

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ  
РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН  
ТАШКЕНТСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ИМЕНИ АБУ РАЙХАНА БЕРУНИ

ФАКУЛЬТЕТ «ЭЛЕКТРОНИКА И АВТОМАТИКА»  
КАФЕДРА «АВТОМАТИЗАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ»

*На правах рукописи*

**ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА**

**НОРМАТОВА Хуршида Хасановича**

на тему: «Разработка алгоритмов параметрического синтеза нейро-  
нечетких регуляторов на базе аппарата теории интеллектуальных  
систем» по направлению 5521800 - «Автоматизация и управление»  
для получения степени бакалавра

Зав.кафедрой

к.т.н., доц. Зарипов О.О.

Руководитель

д.т.н., проф. Марахимов А.Р.

Ташкент – 2012 г.

# ОГЛАВЛЕНИЕ

стр.

ВВЕДЕНИЕ.....	
ГЛАВА I. ЗАДАЧИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА НЕЙРО- НЕЧЕТКИХ РЕГУЛЯТОРОВ НА БАЗЕ АППАРАТА ТЕОРИИ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СИСТЕМ .....	
1.1. Общие принципы построения интеллектуальных систем управления на основе нечеткой логики .....	
1.2. Регуляторы: принципы построения и модификации .....	
1.3. Процедура синтеза нечетких регуляторов .....	
ГЛАВА II. АЛГОРИТМЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА НЕЙРО-НЕЧЕТКИХ РЕГУЛЯТОРОВ НА БАЗЕ АППАРАТА ТЕОРИИ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СИСТЕМ .....	
2.1. Проектирование нечетких регуляторов на основе искусственных нейронных сетей .....	
2.2. Синтез адаптивной САУ с эталонной моделью на основе нечеткой логики .....	
2.3. Программная и аппаратная реализация нечетких регуляторов	
2.4. Управление процессом шлифовки внутренних поверхностей	
ГЛАВА III. БЕЗОПАСНОСТЬ ЖИЗНЕДЕЯТЕЛЬНОСТИ .....	
ГЛАВА IV. ЭКОНОМИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ .....	
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	
ЛИТЕРАТУРА .....	

## ВВЕДЕНИЕ

Термин «технический объект» применим для большого количества устройств, относящихся к технике: суда, самолеты, автомобили, электрогенераторы, станки, атомные реакторы, бытовая техника и т.д. Управляемые технические объекты в теории управления носят название – объекты управления (ОУ).

Каждый вид ОУ обладает своими особенностями, но все они объединяются наличием цели (критерия) управления, понятием пространства состояния параметров, свойствами управляемости, наблюдаемости, идентифицируемости и адаптируемости.

Для обеспечения требуемого качества функционирования ОУ применяют системы автоматического и автоматизированного управления (САУ). Синтез САУ осуществляется с применением методов теории автоматического управления (ТАУ). Построение САУ для технического ОУ требует априорной информации о функции цели управления, параметрических моделях ОУ и возмущений, причем достоверность данной информации непосредственно определяет выбор метода и качество синтезируемого регулятора. Синтез регуляторов для технических ОУ с применением методов классической ТАУ затруднен без предварительного анализа адекватной математической модели ОУ.

К настоящему времени разработаны альтернативные подходы к синтезу регуляторов для управления слабо формализованными объектами (априорная неопределенность): адаптивный, робастный, нечеткий и нейронный. Каждый из подходов имеет свои особенности, достоинства и недостатки, а также применим при определенной степени неопределенности, но, тем не менее, позволяет успешно решать задачи синтеза регуляторов в условиях неполноты исходных данных.

Наиболее перспективным подходом к синтезу САУ слабо формализованными объектами считается применение методов искусственного интеллекта, ориентированных на формализацию задач

принятия управляющих решений в условиях неопределенности, таких, как нечеткая логика. Применение методов нечеткой логики позволяет синтезировать гибридные регуляторы, совмещающие в себе несколько методов управления. Гибридный подход к решению задач синтеза регуляторов в условиях неполноты данных приобрел большую популярность, особенно с применением аппаратов искусственных нейронных сетей и нечеткой логики. Данный подход получил название «нейро-нечеткий».

Одним из путей поиска алгоритмов коррекции параметров нейро-нечетких сетей в условиях неполноты информации является разработка алгоритмов эволюционных вычислений. В их основу положены эволюционные способы обеспечения коррекции параметров нейро-нечетких сетей с соблюдением условий скорости и надежности.

