналов со встроенной модели (верхний график) и с выхода управляемого объекта (нижний график).

Как видно (см. рис.70) сигналы с объекта и с модели идут синхронно. Выходной сигнал со встроенной модели повторяет выход объекта, что свидетельствует о качестве аппроксимации.

Контрольные вопросы

1. Лингвистическая переменная. Способ задания. Примеры.
2. Классификация функций принадлежности. Примеры.
3. Основные операции нечеткой логики.
4. Фаззификация на синглетонной базе
5. Система нечеткого вывода по Мамдани.

8. Нейронное управление

8.1. Основы теории нейронного управления

В настоящее время вычислительные возможности компьютера существенно превосходят возможности человека, что иллюстрирует табл. 8. Компьютер производит вычисления в миллионы раз быстрее человека. Но при этом остаются задачи, которые решают крайне медленно и неэффективно, либо не могут решать вовсе. К таким задачам относятся: распознавание образов, классификация, прогнозирование и многие другие. Причиной этого является то, что все современные ЭВМ, так или иначе, основываются на архитектуре машины фон Неймана, в то время как человеческий мозг, способный эффективно решать указанные задачи, устроен совершенно иначе.

Способность человеческого мозга эффективно решать указанные задачи подтолкнула ученых к созданию искусственных нейронных сетей и нейрокомпьютеров. Нейронные сети – это одно из направлений исследований в области искусственного интеллекта, в основе которого лежат попытки создания искусственных интеллектуальных устройств, способных воспроизвести нервную систему человека.

Нейронные сети пытаются повторить структуру головного мозга и вместе с этим унаследовали некоторые его особенности:

- Способность к обобщению;
- Интуиция;
- Живучесть.

Таблица 8 Сравнение ЭВМ с человеческим мозгом

Параметр	Машина фон Неймана	Человеческий мозг
Процессор	Сложный	Простой
	Высокоскоростной	Низкоскоростной
	Один или несколько	Большое количество
Память	Отделена от процессора	Интегрирована в процессор
	Локализованная	Распределенная
	Адресация не по содержанию	Адресация по содержанию
Вычисления	Централизованные	Распределенные
	Последовательные	Параллельные

	По хранимым программам	По самообучающимся программам
Надежность	Высокая уязвимость	Живучесть
Среда функционирования	Строго определенная	Плохо определенная
	Строго ограниченная	Без ограничений

Биологический нейрон

Головной мозг высших позвоночных организмов состоит из ряда структур: коры больших полушарий, базальных ганглиев, таламуса, мозжечка, ствола мозга. Эти структуры соединены между собой нервными волокнами (проводящие пути). Мозг состоит из белого и серого вещества: белое – это тела нейронов, а серое – соединяющие их нервные волокна.

Каждый нейрон состоит из одного аксона, тела и нескольких дендритов, в зависимости, от числа которых нервные клетки делятся: униполярные, биполярные, мультиполярные. Нейрон получает информацию через свои дендриты, а передает ее дальше через аксон, разветвляющийся в конце на тысячи синапсов – нервных нитей, соединяющих нейроны между собой (рис. 71). Простейший нейрон может иметь до 10 000 дендритов, принимающих сигналы от других клеток. В человеческом мозге содержится примерно 10^{11} нейронов. Каждый нейрон связан с 10^3 - 10^4 другими нейронами. Таким образом, биологическая нейронная сеть, составляющая мозг человека, содержит 10^{14} - 10^{15} взаимосвязей. Каждый нейрон может существовать в двух состояниях – возбужденном и невозбужденном. В возбужденное состояние нейрон переходит под воздействием электрических сигналов, поступающих к нему от других нейронов, когда эти воздействия становятся достаточно большими. В возбужденном состоянии нейрон сам посылает электрический сигнал другим соединенным с ним нейронам.

Нейроны взаимодействуют между собой посредством коротких серий импульсов продолжительностью несколько микросекунд. Если учесть, что скорость выполнения операции нейронами составляет единицы микросекунд, то вся операция распознавания требует около 100 последовательных нейронных операций. Это значит, что при распознавании образов человеческий мозг запускает параллельные программы, каждая из которых имеет не более ста шагов. Сделанный вывод известен под названием «правило ста шагов».

Известно, что общее число нейронов в течение жизни человека практически не изменяется, т.е. мозг ребенка и мозг взрослого человека содержит приблизительно одинаковое число нейронов. Примерно одинаковое число нейронов содержит мозг ученого, политического деятеля и спортсмена. Отличие состоит в силе синоптических связей, т.е. в величине электрических проводимостей нервных волокон, соединяющих нейроны.

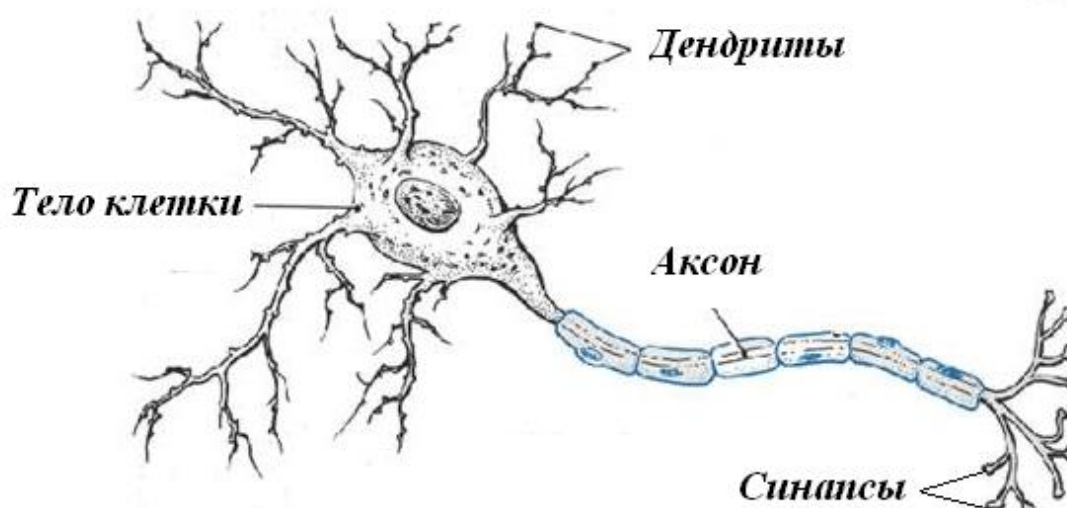


Рис. 71. Нейрон человеческого мозга

На этом основании была сделана гипотеза о том, что все наши мысли, эмоции, знания, вся информация, хранящаяся в человеческом мозге, закодирована в виде сил синоптических связей. Процесс же обучения человека, продолжающийся всю его жизнь, состоит в непрерывной корректировке содержимого этой матрицы.

Математический нейрон

Математическая модель искусственного нейрона была предложена У. МакКаллоком и У. Питтсом вместе с моделью сети, состоящей из этих нейронов. Авторы показали, что сеть на таких элементах может выполнять числовые и логические операции [50]. Практически сеть была реализована Фрэнком Розенблаттом [51] в 1958 году как компьютерная программа, а впоследствии как электронное устройство — персептрон. Первоначально нейрон мог оперировать только с сигналами логического нуля и логической единицы, поскольку был построен на основе биологического прототипа, который может пребывать только в двух состояниях — возбужденном или невозбужденном. Развитие нейронных сетей показало, что для расширения области их применения необходимо, чтобы нейрон мог работать не только с бинарными, но и с непрерывными (аналоговыми) сигналами. Такое обобщение модели нейрона было сделано Уидроу и Хоффом [13], которые предложили в качестве функции срабатывания нейрона использовать логистическую кривую. На данный момент введено множество моделей, различающихся вычислительной сложностью и сходством с реальным нейроном. Рассмотрим искусственный нейрон подробнее, его общий вид приведен на рис. 72.

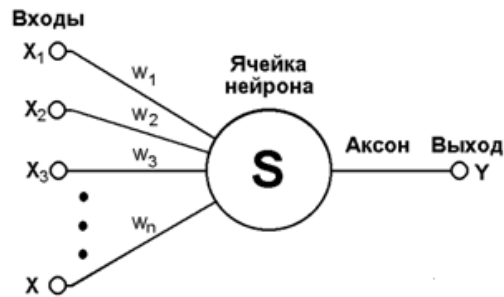


Рис. 72. Искусственный нейрон

Во-первых, основу каждой нейронной сети составляют относительно простые, в большинстве случаев – однотипные, элементы (ячейки), имитирующие работу нейронов мозга. Каждый нейрон характеризуется своим текущим состоянием по аналогии с нервными клетками головного мозга, которые могут быть возбуждены или заторможены. Он обладает группой синапсов – однонаправленных входных связей, соединенных с выходами других нейронов, а также имеет аксон – выходную связь данного нейрона, с которой сигнал (возбуждения или торможения) поступает на синапсы следующих нейронов. Каждый синапс характеризуется величиной синаптической связи или ее весом, который по физическому смыслу эквивалентен электрической проводимости.

Текущее состояние нейрона определяется, как взвешенная сумма его входов:

$$S = \sum_{i=1}^n w_i * x_i$$

Выход нейрона есть функция его состояния:

$$y = f(s)$$

Нелинейная функция f называется активационной и может иметь различный вид. Она ограничивает амплитуду выходного сигнала. Обычно нормализованный диапазон амплитуд выхода нейрона лежит в интервале $[0, 1]$ или $[-1, 1]$.

Типы активационных функций

В современных нейросетях и нейропакетах наиболее часто применяются активационные функции, изображенные на рис. 73. Пороговые активационные функции были использованы в работах У. Мак-Каллока и У. Питтса. Сигмоидные активационные функции являются наиболее используемыми при создании нейросетей в настоящее время. Их главным преимуществом по сравнению с пороговыми устройствами является непрерывная дифференцируемость. Это свойство активационной функции позволяет значительно расширить круг решаемых задач нейросетей. В последнее время получают распространение нейронные сети с активационными функциями в форме функции Гаусса [51].

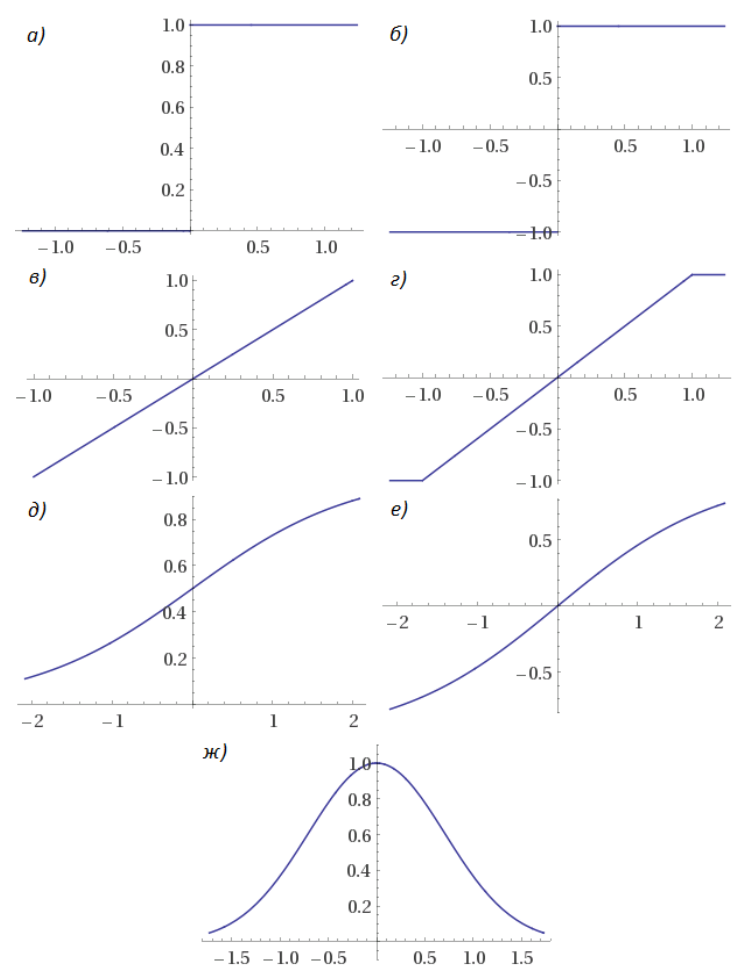


Рис.73, а-б: пороговые функции в-г) линейные функции д-е) сигмоидные функции ж) радиально-базисная функция

Адаптивный нейрон и нечеткие нейронные сети

Современные автоматические системы управления сталкиваются с новыми задачами и часть из них уже невозможно решить традиционными способами. Для решения таких задач требуются автоматические системы управления с более универсальными свойствами. В таких случаях на помощь приходят системы, основанные на нечеткой логике и искусственных нейронных сетях [51]. Системы, основанные на нечеткой логике или нейронных сетях, не лишены недостатков, но совместное использование этих двух технологий позволяет исключить минимизировать или даже исключить существующие недостатки и проектировать системы с элементами нового типа – адаптивными нечеткими регуляторами.

Нечеткое регулирование с применением нейронной технологии повышает быстродействие, точность и качество регулирования. Позволяет работать с контурами, которыми раньше можно было управлять только вручную, в которых возможно лишь нелинейное регулирование. В основе адаптивного нечеткого регулятора лежат адаптивные нейроны и сети основанные на них.

Адаптивный нейрон

Общий вид адаптивного нейрона представлен на рис.74.

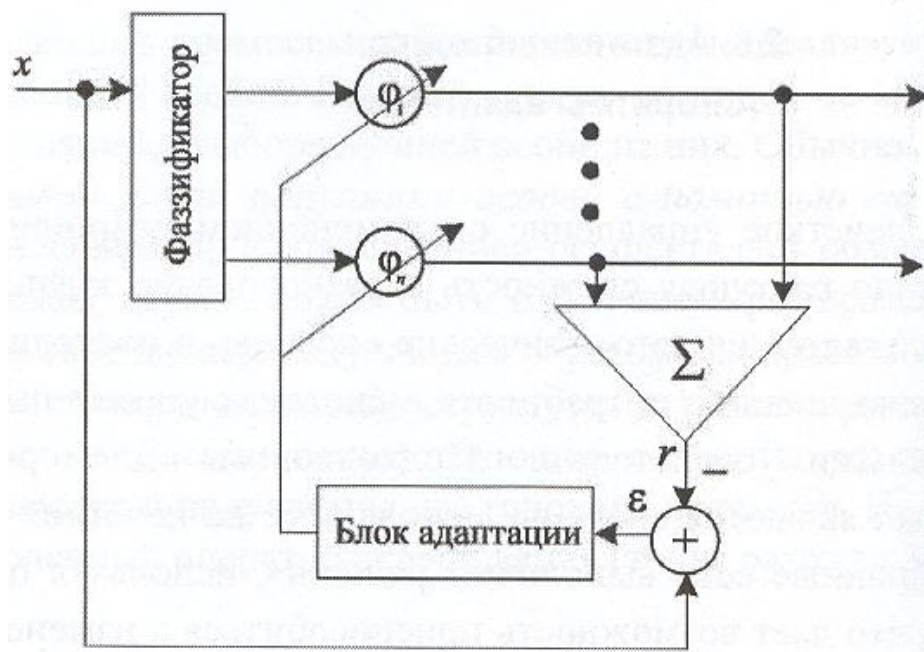


Рис. 74. Адаптивный нейрон

Основными особенностями данного нейрона являются возможность работы с нечеткими переменными, а также наличие механизма адаптации. Возможность работы с нечеткими переменными достигается при помощи использования фаззификатора, а адаптивность при помощи специального блока адаптации.

Суть адаптации нейрона заключается в следующем. На базе адаптивного нейрона создана следящая система, заданием которой является случайная величина.

на. Задача следящей системы, меняя коэффициента нейрона, отрабатывать отклонения между выходом сумматора соответствующего нейрона и заданием его следящей системы. Алгоритм адаптации подстраивает коэффициенты входной матрицы так, чтобы свести к нулю ошибку (разница между фактическим выходным значением и желаемым). Это организуется сведением к минимуму квадрата ошибки. Воздействие адаптивного нейрона через активационную функцию парирует текущее отклонение от заданного значения с учетом инерционности системы. В процессе адаптации происходит коррекция синапсов адаптивного нейрона до тех пор, пока желаемый сигнал не станет равным нулю. Это значит, что нейрон, исключая ошибку в статике, полностью адаптировался.

В качестве алгоритма адаптации могут выступать градиентные алгоритмы:

- Итерационный алгоритм адаптации Уидроу-Хоффа с переменным шагом;
- Модифицированный метод наименьших квадратов;
- Метод последовательного обучения и другие.

8.2. Нечеткая нейронная продукционная сеть *ANFIS*

Для построения адаптивных систем управления возможно применение отдельного типа нечетких нейронных продукционных сетей типа *ANFIS*, обучающихся на основе градиентных алгоритмов.

ANFIS есть пятислойная искусственная нейронная сеть прямого распространения сигнала.

Каждый слой в данной сети имеет собственную функцию:

- Первый слой – термы входных переменных;
- Второй слой – посылки нечетких правил (импликация);
- Третий слой – нормализация степеней выполнения правил;
- Четвертый слой – заключение правил;
- Пятый слой – агрегирование результата, полученного по различным правилам.

Входы сети в отдельный слой не выделяются.

Нечеткая нейронная продукционная сеть *ANFIS* предназначена для реализации нечеткого регулятора с последующим обучением, чтобы придать свойства адаптации нечеткому нейронному регулятору [23, 26]. При этом возможны модификации сети *ANFIS* в зависимости от применения алгоритмов нечеткого вывода: Сугено-Такаги, Сугено-Такаги-Канга (*TSK*) и Ванга-Менделя.

Нечеткая нейронная продукционная сеть *ANFIS* с применением алгоритма

Сугено-Такаги

В качестве примера можно рассмотреть *ANFIS*-сеть с применением алгоритма Сугено-Такаги. Общий вид такой сети представлен на рис. 75.

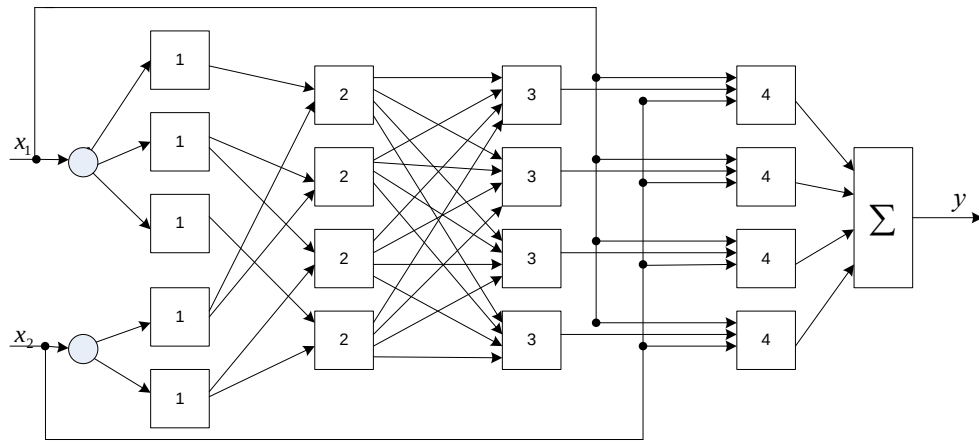


Рис. 75. Нечеткая нейронная сеть ANFIS с применением алгоритма Сугено-Такаги

В модели вывода Сугено-Такаги используется набор правил:

$$R_i: \text{если } x_1 \text{ это } A_{i1}, \dots \text{ и } x_n \text{ это } A_{in}, \text{ то } y = f(X),$$

где $X = (x_1, \dots, x_n)$, $f(X)$ – некоторая нечеткая функция, например полином первого порядка.

Слой 1.

Каждый узел первого слоя представляет собой один терм с колоколообразной функцией принадлежности:

$$\mu_{A_{ij}}(x_j) = \exp\left(-0.5 * \left(\frac{x_j - a_{ij}}{b_{ij}}\right)^2\right),$$

где x_j – входы сети; a_{ij} , b_{ij} – настраиваемые параметры функции принадлежности. Входы сети соединены только со своими термами. Количество узлов первого слоя равно сумме мощностей терм-множеств входных переменных, где операция фаззификации выполнена на синглетонной базе.

Слой 2.

Каждый узел этого слоя соответствует одному нечеткому правилу. Узел второго слоя соединен с теми узлами первого слоя, которые формируют посылки соответствующего правила. Следовательно, каждый узел второго слоя может принимать от 1 до n сигналов. Выходом узла является степень выполнения правила, которая рассчитывается как произведение входных сигналов (по Ларсену). Обозначим выходы узлов этого слоя τ_r , $r = 1, \dots, m$, где m – количество нечетких правил.

Слой 3.

Количество узлов третьего слоя равно m . Каждый узел этого слоя рассчитывает относительную степень выполнения нечеткого правила (нормализация) по формуле:

$$\tau_r^* = \frac{\tau_r}{\sum_{j=1}^m \tau_j}$$

Слой 4.

Количество узлов слоя также равно m . Каждый узел соединен с одним из узлов третьего слоя, а также со всеми входами сети. Узел четвертого слоя рассчитывает вклад одного нечеткого правила в выход сети по формуле

$$y_r = \tau_r^*(b_{0,r} + b_{1,r}x_1 + \dots + b_{n,r}x_n)$$

Слой 5.

Единственный узел этого слоя суммирует вклады всех правил.

$$y = \sum_{j=1}^m y_j$$

Настройка *ANFIS*-сети с двумя входными лингвистическими переменными x_1 , x_2 и четырьмя нечеткими правилами выполняется комбинацией градиентного спуска в виде алгоритмов ОРО (обратное распространение ошибки) и МНК (метод наименьших квадратов).

Алгоритм ОРО настраивает параметры предпосылок, т.е. функций принадлежности фаззификатора. МНК оценивает коэффициенты заключения правил, так как они линейно связаны с выходом сети. Каждая итерация процедуры настройки выполняется в два этапа.