Понятия «нейронная сеть», «нейроматематика», «нейроимитатор» все шире входят в нашу жизнь, становятся привычным эффективным инструментом для решения многих научно-технических задач. Взрыв интереса к данной проблеме (нейрокомпьютерный «бум») обычно связывают с концом 80-х годов нашего века, когда появился ряд основополагающих теоретических работ, стала очевидной практическая значимость достижений в области моделирования на ЭВМ механизмов человеческого мышления на основе искусственных нейронных сетей. Бурное развитие микроэлектроники и микропроцессорной техники в наши дни открыло дополнительные возможности с точки зрения инженерного воплощения нейронных сетей и их внедрения в серийные промышленные разработки.

Одной из наиболее перспективных областей применения нейронных сетей является их использование в интеллектуальных (т.е. основанных на применении методов искусственного интеллекта) системах управления сложными техническими объектами. Именно здесь наиболее ярко проявляются такие их преимущества, как способность к обучению, отказоустойчивость, возможность аппроксимации существенно нелинейных характеристик, присущий им параллелизм обработки информации.

# ГЛАВА I. ЗАДАЧИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА НЕЙРО-НЕЧЕТКИХ РЕГУЛЯТОРОВ НА БАЗЕ АППАРАТА ТЕОРИИ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СИСТЕМ

## 1.1. Общие принципы построения интеллектуальных систем управления на основе нечеткой логики

Применение нечеткой логики обеспечивает принципиально новый подход к проектированию систем управления, “прорыв” в новые информационные технологии, гарантирует возможность решения широкого круга проблем, в которых данные, цели и ограничения являются слишком сложными или плохо определенными и в силу этого не поддаются точному математическому описанию.

Возможны различные ситуации, в которых могут использоваться нечеткие модели динамических систем [1, 2]:

- когда имеется некоторое лингвистическое описание, которое отражает качественное понимание (представление) процесса и позволяет непосредственно построить множество нечетких логических правил;

- имеются известные уравнения, которые (хотя бы грубо) описывают поведение управляемого процесса, но параметры этих уравнений не могут быть точно идентифицированы;

- известные уравнения, описывающие процесс, являются слишком сложными, но они могут быть интерпретированы нечетким образом для построения лингвистической модели;

- с помощью входных/выходных данных оцениваются нечеткие логические правила поведения системы.

Первые результаты практического применения алгоритмов нечеткой логики к управлению реальными техническими объектами были опубликованы в работах профессора Лондонского Королевского колледжа Э.Х.Мамдани, посвященных проблеме регулирования парогенератора для электростанции. В этих работах была предложена ставшая сегодня

классической структурная схема системы нечеткого управления (рис.1.1). Под нечетким управлением (Fuzzy Control) в данном случае понимается стратегия управления, основанная на эмпирически приобретенных знаниях относительно функционирования объекта (процесса), представленных в лингвистической форме в виде некоторой совокупности правил.

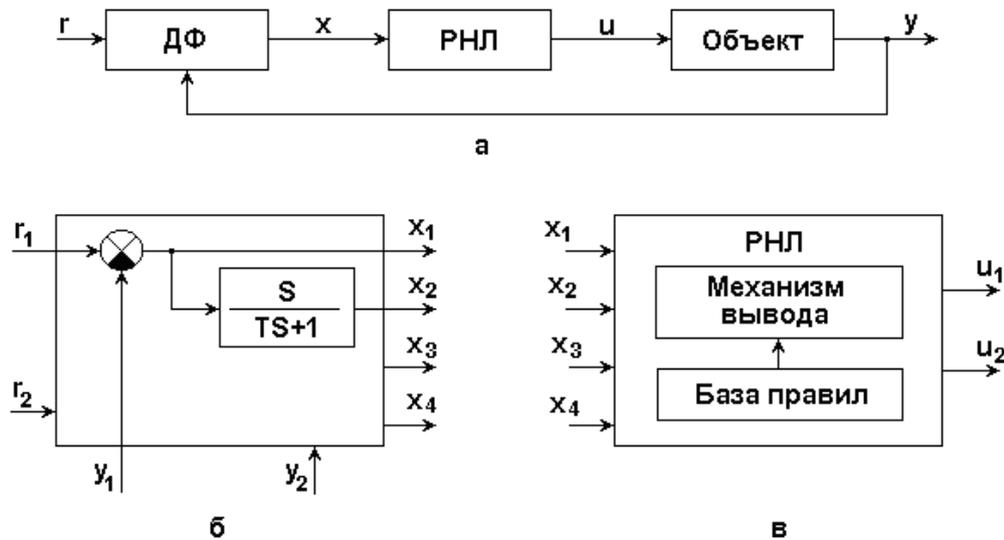


Рис.1.1. Структурная схема системы нечеткого управления.