На первом этапе на входы подается обучающая выборка и по невязке между желаемым и действительным поведением сети МНК находятся оптимальные параметры узлов четвертого слоя. На втором этапе остаточная невязка передается с выхода сети на входы и методом ОРО модифицируются параметры узлов первого слоя. При этом найденные на предыдущем этапе коэффициенты заключения правил не изменяются. Итерационная процедура настройки продолжается, пока невязка превышает заранее установленное значение.

8.2.1. Модифицированная нечеткая нейронная сеть *ANFIS*

Сеть *ANFIS* и ее разновидности обладают одним существенным недостатком с точки зрения ее использования в системах реального времени – длительное время настройки. Настройка сети осуществляется градиентными итерационными алгоритмами (ОРО, Уидроу-Хоффа) и занимает продолжительное время. В системах реального времени время на выработку управляющего воздействия жестко ограничено, что делает невозможным применение традиционных сетей *ANFIS*. Данная проблема может быть решена применением адаптивных линейных нейронов с алгоритмом последовательного обучения в первом слое [26].

Общий вид модифицированной продукционной нейронной сети *ANFIS* с применением адаптивных нейронов представлен на рис. 76 [23].

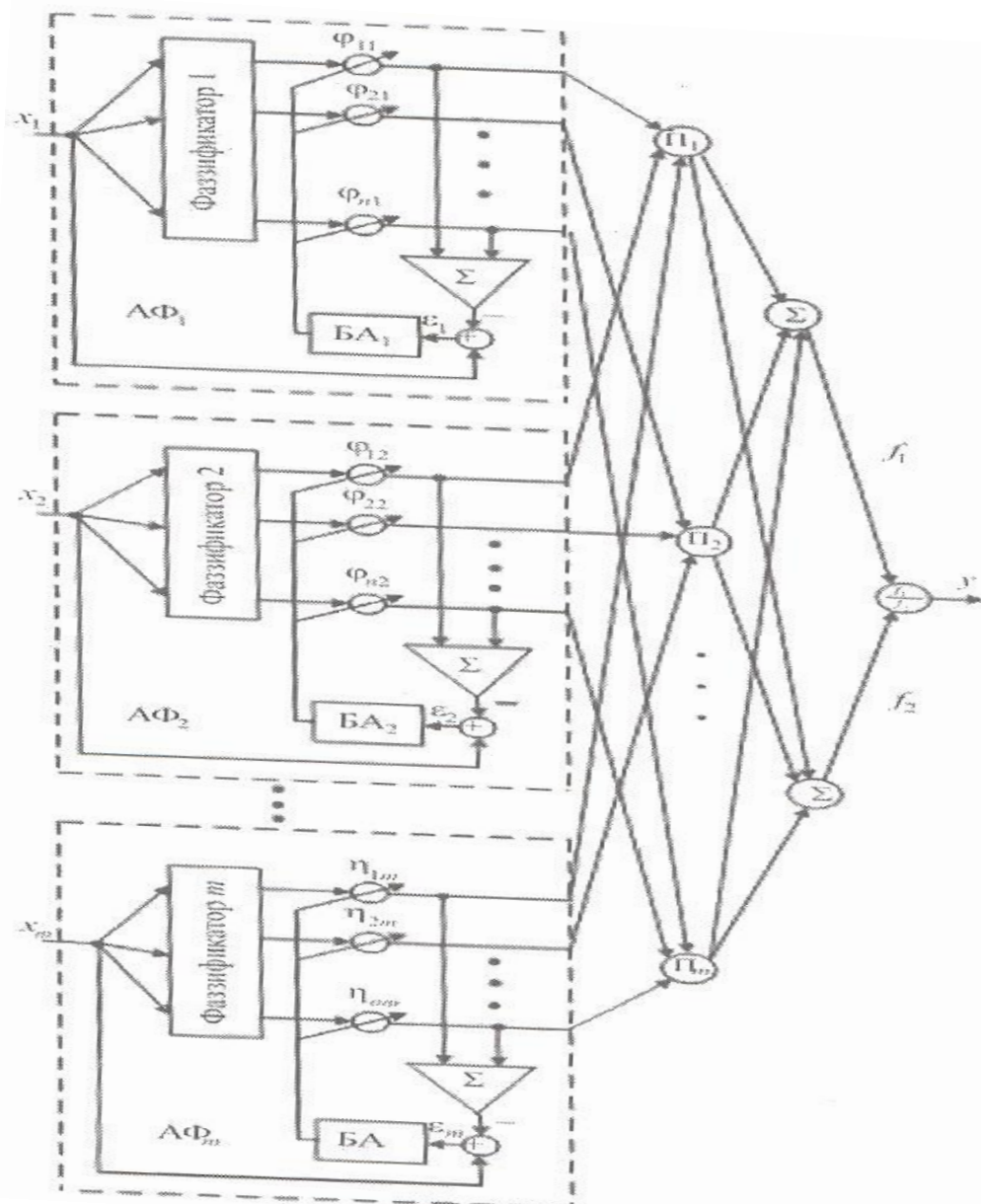


Рис. 76. Модифицированная нечеткая нейронная сеть *ANFIS* с применением адаптивных нейронов

Для применения алгоритма последовательного обучения необходимо:

- В первом слое модифицированной сети заменить терм-множество на множество адаптивных фаззификаторов (нейронов);
- Во втором слое возможна любая нечеткая импликация;
- В третьем слое проводится нормализация сигналов второго слоя;
- В четвертом слое возможно применение заключений правил.

Рассмотрим модифицированную сеть *ANFIS* Ванга-Менделя. Она базируется на следующих положениях:

- Входные переменные являются четкими;
- ФП определены множеством адаптивных линейных фаззификаторов;
- Нечеткая импликация Ларсена – нечеткое произведение;
- *T*-норма – нечеткое произведение;

- Композиция не производится;
- Метод дефаззификации – средний центр.

Модифицированная сеть *ANFIS* с применением алгоритма Ванга-Менделя отличается простотой и является эффективной с точки зрения быстродействия, что позволяет использовать ее в системах реального времени [23].

Аналогичным возможна модификация нечеткой нейронной сети *ANFIS* с применением алгоритма Такаги-Сугено-Канга [23].

8.3. Примеры применения нейронной технологии

Пример 8. Разработать систему связанного управления турбовинтового авиационного двигателя

Для эффективного использования турбовинтового двигателя (ТВД) летательного аппарата (ЛА) применяют системы автоматического регулирования. Динамические свойства ТВД определяются газодинамическими и тепловыми процессами, протекающие в нем, а также механическими свойствами его подвижных частей [52, 53]. Кроме того, динамические свойства двигателей существенно меняются при изменении внешних условий – скорости полета, давления и температуры воздуха. В качестве перспективного направления при проектировании систем управления авиационными двигателями рассматривается система связанного управления с применением нейронной технологии. Работа связанного управления контура частоты вращения силовой турбины, связанной с винтом, и контура мощности определяется мощностью винта

$$N_b = f(v, \psi, n_{ct}, T_H, P_H),$$

где v – скорость полета ЛА; N_b – мощность винта; ψ – угол поворота лопастей винта; n_{ct} – частота вращения силовой турбины; T_H и P_H – соответственно, температура по Кельвину и давление воздуха на высоте полета H .

На рис. 77 приведена структурная схема системы связанного управления ТВД ЛА.

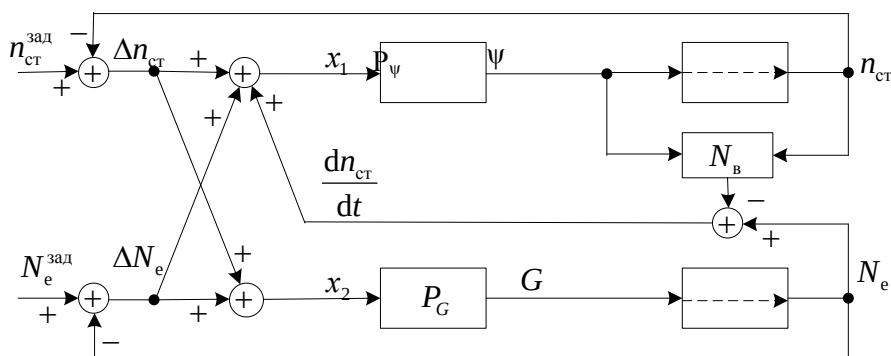


Рис. 77. Структурная схема системы связанного управления ТВД ЛА в статике

Структурная схема (см. рис. 77) содержит контур частоты вращения свободной турбины, включающей регулятор P_ψ для установки угла поворота лопастей винта ψ , и контур мощности с регулятором P_G для управления регулирующим ор-

ганом (дозатором) подачи топлива в двигатель. Связь контуров в статике определяется переменными Δn_{cr} и ΔN_e . В структуре предусмотрено введение сигнала пропорционального ускорению свободной турбины $\frac{dn_{cr}}{dt}$ (гибкая обратная связь). Связь угла поворота лопастей винта ψ и частотой вращения свободной турбины n_{cr} , а также расхода топлива G и мощностью двигателя N_e является неопределенной и на рис. 82 представлена пунктиром со стрелкой. Авиационный двигатель ЛА имеет несколько выходов, из которых два: частота вращения свободной турбины и мощность двигателя N_e используются в структуре (рис.82). Взаимодействие силовой турбины и винта выражается уравнением динамики, согласно которого формируется производная частоты вращения свободной турбины $Jn_{cr} \frac{dn_{cr}}{dt} = N_e - N_b$, где J – приведенный к валу силовой турбины момент инерции; N_e – мощность силовой турбины.

Возможны разные режимы работы двигателя.

Так у ЛА, когда он находится на земле, контур частоты вращения свободной турбины n_{cr} селектором отключен и угол поворота лопастей винта ψ задается вручную.

В режиме взлета ЛА селектор отключает вход регулятора P_G в контуре мощности. Программное изменение $\dot{n}_{TK}$ задает изменение топлива в двигатель согласно:

$$G = f_1(\dot{n}_{TK}).$$

Для исключения скачкообразного изменения n_{cr} предусмотрен задатчик интенсивности. По окончании режима взлета наступает крейсерский режим полета (статика) и селектор отключает контур $\dot{n}_{TK}$, восстанавливая связь в контуре мощности N_e . Установочные значения контуров n_{cr} и N_e связаны между собой зависимостью $N_e^{зад} = f(n_{cr}^{зад})$, которая может быть линейной и нелинейной. Возникшее отклонение в статике между значением $n_{cr}^{зад}$ и текущим значением n_{cr} и, как следствие, корректируемым значением $N_e^{зад}$ и текущим значением мощности двигателя N_e автоматически корректирует подачу топлива в двигатель, парирова снижение N_e и, как следствие, n_{cr} . В статике выполняется обменная информация между контурами n_{cr} и N_b , что обеспечивает соответствие между заданным значением $n_{cr}^{зад}$ и заданной мощностью двигателя $N_e^{зад}$.