На рис. 1.1 ДФ - динамический фильтр, выделяющий, помимо сигналов ошибок управления  $x_1=r_1-y_1$  и  $x_3=r_2-y_2$ , производные от этих сигналов  $x_2=\dot{x}_1$  и  $x_4=\dot{x}_3$ ; РНЛ - регулятор на основе нечеткой логики (“нечеткий регулятор”), включающий в себя базу знаний (конкретнее - базу правил) и механизм логического вывода;  $r=(r_1, r_2)^T$ ,  $x=(x_1, x_2, x_3, x_4)^T$ ,  $u=(u_1, u_2)^T$  и  $y=(y_1, y_2)^T$  - соответственно векторы задающих воздействий (уставок), входов и выходов РНЛ, а также выходов объекта управления (т.е. парогенератора); т - операция транспонирования вектора.

В качестве входов и выходов РНЛ выступают:  $x_1=PE$  - отклонение давления в паровом котле ( $y_1$ ) по отношению к его требуемому (номинальному) значению ( $r_1$ );  $x_2=CPE$  - скорость изменения PE;  $x_3=SE$  - отклонение скорости изменения давления ( $y_2$ ) по отношению к его заданному значению ( $r_2$ );  $x_4=CSE$  - скорость изменения SE;  $u_1=HC$  - изменение степени подогрева пара;  $u_2=TC$  - изменение положения дросселя.

Мамдани [2-4] предложил рассматривать эти величины как лингвистические переменные, каждая из которых может принимать одно из следующих значений из множества  $L = \{NB, NM, NS, NO, PO, PS, PM, PB\}$ .

Здесь 1-я буква в обозначении указывает знак числовой переменной и соответствует английскому слову Negative (“отрицательное”) или Positive (“положительное”), 2-я буква говорит об абсолютном значении переменной: Big (“большое”), Middle (“среднее”), Small (“малое”) или O (“близкое к нулю”). Например, символ NS означает “отрицательное малое”.

В процессе работы ИСУ в каждый момент времени используется один из двух нечетких алгоритмов: по первому из них осуществляется регулирование давления в котле путем изменения подогрева пара НС, по второму поддерживается требуемая скорость изменения давления с помощью изменения положения регулирующего дросселя ТС. Каждый из алгоритмов состоит из ряда правил - высказываний, записанных на естественном языке, типа:

“Если отклонение давления в котле большое, отрицательного знака и если это отклонение не убывает с большой или средней по величине скоростью, то степень подогрева пара необходимо сильно увеличить”. Или:

“Если скорость изменения давления чуть ниже нормы и в то же время эта скорость резко растет, то следует изменить положение дросселя на положительную, достаточно малую, величину”. Используя введенные выше обозначения, можно переписать эти правила в следующем виде:

“ЕСЛИ (PE=NB И SPE=NE(NB ИЛИ NM), ТО HC=PB”;

“ЕСЛИ (SE=NO И CSE=PB), ТО TC=PS”.

Реализация предложенных алгоритмов нечеткого управления при этом принципиально отличается от классических (“жестких”) алгоритмов, построенных на основе концепции обратной связи (Feed-back Control) и, по существу, просто воспроизводящих некоторую заданную функциональную зависимость или дифференциальное уравнение. Нечеткий регулятор берет на себя те функции, которые обычно выполняются опытным и умелым обслуживающим персоналом. Эти функции связаны с качественной оценкой

поведения системы, анализом текущей меняющейся ситуации и выбором наиболее подходящего для данной ситуации способа управления объектом. Данная концепция управления получила название опережающего (или упреждающего) управления (Feed-Forward Control).

Блок - схема нечеткого регулятора в общем случае принимает вид, изображенный на рис. 1.2.