В структурной схеме (рис.77) G и ψ есть управляющие воздействия, вырабатываемые регуляторами P_ψ и P_G , а N_e и n_{cr} регулируемые параметры, где на вход регулятора P_ψ подается сигнал $x_1 = \Delta n_{cr} + \Delta N_e + \frac{dn_{cr}}{dt}$, а на вход регулятор топлива P_G – сигнал $x_2 = \Delta n_{cr} + \Delta N_e$.

Как известно из-за нелинейности характеристик объекта управления применение линейных законов управления не дает заданной точности управления. В связи с этим рассмотрим применение нелинейных аппроксиматоров (гибридных регуляторов) в контурах системы связного управления авиационного двигателя ЛА. Ре-

гулятор включает фаззификатор (элемент нечеткого регулятора) и блок активационных функций (элемент нейронного регулятора).

$$F(g) = \frac{e^g - e^{-g}}{e^g + e^{-g}},$$

где g – аргумент (вход) активационной функции. В адаптивных фаззификаторах использованы сигмоидные функции принадлежности (ФП) $f_1, \dots, f_8$ (см. рис.13) и сигмоидные ФП $f_1, \dots, f_6$ (см. рис. 83) с применением нейронной технологии. Выбор числа ФП (терм) лежит в диапазоне от 2 до 11. Если исследуются электромагнитные переходные процессы, то желательно выбирать от 6 и более. В данном случае в фазификаторе регулятора угла поворота вентилятора принято пять ФП: отрицательное среднее (ОС), отрицательное малое (ОМ), норма (Н), положительное малое (ПМ), положительное среднее, где терм Н обеспечивает память положения регулирующего органа (управляющего воздействия ψ) при нулевом отклонении текущего параметра (частота вращения свободной турбины) от заданного значения $n_{ст}^{зад}$. В фаззификаторе регулятора топлива принято четыре ФП: ОС, ОМ, ПМ, ПС, так как дозатор управляется ПИ-регулятором. Интеграл в законе управления обеспечивает память текущего расхода G , что исключает терм Н в заданном терм-множестве. ФП фаззификаторе регулятора выражены с помощью сигмоидных функций, аналитические выражения которых представлены в (5), (6), (7), (8), (9):

Аналогично имеют аналитические выражения сигмоидных ФП фаззификатора регулятора топлива двигателя согласно (6), (7), (8), (9):

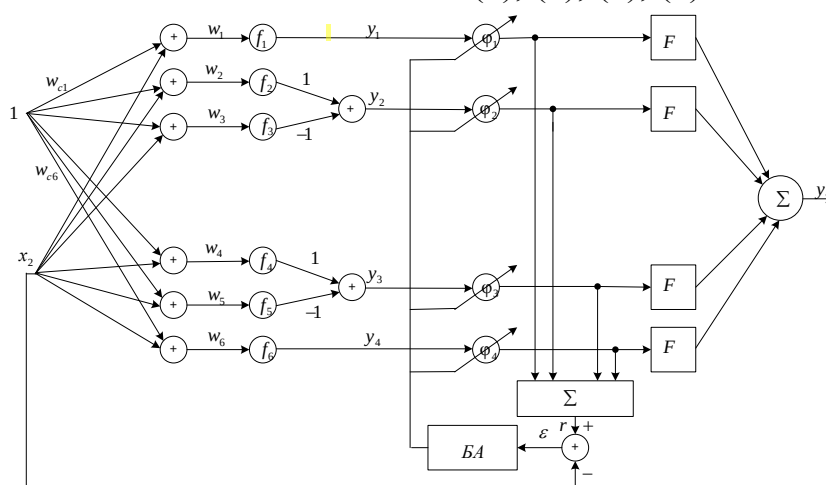


Рис. 78. Регулятор топлива двигателя ЛА

$$y_1 = \text{OC} = \frac{1}{1 + \exp(-w_1(x + w_{c1}))};$$

$$y_2 = \text{OM} = \frac{1}{1 + \exp(-w_2(x + w_{c2}))} - \frac{1}{1 + \exp(-w_3(x - w_{c3}))};$$

$$y_3 = \text{ПМ} = \frac{1}{1 + \exp(-w_4(x + w_{c4}))} - \frac{1}{1 + \exp(-w_5(x - w_{c5}))};$$

$$y_4 = \text{ПС} = \frac{1}{1 + \exp(-w_6(x - w_{c6}))},$$

где w_{ci} – параметры смещения сигмоидных ФП;

w_i – вес суммарного сигнала на входе сигмоидных ФП.

y_i – активизированные степени принадлежности фаззификатора синглетоном, синхронно связанным с входом x_1 (см. рис.83), и активизированных степеней принадлежности фаззификатора синглетоном, синхронно связанным с входом x_2 .

Входные сигналы x_1 и x_2 фаззификаторов регуляторов угла поворота лопастей вентилятора и топлива двигателя несут информацию, связанную как с управлением, так и различными возмущениями. Учитывая, что размещение терм нейронных фаззификаторов регуляторов угла поворота и расхода топлива производилось только с учетом предельных значений переменных x_1 и x_2 , то необходимо их адаптировать с помощью нейронов с последовательным обучением согласно рекуррентной формуле (10) [12].

Метод последовательного обучения отличается быстроедействием и возможностью использования как линейных, так и нелинейных терм.

Произведения активизированных степеней принадлежности фаззификатора и синапсов адаптивного нейрона, являясь аргументами, подаются на входы соответствующих функций активации F_i , число которых равно выходам нейронных фаззификаторов. Функции активации F_i типа гиперболический тангенс усиливают слабый сигнал на входе и ослабляют сильный сигнал. Функции активации формируют составляющие сигналов управления в контурах регулирования угла поворота лопастей вентилятора и мощности двигателя ЛА. Введение адаптивных нейронов в регуляторы корректирует термы нейронных фаззификаторов к текущим значениям x_1 и x_2 как в статике, так и динамике. Выбор настроек активационных функций делает их актуальными и способствует к широкому применению на практике. Астатизм регуляторов P_ϕ и P_G обеспечивается наличием интегратора в законе управления дозатора авиационного двигателя.

Для проведения математического моделирования системы связанного управления авиационного двигателя принята передаточная функция с переменными параметрами вида:

$$W(p) = \frac{K_G^{дв}(T_G p + 1)}{(T_{TK} p + 1)(T_{cr} p + 1)},$$

где $K_G^{дв}$ – коэффициент усиления двигателя по контуру частоты вращения;

T_G – форсирующая постоянная времени;

T_{TK} – постоянная времени турбокомпрессора высокого давления

T_{cr} – постоянная времени силовой турбины;

p – оператор.

На рис. 79 приведена осциллограмма работы системы связанного регулирования при задании $n_{cr}^{зад}$ (угол поворота ручки в диапазоне 52,5...100 угловых градусов).

На осциллограмме 79, б показано практически синхронной изменение мощности вентилятора и мощности двигателя

Результаты математического моделирования подтвердили возможность применения регуляторов при проектировании адаптивных связанных систем управления авиационного двигателя с применением нейронной технологии.

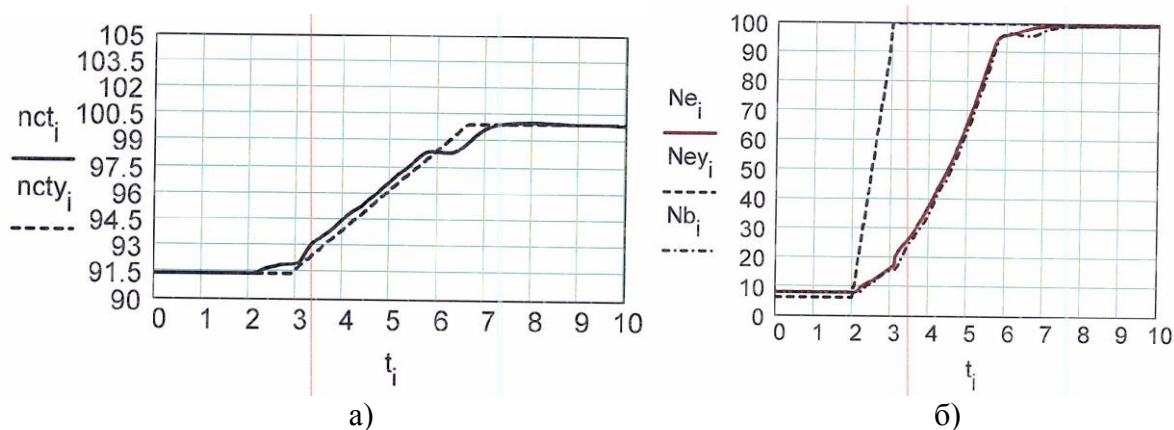


Рис. 79. Осциллограмма работы системы связанного регулирования:

- а) установочное $n_{cr}^{зад}$ ($ncty_i$) и текущее изменение n_{cr} (nct_i) частоты вращения вентилятора в процентах; б) установочное $N_e^{зад}$ (ney_i), текущее изменение мощности двигателя N_e (ne_i) и текущая мощность вентилятора N_b (nb_i) в процентах, время t_i в секундах

В заключении отметим следующее.

1. Адаптивность связанного управления авиационного двигателя ЛА подтверждается разработкой регулятора частоты вращения вентилятора свободной турбины и гибридного регулятора топлива двигателя.

2. Вновь спроектированный регулятор частоты вращения вентилятора, обладая астатическими свойствами, исключает ошибку регулирования в статике, парирует контролируемые и неконтролируемые возмущения с максимальным быстродействием на всех режимах работы авиационного двигателя.

3. Вновь спроектированный регулятор топлива с применением нейронной технологии обеспечивает заданное техническим заданием качество управления при изменении по ресурсу характеристик двигателя, как объекта управления. Регулятор парирует контролируемое и неконтролируемое изменение параметров объекта регулирования в условиях воздействия возмущающих факторов. Регулятор, обладая астатическими свойствами, исключает ошибку регулирования в статике.

4. Введение производной по частоте вращения свободной турбины повышает быстродействие системы при парировании внешних возмущений.

Пример 9. Разработать системы адаптивного управления температурой газа за турбиной низкого давления и частоты вращения вентилятора свободной турбины.

В настоящее время наблюдается интенсивное развитие и практическое применение адаптивных систем для целей управления и регулирования многих технических объектов, в частности авиационного двигателя.

Эффективность любого летательного аппарата зависит от совершенства системы автоматического управления силовой установки. Повышение надежности эксплуатации, экономии топлива, снижение эксплуатационных затрат силовых установок на базе турбореактивного двухконтурного двигателя (ТРДД), снижении их массы и стоимости делают актуальным создание комплексных систем управления, интегрируемых по аппаратуре и по способам управления двигателем [52].

Актуальность разработки адаптивных регуляторов с применением нейронной технологии в условиях неопределенности математического описания авиационного двигателя определяется следующим:

- при проектировании регуляторов авиационного двигателя разработчики не учитывают индивидуальные характеристики двигателя, а ориентируются на среднестатистическую статическую характеристику, которая задана в виде приближенной передаточной функции с переменными параметрами;
- не учитываются неконтролируемые возмущения, возникающие как в объекте управления (авиационном двигателе), так и в исполнительных механизмах (например, неконтролируемое изменение расхода топлива в дозаторе);
- явно нелинейный объект (авиационного двигателя с некорректным математическим описанием) управляется классическими (П-, ПИ-, ПИД-) регуляторами с набором настроек, заданных жестким массивом;
- отсутствие адаптации к переменным внешним условиям исключает экономный расход топлива и тем самым исключает увеличение дальности полета летательного аппарата.

Рассмотрим методику проектирования адаптивных регуляторов авиационного двигателя в условиях неопределенности его математического описания с применением метода адаптации с последовательным обучением.

Специфика проектирования системы управления авиационного двигателя требует выбора регулирующего органа (дозатора), датчика температуры за турбиной низкого давления, датчика частоты вращения ТРДД и т.д.

Рассмотрим возможные варианты решения данной задачи.

В качестве выбора дозатора с обратной связью управление последним возможно с помощью ПИ-регулятора, где интегральная составляющая закона регулирования запоминает текущее значение подачи топлива от выбранного селектором контура управления.

В случае выбора дозатора без обратной связи (неисправность, которого определяется неисправностью датчика обратной связи) для управления возможно применение ПД-закона регулирования, где интеграл, связанный с перемещением дозирующей иглы также запоминает текущую подачу топлива от выбранного селектором контура управления. При этом хорошо выполняется согласование между контурами управления авиационного двигателя.

В качестве датчика частоты вращения ротора вентилятора возможно использовать уравнение динамики с последующим интегрированием сигнала второй производной.

В качестве датчика температуры возможно использование батареи термопар, установленных за турбиной низкого давления.

Учитывая неопределенность математического описания авиационного двигателя с известным математическим описанием регулирующего органа и датчиков возможно применение нечеткого и нейронного управлений.

Рассмотрим контур регулирования температуры газа за турбиной низкого давления, структурная схема которого приведена на рис. 80.

Контур содержит регулятор температуры, селектор, дозатор, ТРДД, датчик температуры, который не показан. Регулятор температуры содержит адаптивный нейрон и блок активации, где в качестве активационных функций принят гиперболический тангенс.

Адаптивный нейрон содержит фаззификатор, синапсы по числу проекций входного вектора на выходе фаззификатора, сумматор, элемент сравнения, блок адаптации для настройки синапсов. Блок адаптации реализует алгоритм с последовательным обучением.

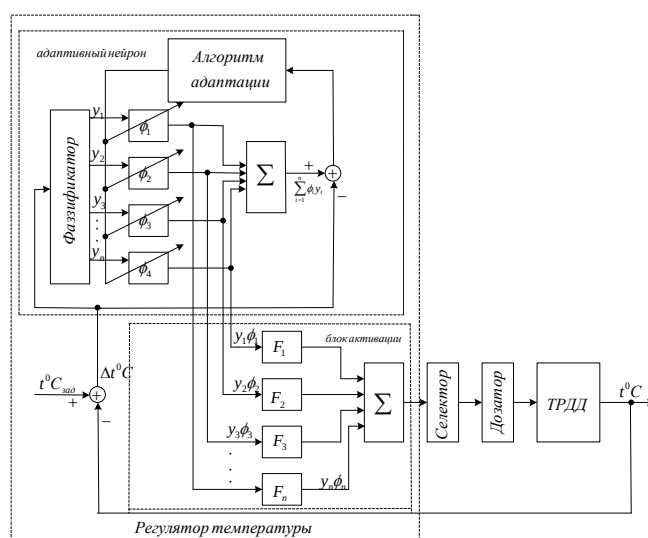


Рис. 80. Структурная схема контура температуры газа

На базе нейрона создана следящая система, заданием которой является случайная величина, например, отклонение температуры газа от заданного значения. Задача следящей системы, меняя синапсы проекций входного вектора (выход фаззификатора), отрабатывать отклонения между выходом сумматора нейрона и заданием его следящей системы с помощью итерационной процедуры с переменным шагом (алгоритм адаптации Уидроу-Хоффа). Алгоритм адаптации подстраивает синапсы входного вектора так, чтобы свести ошибку до малой величины. Процедура это организуется сведением к минимуму квадрата ошибки. Достоинством алгоритма адаптации Уидроу-Хоффа является отсутствия ограничения на вид функций принадлежности (терм) и их расположение в нормированном интервале, а недостаток – сравнительно низкое быстродействие из-за большого числа итераций при малом выбранном шаге и потеря устойчивости при выборе большого шага с целью повышения быстродействия адаптации.

Предлагается метод адаптации с минимальными итерациями или метод с последовательным обучением. Данный метод относится к методам последовательной идентификации линейных систем в реальном времени. Метод последовательного обучения отличается от метода стохастической аппроксимации характеристиками сходимости. Этот метод удобно применять для процессов с медленно изменяющимися параметрами. Основное преимущество метода последовательного обучения состоит в простоте алгоритма адаптации. Настройка синапсов осуществляется с помощью рекуррентной формулы (10).

Задача блока адаптации состоит в изменении коэффициентов (синапсов) нейрона ϕ_i с целью отработки отклонения между выходом сумматора нейрона и сигналом ΔT_T , представляющим разность сигналов задания и выхода объекта. Алгоритм адаптации подстраивает коэффициенты ϕ_i так, чтобы свести ошибку $e(k) = \Delta T_T - \sum \phi_i y_i$ до некоторой заданной малой величины.

Терм-множество фаззификатора адаптивного нейрона показано на рис.81, а. Фаззификация выполнена на синглетонной базе, где синглетон синхронно перемещается с входным сигналом. Синглетон есть унимодальная функция принадлежности [7].

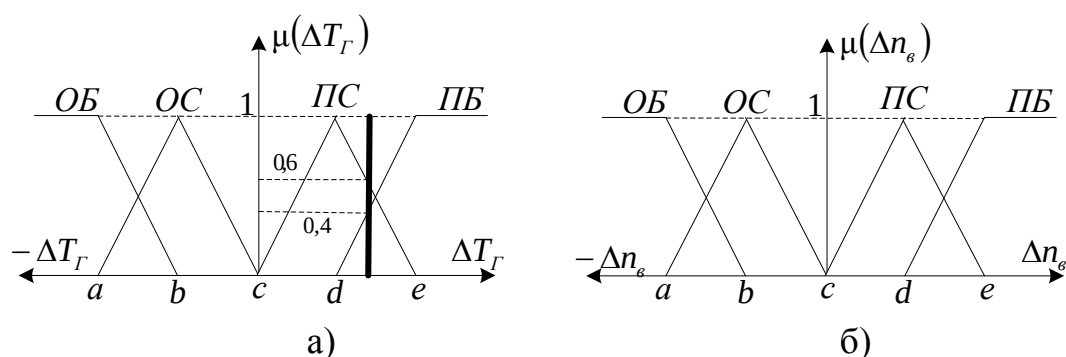


Рис. 81. Терм-множество фаззификатора:

- а) терм-множество фаззификатора по температуре газа;
- б) терм-множество фаззификатора по частоте вращения ротора вентилятора

На рис. 82 приведены осциллограммы переходного процесса в контуре в контуре температуры газа с терм-множеством фаззификатора регулятора (см. рис. 84), где показано изменения температуры газа за турбиной низкого давления при изменении $\alpha_{p\lambda\lambda} = 0 - 53 \text{ град}$.

Осциллограмма подтверждают работоспособность разработанного адаптивного регулятора температуры газа.

последовательного обучения, синапсы по числу проекций входного вектора, терм-множество фаззификатора (см. рис. 81, б), дозатор с обратной связью и датчиком частоты вращения вентилятора (на схеме не показан) и дефаззификатор.

Рассмотрим пример построения контура с применением регулятора частоты вращения ротора вентилятора, показанного на рис.80.

Структурная схема регулятора частоты вращения ротора вентилятора ТРДД содержит аналогичный адаптивный нейрон с алгоритмом последовательного обучения приведена на рис.83.

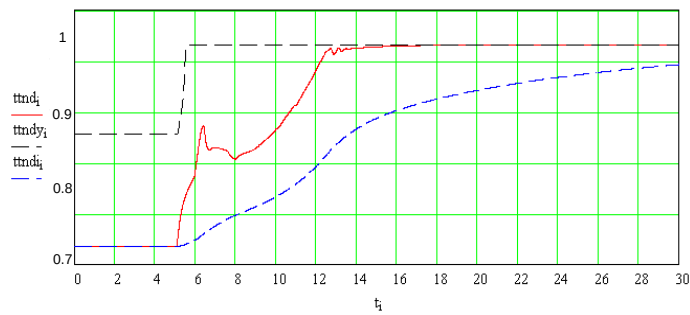


Рис. 82. Осциллограмма фактического изменения температуры газа за турбиной низкого давления:
 $ttn d$ – текущее значение изменение температуры газа;
 $ttn dy$ – установочное значение температуры газа

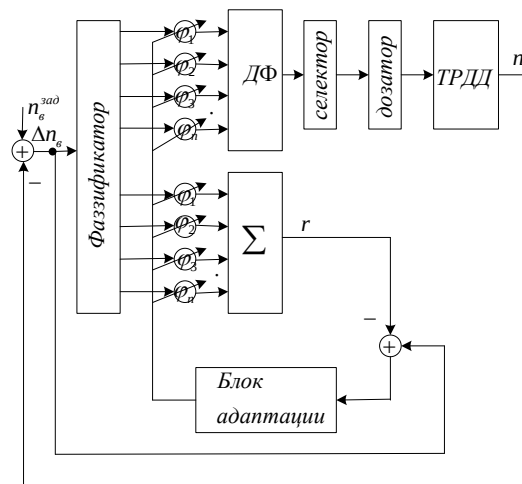


Рис.83. Структурная схема контура частоты вращения ротора вентилятора авиационного двигателя: ДФ – дефаззификатор

Дефаззификация нечеткого адаптивного регулятора происходит по методу центроида:

$$x_{c1} = \frac{\sum_i \mu_i Q_i}{\sum_i \mu_i},$$

где i – число терм терм-множеств фаззификатора и дефаззификатора; μ_i – степень принадлежности Q_i – соответствующее значения термы дефаззификатора.

На рис. 84 приведена осциллограмма изменения частоты вращения ротора вентилятора ТРДД.

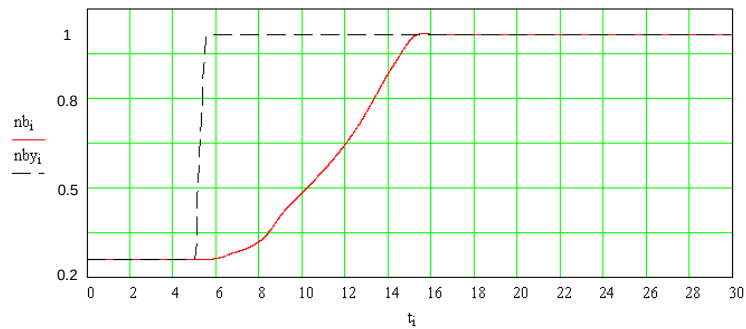


Рис. 84. Программное и фактическое значения частоты вращения ротора вентилятора ТРДД:

nb – текущее значение изменения частоты вращения ротора вентилятора;
 nby – установочное значение частоты вращения ротора вентилятора

В заключении можно отметить следующее.