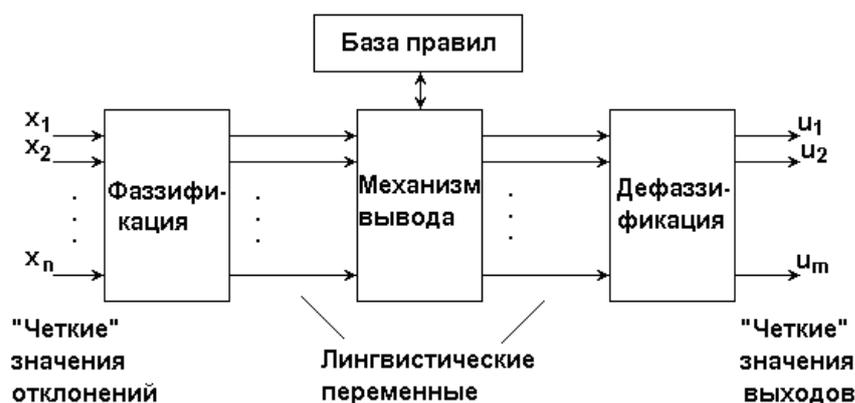


Рис.1.2. Блок-схема нечеткого регулятора.

Как видно из данной схемы, формирование управляющих воздействий  $u_1, u_2, \dots, u_m$  включает в себя следующие этапы:

а) получение отклонений управляемых координат и скоростей их изменения -  $x_1, x_2, \dots, x_n$ ;

б) “фаззификация” этих данных, т.е. преобразование полученных значений к нечеткому виду, в форме лингвистических переменных;

в) определение нечетких (качественных) значений выходных переменных  $u_1, u_2, \dots, u_m$  (в виде функций их принадлежности соответствующим нечетким подмножествам) на основе заранее сформулированных правил логического вывода, записанных в базе правил;

г) “дефаззификация”, т.е. вычисление реальных числовых значений выходов  $u_1, u_2, \dots, u_m$ , используемых для управления объектом.

Особенности выполнения данных этапов рассматриваются в § 1.3.

Помимо представленного на рис. 1.1 варианта “чистого” использования нечеткого управления, существуют и другие варианты построения ИСУ с нечеткими регуляторами [5]. Так, в классической теории регулирования

широкое распространение получило использование ПИД - регулятора, выходной сигнал которого вычисляется по формуле

$$u(t) = K_{\text{п}}e(t) + K_{\text{и}} \int_0^t e(t)dt + K_{\text{д}} \frac{de(t)}{dt},$$

где параметры  $K_{\text{п}}$ ,  $K_{\text{и}}$  и  $K_{\text{д}}$  характеризуют удельный вес соответственно пропорциональной, интегральной и дифференциальной составляющей и должны выбираться исходя из заданных показателей качества регулирования (время регулирования, перерегулирование, затухание переходных процессов). Возможное использование нечеткого регулятора (НР) для автоматической настройки (адаптации) указанных параметров ПИД - регулятора показано на рис. 1.3,а. Другие варианты применения НР - формирование уставок обычных регуляторов (рис. 1.3,б); подключение параллельно ПИД - регулятору (рис. 1.3, в); управление с предварительной оценкой характеристик сигналов (ОХС), получаемых с датчиков, на основе интерпретации их значимости, выделения обобщенных показателей качества и т. п. с последующей обработкой с помощью алгоритмов нечеткой логики (рис. 1.3,г).