1. Адаптивность управления авиационного двигателя подтверждается разработкой адаптивного регулятора частоты вращения ротора вентилятора и адаптивного регулятора температуры газа за турбиной низкого давления.

2. Вновь спроектированный адаптивный регулятор температуры газа за компрессором низкого давления с применением нейронной технологии, обладая астатическими свойствами, исключает ошибку регулирования в статике, парирует контролируемые и неконтролируемые возмущения с максимальным быстрым действием на всех режимах работы авиационного двигателя.

3. Вновь спроектированный адаптивный регулятор частоты вращения ротора вентилятора ТРДД с применением нейронной технологии обеспечивает заданное техническим заданием качество управления при изменении по ресурсу характеристик двигателя, как объекта управления. Регулятор парирует контролируемое и неконтролируемое изменение параметров объекта регулирования в условиях воздействия возмущающих факторов. Регулятор, обладая астатическими свойствами, исключает ошибку регулирования в статике. Переходные процессы при увеличении частоты вращения ротора вентилятора имеют апериодический характер и обеспечивает асимптотический запас устойчивости системы.

Пример 10. Выполнить исследование статической устойчивости систем с нечётким управлением и единичной обратной связью.

На рис.85 приведена структурная схема системы с регулятором нечёткой логики

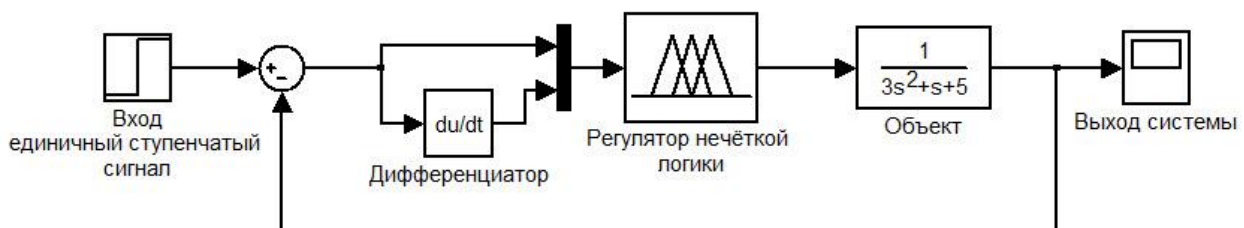


Рис.85. Структурная схема системы с регулятором нечёткой логики

Данное исследование проводилось в пакете *Matlab*. В качестве входов регулятора рассматриваются два сигнала: отклонение и производная отклонения параметра от заданного значения. Данные сигналы обрабатываются регулятором нечёткой логики согласно матрицы решений, приведенной на рис.86, вследствие чего принимается решение о выработке управляющего воздействия, которое подается на объект.

		$\dot{\Delta\sigma}$				
		ПС	ОС	Н	ПС	ПБ
$\Delta\sigma$	ОБ	ОБ	ОБ	ОС	ОС	Н
	ОС	ОБ	ОС	ОС	Н	ПС
	Н	ОС	ОС	Н	ПС	ПС
	ПС	ОС	Н	ПС	ПС	ПБ
	ПБ	Н	ПС	ПС	ПБ	ПБ

Рис. 86. Матрица решений

Исследование систем второго и высшего порядка производится следующим образом: каждая система моделируется с различными настройками регуляторов, при этом определяются показатели качества для каждого случая. Всё это производится для того, чтобы выявить наиболее оптимальные настройки для конкретного вида систем. Различие настроек регуляторов заключается в задании разного вида и параметров терм фаззификатора.

Перед началом исследования системы с различными комбинациями терм фаззификатора были определены оптимальные диапазоны изменения входных сигналов и степень влияния диапазонов терм фаззификатора на прямые показатели качества. Рассмотрено ряд примеров САР с различными динамическими свойствами.

Вариант 1. Исследуемая система является апериодической системой второго порядка.

Задаваясь перебором параметров объекта регулирования и различными комбинациями терм фаззификатора было определено число терм терм-множества и оптимальные параметры лингвистических переменных (отклонение регулируемого параметра и производной отклонения регулируемого параметра). В результате исследования получены следующие настройки.

Диапазоны изменения входных сигналов:

- отклонение регулируемого параметра: $[-1; +1]$;
- производная отклонения регулируемого параметра: $[-0,31; 0,31]$.

Число линейных терм по входным переменным и дефаззификатора выбрано по пять;

На рис. 87 приведена переходная функция системы на единичное возмущение по управлению варианта 1.

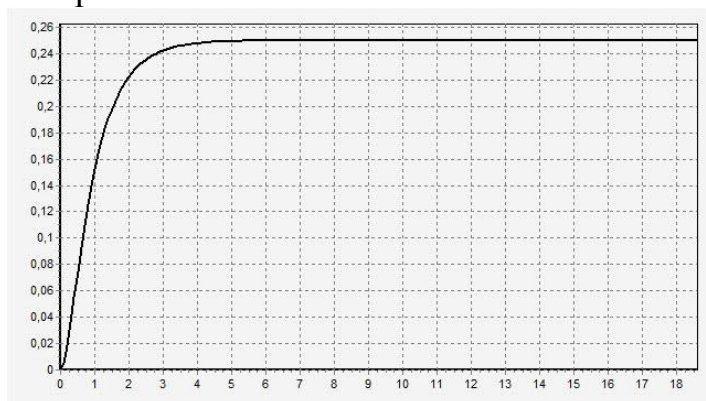


Рис.87. Переходная функция системы варианта 1.

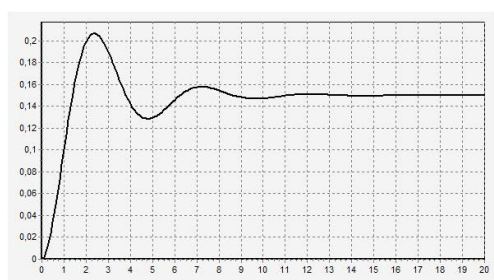
По данным моделирования систем с малой колебательностью можно сделать следующие выводы:

- наибольшее влияние на качество регулирования оказывают принятые диапазоны нормированных входных сигналов;
- при хорошо подобранных диапазонах есть риск выведения системы из состояния равновесия или появления перерегулирования при изменении вида входных терм;
- за счёт изменения параметров входных терм можно добиться улучшения какого-нибудь определённого показателя качества, но при этом другие показатели ухудшаются;
- при малом диапазоне изменения производной отклонения, и максимально сжатых термах, система может потерять устойчивость;
- при подборе диапазонов можно избавиться от перерегулирования.

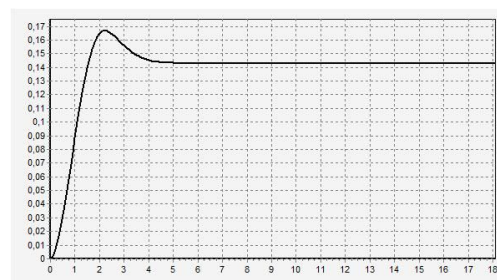
Вариант 2. Рассмотрим систему второго порядка с умеренной колебательностью.

Задаваясь параметрами объекта регулирования и различными комбинациями терм фаззификатора было определено число терм терм-множества и определены параметры нормированных интервалов лингвистических переменных (отклонение и производная отклонения регулируемого параметра), а именно:

- по отклонения регулируемого параметра: $[-1;1]$;
- по производной отклонения регулируемого параметра: $[-0,05; 0,05]$.



а)



б)

Рис.88. Переходные процессы САР варианте 2: а) без регулятора; б) с регулятором

В результате проведенных исследований для системы второго порядка с умеренной колебательностью, показанных на рис. 93, выявлено следующее:

- наибольшее влияние на качество регулирования оказывают диапазоны входных сигналов;
- чем больше диапазон изменения отклонения, тем меньше время переходного процесса, но больше перерегулирование и ошибка регулирования;
- за счёт изменения входных терм можно добиться улучшения какого-нибудь определённого показателя качества, но при этом другие показатели ухудшаются;
- при малом диапазоне изменения производной отклонения, и максимально сжатых термах, система может стать неустойчивой.

Вариант 3. Рассмотрим систему третьего порядка с умеренной колебательностью.

При исследовании нечеткого управления были определены наилучшие диапазоны изменения управляющих сигналов (отклонение регулируемого параметра: $[-0,5; 0,5]$; производная отклонения регулируемого параметра: $[-0,05; 0,05]$).

Анализ переходных процессов, приведенных на рис.89, показал:

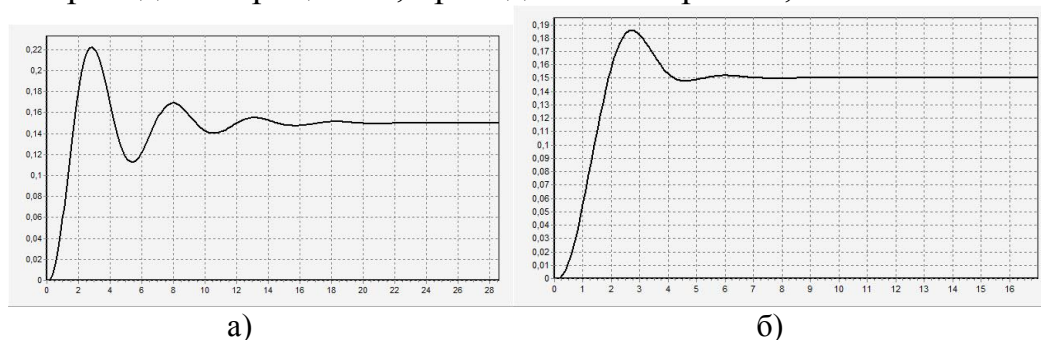


Рис.89. Переходная характеристика системы третьего порядка варианта 3:
а) без регулятора; б) с нечетким регулятором

- уменьшение перерегулирования и времени регулирования;
- наибольшее влияние на качество регулирования оказывают принятые диапазоны входных сигналов;
- наибольшее влияние на ошибку регулирования оказывает диапазон отклонения, и наибольшее влияние на время переходного процесса – принятый диапазон производной отклонения;
- при малом диапазоне изменения производной отклонения, и максимально сжатых термах, система может выйти из устойчивого состояния. На основании проведенных исследований САР с нечетким управлением можно сделать ряд выводов, которые применимы к любым системам:
- при использовании регуляторов нечёткого управления нельзя привести заведомо неустойчивую систему к устойчивому состоянию;
- на качество регулирования в большей степени влияют принятые диапазоны изменения входных величин, чем формы терм терм-множества;
- при использовании регуляторов нечёткого управления время переходного процесса в основном определяется принятым диапазоном производной отклонения, а перерегулирование – принятым диапазон отклонения;

– при малом диапазоне изменения производной отклонения, и максимально сжатых термах, система может выйти из устойчивого состояния.

Анализ работы нечеткого регулятора для объектов с различными динамическими свойствами показал, что можно получить желаемую динамику, но существенного влияния на статическую устойчивость он не имеет.

В связи с этим рассмотрим модификацию системы нечеткого вывода и деффаггификатора нейронной сетью на адаптивных нейронах.

Пример 11. Выполнить исследование статической устойчивости систем с адаптивными нечетким управлением и единичной обратной связью.

На рис. 90 приведена структурная схема системы с адаптивным регулятором.

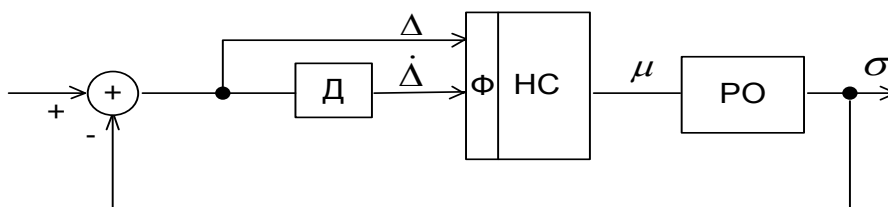


Рис.90. Структурная схема системы с адаптивным нечетким регулятором

Исследование с нейронными регуляторами производилось с помощью вновь разработанной программы *Fuzzy Models*, которая позволяет моделировать работу любой системы второго и высшего порядка. В отличие от реализации регулятора нечеткой логики, реализация адаптивного нечеткого регулятора не имеет ограничений на число лингвистических переменных.

Исследование систем с адаптивным нечетким регулятором будет производиться по той же методике, что и с нечетким регулятором.

Осциллограмма работы данной структуры приведена на рис. 91.

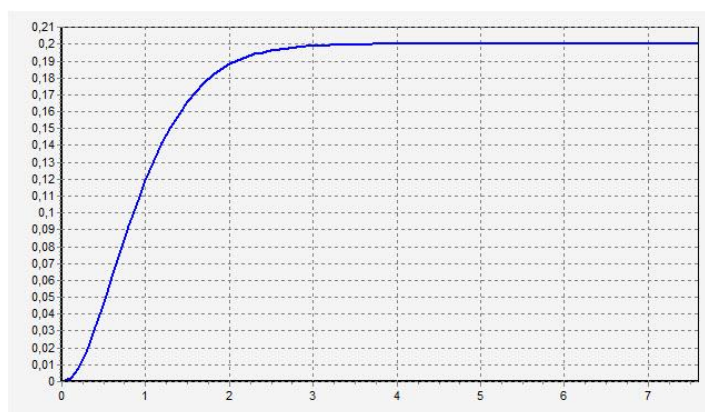


Рис.91. Переходная характеристика системы 2-го порядка с адаптивным нечетким регулятором

Пример 12. Рассмотреть систему второго порядка с умеренной колебательностью.

В ходе проведения моделирования для системы (пример 2) были определены диапазоны изменения входных переменных, а именно:

- отклонение регулируемого параметра: $[-0,25; 0,25]$;
- производная отклонения регулируемого параметра: $[-0,2; 0,2]$.

Можно сделать ряд выводов относительно настроек адаптивных нечетких регуляторов, применительно к системам второго порядка с умеренной колебательностью:

- с помощью адаптивного нечеткого регулятора можно избавиться от перерегулирования.
- при использовании адаптивного нечеткого регулятора исключена статическая ошибка регулирования.
- введение третьего входного сигнала – второй производной отклонения может ухудшить показатели качества системы.

Рассмотрим поведение неустойчивой системы третьего порядка.

Введем в нейронную сеть дополнительно нейрон по второй производной регулируемого параметра с диапазоном нормированного интервала $[-0,05; +0,05]$.

При исследовании САР получен аperiodический переходный процесс, где перерегулирование и статическая ошибка отсутствуют. Переходная функция на ступенчатое возмущение приведена на рис. 92. Введение второй производной отклонения приводит замкнутую систему к аperiodическому процессу (устойчивому состоянию).

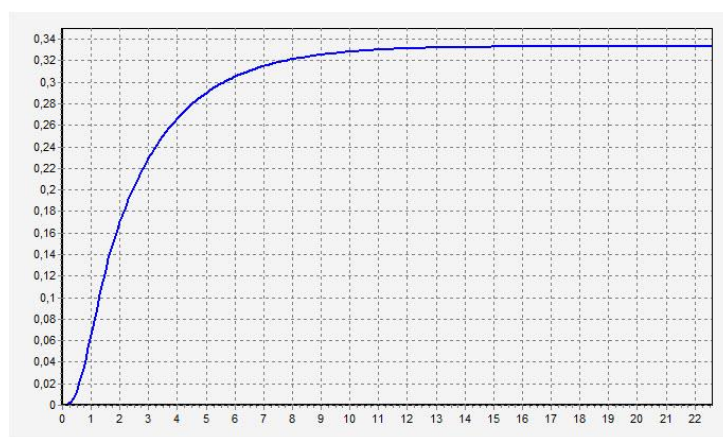


Рис. 92. Переходная функция замкнутой системы 3-го порядка с введением второй производной отклонения

Пример 13. Выполнить исследование статической устойчивости систем с адаптивным нечетким управлением и многоконтурной обратной связью

Причина потери устойчивости регулируемого неопределенного объекта может быть связана с появлением положительного корня (полюса) из-за воздействия внешних и внутренних возмущений, вызвавших изменение коэффициента усиления и значений постоянных времени, а также вариации нелинейности статической характеристики последнего. Из теории автоматического управления систем известно, что коррекция математического описания замкнутой САР возможна изменением коэффициента передачи обратной связи.

Рассмотрим замкнутую систему с адаптивным нечетким регулятором (АНР) и неопределенным регулируемым объектом.

На рис.93 приведена структура САР с введенной «гибкой» многоканальной обратной связью на базе релейно-логического устройства [9]. Задача релейно-логического устройства корректировать коэффициент усиления обратной связи САР с целью стабилизации регулируемого параметра на время действия причин его изменения. В зависимости от отклонения регулируемого параметра σ от заданного значения $\sigma_{зад}$ включаются параллельно усилители каналов МРЭ и увеличивают или уменьшают коэффициент передачи обратной связи при фиксированных настройках АНР [54, 55]. При этом другие функции АНР не нарушаются, а именно: астатизм в САР осуществляется независимо и выполняется с помощью итерационной процедуры смещения последнего нейрона нейронной сети и т.д. В случае астатического неопределенного регулируемого объекта лингвистическими переменными являются скорость изменения выходной величины и ее производная (ускорение) изменения выходной величины.

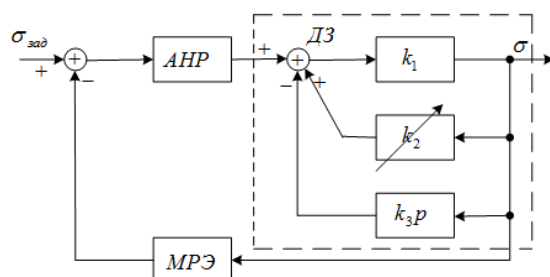


Рис.93. Структурная схема САР с «гибкой» многоканальной обратной связью

Пример 14. Исследовать САР, куда входит в качестве регулируемого объекта реальное дифференцирующее звено с переменным коэффициентом положительной обратной связи (см. рис. 93).

Для анализа устойчивости замкнутой САР примем следующие значения коэффициентов:

$$k_1 = 10; k_2 = 2; k_3 = 5; k_{oc} = 1, 2, 3, 4, 5; k_{кнр} = 1; \Delta k_2 = 1.$$

Запишем передаточную функцию САР с неустойчивым дифференцирующим звеном

$$\Phi(p) = \frac{10k_{oc}p}{50 - p + 10p \sum_{i=1}^n k_i} \quad (43)$$

Подставляя в (43) значения $k_i = 1, 2, 3, 4, 5$, находим корни характеристического уравнения (полюса) (2) и заносим в табл. 9.

Таблица 9

k_{oc}	1	2	3	4	5
полюс	- 5,6	- 2,6	-1,7	-1,3	-1

Увеличение коэффициента обратной связи смещает полюса вправо к оси ординат, снижая устойчивость САР.

Подставляя в (43) значения $k_i = 1; 0,6; 0,4; 0,2; 0$, находим корни характери-

стического уравнения (43) и заносим в табл. 10.

Таблица 10

k_{oc}	1	0,6	0,4	0,2
полюс	– 5,6	– 10	– 18,1	– 50

Уменьшение коэффициента обратной связи смещает полюса влево от оси ординат, повышая устойчивость САР.

Запишем передаточную функцию САР с устойчивым дифференцирующим звеном.

$$\Phi(p) = \frac{10k_{oc}p}{50 + p + 10p \sum_{i=1}^n k_i} \quad (44)$$

Подставляя в (44) значения $k_i = 1, 2, 3, 4, 5$, находим корни характеристического уравнения (полюса) (3) и заносим в табл.11.

Таблица 11

k_{oc}	1	2	3	4	5
полюс	– 4,5	– 2,4	– 1,6	– 1,2	– 0,99

Увеличение коэффициента обратной связи смещает полюса вправо к оси ординат, снижая устойчивость САР.

Подставляя в (44) значения $k_i = 1; 0,6; 0,4; 0,2; 0$, находим корни характеристического уравнения (полюса) (3) и заносим в табл.12.

Таблица 12

k_{oc}	1	0,6	0,4	0,2	0
полюс	– 4,5	– 8	– 10	– 18,1	– 50

Уменьшение коэффициента обратной связи смещает полюса влево от оси ординат, повышая устойчивость в САР.

Анализируя данные табл. 7...10 очевидно, чтобы повысить статическую устойчивость САР необходимо уменьшать коэффициент обратной связи с помощью многоуровневого релейного элемента.

Сочетание коррекции параметров адаптивного нечеткого регулятора и переключаемой (гибкой) обратной связи решает задачу статической устойчивости при любых свойствах неопределенного объекта.

Контрольные вопросы

1. Биологический нейрон.
2. Искусственный нейрон.
3. Персептрон Розенблатта.
4. Искусственные нейронные сети без обратных связей.
5. Нелинейные активационные функции: Гаусса, колоколообразные, сигмоидные, степенные и т.д.

Заключение

В учебном пособии дан обзор современных проблем теории управления, в основном связанных с автоматизацией сложных недетерминированных объектов. Разнообразие недетерминированных объектов потребовало разработку интеллектуальных систем, лежащих в основе экспертных, робастных, многорежимных систем, систем группового и адаптивного управления, а также нечеткого и нейро-нечеткого управления. Изучение перечисленных систем в кратком изложении данного учебного пособия есть альтернатива той отечественной и иностранной научной литературы, посвященной данным вопросам. Приведенные примеры учебного пособия позволяют студентам практически применять полученные знания в своей практике.