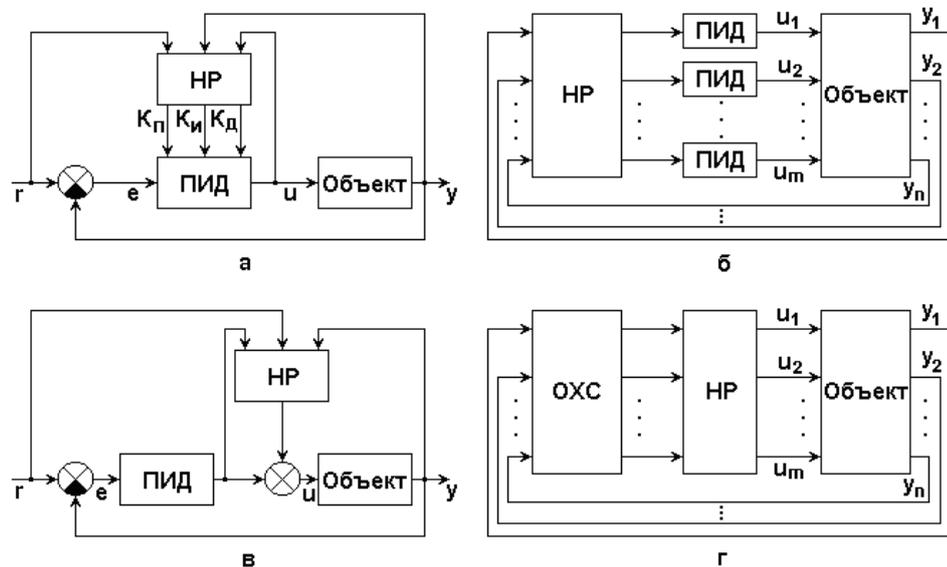


Рис.1.3. Структуры ИСУ с нечеткими регуляторами.

В качестве предпосылок к применению нечетких регуляторов обычно называются: большое число входных параметров, подлежащих анализу (оценке); большое число управляющих воздействий (многомерность);

сильные возмущения; нелинейности; неточности математических моделей программы регулирования; возможность использования технических знаний “know - how”.

Подводя итог сказанному, отметим еще раз те области применения [5,6], в которых использование нечетких регуляторов оказывается более эффективным по сравнению с традиционными алгоритмами управления. Это:

1) приложения, которые пока были не связаны с автоматизацией, требующие применения “know - how”, например, пивоварение (где можно воспользоваться знаниями экспертов с целью повышения качества продукции), подъемные краны (для повышения производительности работ) и т. п.;

2) приложения, в которых математические методы не работоспособны. Это очень сложные процессы, не поддающиеся математическому описанию, для управления которыми можно использовать, наряду с эмпирическими знаниями, также полученную измерительную информацию (например, о ходе химических процессов);

3) приложения, в которых стандартные регуляторы достаточно хорошо работают; однако управление на основе нечеткой логики предлагает в данном случае альтернативный способ решения задач регулирования, возможность работы с лингвистическими переменными, более широкие возможности для оптимизации.

## 1.2. Регуляторы: принципы построения и модификации

### *Классический ПИД-регулятор*

Простейшая система автоматического регулирования с обратной связью показана на рис.1.4. В ней блок  $R$  называют регулятором,  $P$  – объектом регулирования,  $r$  – управляющим воздействием, или уставкой,  $e$  – сигналом рассогласования, или ошибки,  $u$  – выходной величиной регулятора,  $y$  – регулируемой величиной.

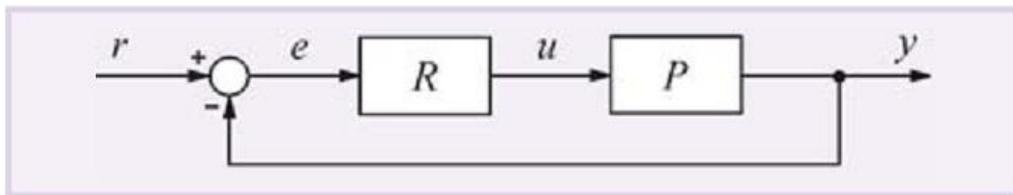


Рис. 1.4. ПИД-регулятор в системе с обратной связью.

Если выходная переменная  $u$  регулятора  $R$  описывается выражением:

$$u(t) = Ke(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (1.1)$$

где  $t$  – время, а  $K$ ,  $T_i$ ,  $T_d$  – пропорциональный коэффициент, постоянная интегрирования и постоянная дифференцирования соответственно, то такой регулятор называют ПИД-регулятором.

В частном случае пропорциональная, интегральная или дифференциальная компоненты могут отсутствовать, и такие упрощённые регуляторы называют И-, П-, ПД- или ПИ-регуляторами.

Распространены также следующие модификации выражения (1.1):

$$u(t) = K_0 \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right), \quad (1.2)$$

$$u(t) = ke(t) + k_i \int_0^t e(t) dt + k_d \frac{de(t)}{dt}. \quad (1.3)$$

Между параметрами, входящими в выражения (1.1)-(1.3), существует простая связь. Однако отсутствие общепринятой системы параметров часто

приводит к путанице. Это нужно помнить при замене одного ПИД-контроллера на другой или использовании программ настройки параметров. Мы будем пользоваться выражением (1.1).