Данное пособие написано в рамках программы учебной дисциплины «Современные проблемы теории управления» для магистров следующих направлений:

- 22040051.68 – Распределенные компьютерные информационно-управляющие системы;
- 22040052.68 – Информационные технологии в управлении объектами газотурбостроения авиационной техники;
- 22040053.68 – Информационные технологии в управлении производством;
- 22040054.68 – Отказоустойчивые системы управления;
- 22040055.68 – Сервисно-ориентированные корпоративные системы управления;
- 22040056.68 – Информационные технологии в проектировании систем реального времени;
- 09090051.68 – Комплексные системы информационной безопасности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Об образовании в РФ: Федеральный закон РФ от 29 декабря 2012 г. № 273-ФЗ.
2. Н.Н. Матушкин, И.Д. Столбова Методологические аспекты разработки структуры компетентностной модели выпускника высшей школы // Высшее образование сегодня. 2009. №5. С.24–29.
3. Н.Н. Матушкин, С.И. Пахомов, И.Д. Столбова Формирование компетенций выпускника вуза на основе процессного подхода // Университетское управление: практика и анализ. 2011. №1. С.58–63.
4. Л.Г. Комарцева, А.В. Максимов Нейрокомпьютеры: учеб. пособие. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 400 с.
5. С. Осовский Нейронные сети для обработки информации \ Пер. с польского И.Д. Рудинского. – М.: Финансы и статистика, 2004. – 344 с.
6. Кавалеров М.В. Современное состояние исследований и практических внедрений, связанных с проблемами планирования задач реального времени в системах управления, контроля и измерения // Труды Третьей российской конференции с международным участием «Технические и программные средства систем управления, контроля и измерения»: труды и пленарные доклады участников конференции УКИ'12. – М.: ИПУ РАН, 2012. – С. 1360–1372.
7. М.В. Кавалеров, Н.Н. Матушкин Повышение эффективности использования вычислительного устройства в системе автоматизации и управления на основе перехода к линейным интервальным ограничениям реального времени. Система мониторинга и управления: сб. науч.тр. – Пермь: Изд. Перм. гос. техн. ун-та, 2009. – С.24–31.
8. Хижняков Ю.Н. Комбинированный метод управления параллельной работой генераторов переменного тока / Перм. гос. техн. ун-т. – Пермь, 1999. – 114 с.
9. А.Г. Москалев Автоматическое регулирование режима электрической системы по частоте и активной мощности. – М.-Л. ГЭИ, 1960. – 239 с.
10. Многорежимные и нестационарные системы автоматического управления / Б. Н. Петров, А. Д. Александров, В. П. Андреев и др.; под ред. академика Б. Н. Петрова. – М.: Машиностроение, 1978. – 240 с.,
11. Хижняков Ю.Н., Южаков А.А. Автоматизация автономных многоагрегатных электростанций на основе релейно-импульсного и нечеткого регулирования с применением нейронной технологии // Электротехника. – 2011. – № 11. – С. 40–45.
12. Леготкина Т.С, Данилова С.А. Методы идентификации систем: учеб. пособие / Т.С. Леготкина. – Пермь: Изд-во Перм. гос. техн. ун-та, 2008. – 123 с.
13. Борисов В.В., Круглов В.В., Федулов А.С. Нечеткие модели и сети. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 284 с.
14. Денисенко В.В. Компьютерное управление технологическим процессом. – М.: Горячая линия – Телеком, 2009. – 608 с.
15. Ротач В.Я. Теория автоматического управления: учеб. для вузов / В.Я. Ротач. 3-е изд. перераб. и доп. – М.: Изд-во МЭИ, 2004. – 400 с.
16. Бобко В.Д., Золотухин Ю.Н., Нестеров А.А. Оптимальная траектория как основа построения базы знаний нечеткого логического контроллера // В кн.: РОИ – 98.

Распределенная обработка информации. Труды шестого международного семинара. Новосибирск, Сибирское отделение РАН, 1998. – С. 290–294.

17. Хижняков Ю.Н. Релейно-импульсное преобразование и его применение // Вестник Ижевского государственного технического университета. – 2010. – №2. – С.112–114.

18. Ю.И. Кудиновы, И.Ю. Кудинов Устойчивость нечетких автоматных и реляционных динамических систем. Мехатроника, автоматизация, управление, №6, 2010. – С. 2–12.

19. Ю.И. Кудиновы, А.Ю. Келина Упрощенный метод определения параметров нечетких ПИД регуляторов. Мехатроника, автоматизация, управление, №1, 2013. – С. 13–22.

20. Техническая кибернетика. Теория автоматического управления. Книга 3. Часть 1. Теория нестационарных, нелинейных и самонастраивающихся систем автоматического регулирования. М.: Изд-во Машиностроение, 1969. – 607 с.

21. В.Л. Харитонов, Д. Хинрихсен Устойчивость вложенных семейств полиномов // М.: Автоматика и телемеханика, № 3, 1997. – С. 81–92.

22. А. Пегат Нечеткое моделирование и управление (пер. с англ.) М.: Бином. Лаборатория знаний. 2009. – 798 с.

23. Ю.Н. Хижняков Алгоритмы нечеткого, нейронного и нейро-нечеткого управления в системах реального времени: учеб. пособие. – Пермь: Изд-во Перм. нац. исслед. политехн. ун-та, 2013. – 156 с.

24. Ю.Н. Хижняков, А.А. Южаков Робастное управление недетерминированных объектов с многоуровневой обратной связью. Мехатроника, автоматизация, управление, №1, 2015. – С.2–12.

25. Ю.И. Кудиновы, И.Ю. Кудинов, С.В. Байков Методы и модели предиктивного управления. Мехатроника, автоматизация, управление, №2, 2010. – С. 2–8.

26. Ю.Н. Хижняков Нечеткое, нейронное и гибридное управление: учеб. пособие \ Ю.Н. Хижняков. – Пермь: Изд-во Перм. нац. исслед. политехн. ун-та, 2013. – 303 с.

27. Захаров В.Н. Интеллектуальные системы управления: основные понятия и определения // Известия РАН. Теория и системы управления – №3. 1997. – с.138–145.

28. Макаренко С. И. Интеллектуальные информационные системы: учебное пособие. – Ставрополь: СФ МГТУ им. М. А. Шолохова, 2009. – 206 с.

29. Макаров И.М. Искусственный интеллект и интеллектуальные системы управления/ И.М. Макаров, В.М. Лохин, С.В. Манько, М.П. Романов; [отв. ред. И.М. Макарова]; Отделение информ. технологий и вычислит. систем РАН. – М.: Наука, 2006. – 333 с.

30. Пупков К.А., Коньков В.Г. Интеллектуальные системы // МГТУ им. Н.Э. Баумана. М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2003. – 345 с.

31. В.Г. Рубанов Интеллектуальные системы автоматического управления. Нечеткое управление в технических системах: Учебное пособие / В. Г. Рубанов, А. Г. Филатов; БГТУ им. В. Г. Шухова. — 2-е изд., стер. — Белгород: Изд-во БГТУ им. В. Г. Шухова, 2010. – 170 с.

32.Т.А. Гаврилова, В.Ф. Хорошевский Базы знаний интеллектуальных систем СПб. Питер, 2001. – 384 с.

33. А.В. Андрейчиков, О.Н. Андрейчикова Интеллектуальные информационные системы. – Учебник. – М.: Финансы и статистика, 2004. – 424 с.
34. Ясницкий, Л. Н. Интеллектуальные информационные технологии и системы – Пермь: ПГУ – 2007.
35. Д. Уотермен Руководство по экспертным системам: Пер. с англ. М.: Мир, 1989. – 388 с.
36. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления: Учебник / Под ред. Егупова. – М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2001. – 744 с.
37. Постон Т. Стюарт И. Теория катастроф и ее применение. М.6, МИР, 1980.
38. Б.А.Черкасов. Автоматика и регулирование воздушно-реактивных двигателей. // М. – Машиностроение. – 1988. – 156 с.
39. Д.В. Сулимов, Д.А. Сулимова Технология автоматизации процесса функционального тестирования систем автоматического управления газотурбинных двигателей для авиационных и наземных применений. // Научно-техническая конференция молодых ученых и специалистов "Двигатели-2011" ЦИАМ. – 2011. – С. 34–40.
40. В.А.Седристый, С.В.Лозня, С.А.Пустовой, И.И.Степаненко. Опыт разработки и применения интеллектуальных испытательных стендов авиационных газотурбинных двигателей при доводке цифровых САУ. //Научно-практическая конференция “Інформаційні системи, обчислювальна й електронна техніка, системи зв'язку та прикладобудування”.
41. А.И.Лоскутов, С.В.Сирота, А.Н.Сакулин. Совершенство испытаний объектов ракетно-космической техники на основе использования динамической экспертной системы в процессе принятия решений. // Научно-техническая конференция «Передовые информационные технологии, средства и системы автоматизации и их внедрение на российских предприятиях, М. 2011. – С. 67–70.
42. Ю.Н. Хижняков, Д.А. Сулимова, А.А. Трушников Передачи данных при испытании систем автоматического управления газотурбинного двигателя.
44. Лукас В.А. Теория управления техническими системами: Учеб. пособие для вузов. – 4-е издание, исправленное. – Екатеринбург: Изд-во УГГУ, 2005. – 677 с.
45. И.Р. Фрейдзон Математическое моделирование систем автоматического управления на судах. Л. Издательство «Судостроение» 1969. – с.496.
46. В.Н. Антонов, В.А. Терехов, И.Ю. Тюкин Адаптивное управление в технических системах: учеб. пособие. СПб.: Изд-во С.-Петерб. ун-та, 2001. – 244 с.
47. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления: Учебник / Под ред. Н.Д. Егупова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2001. – 744 с.
48. Штовба С.Д. Проектирование нечетких систем средствами MATLAB.– М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 288 с.
49. Хижняков Ю.Н., Южаков А.А. Нейро-нечеткий регулятор частоты газотурбинного двигателя. Приборы. – 2010. – № 5. – С. 17–21.
50. А.И. Галушкин Теория нейронных сетей. Кн. 1 Учеб. пособие для вузов \ Общая ред. А.И. Галушкина. – М.: ИПРЖР, 2000. – 416 с.
51. В.А. Терехов Нейросетевые системы управления. Учеб. пособие для вузов \ В.А.Терехов, Д.В. Ефимов, И.Ю. Тюкин. – М. Высш. шк., 2002. – 183 с.

52. Б.А. Понамарев Двухконтурные турбореактивного двигателя. – М: Воениздат, 1973. – 133 с.
53. А.Н. Синяков, Ф.А. Шаймарданов Системы автоматического управления ЛА и их силовыми установками. – М.: Машиностроение, 1991. – 320 с.
54. Н.В. Андриевская, Т.С.Леготкина, Ю.Н. Хижняков К вопросу статической устойчивости в системах нечеткого управления объектами. 5-я Российская мульти-конференция по проблемам управления (МПКУ-2012). Электронная версия. 2012 г.
55. Н.В. Андриевская, Ю.Н. Хижняков Исследование устойчивости в системах нечеткого управления объектами. Нейрокомпьютеры: разработка, применение. № 11, 2013. – С.7–11.

Учебное издание

ХИЖНЯКОВ Юрий Николаевич

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ
ТЕОРИИ УПРАВЛЕНИЯ

Учебное пособие

Редактор и корректор

Подписано в печать..... Формат 60×90\16
Усл. печ. л. 12,60. Тираж 100 экз. Заказ №

Издательство
Пермского национального исследовательского
политехнического университета

Адрес: 614990, г. Пермь, Комсомольский пр. 29, к. 113.
Тел. (342)210-80-33