Используя преобразование Лапласа при нулевых начальных условиях, передаточную функцию ПИД-регулятора можно представить в операторной форме:

$$R(s) = K + \frac{1}{T_i s} + T_d s = K \left( 1 + \frac{1}{KT_i s} + \frac{T_d}{K} s \right), \quad (1.4)$$

где  $s$  – комплексная частота.

Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики операторной передаточной функции (1.4) показаны на рис. 1.5. В области нижних частот АЧХ и ФЧХ определяются интегральным членом, в области средних частот – пропорциональным, в области высоких – дифференциальным.

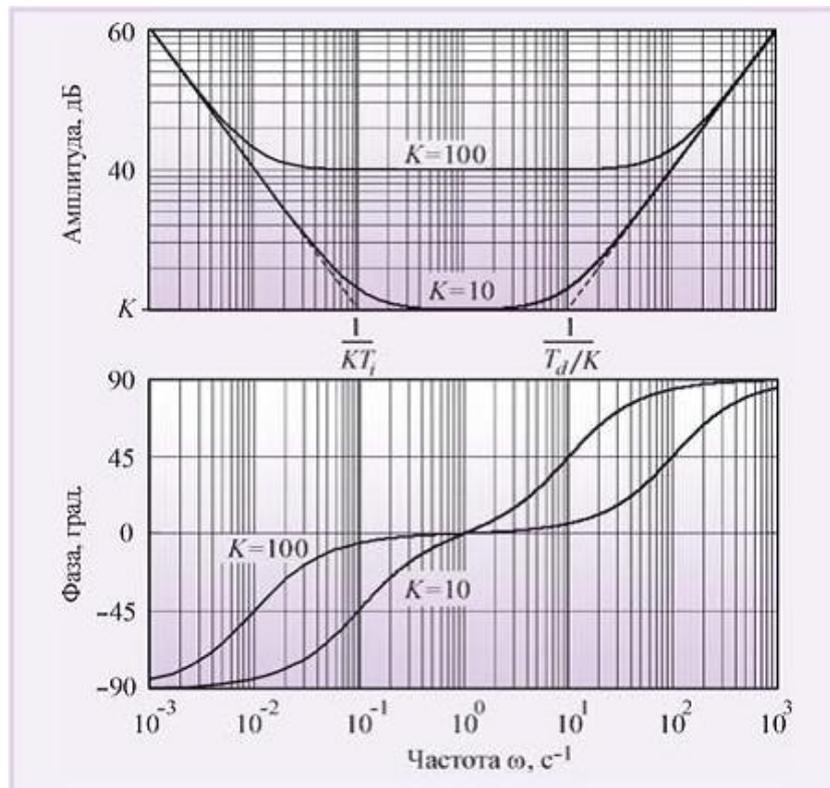


Рис. 1.5. АЧХ и ФЧХ ПИД-регулятора при  $T = 1$  с,  $T = 1$  с,  $K = 10$  и  $K = 100$ .

На систему автоматического регулирования могут воздействовать (рис.1.6) внешние возмущения  $d = d(s)$  и шум измерений  $n = n(s)$ . Внешние возмущения (влияние нагрузки, изменение температуры окружающей среды, ветер, течение воды и т.п.) обычно пространственно распределены по объекту, однако для упрощения анализа их моделируют сосредоточенным источником  $d(s)$ , приложенным ко входу системы. Источник шума  $n(s)$  моделирует погрешность измерений выходной переменной  $y$ , погрешность датчика, а также помехи [7, 8], воздействующие на канал передачи сигнала с выхода системы на её вход.

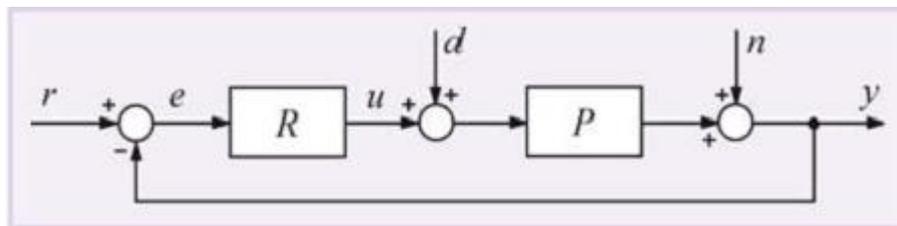


Рис.1.6. ПИД-регулятор в системе с шумом  $n$  и внешними возмущениями  $d$

Вид АЧХ и ФЧХ регулятора определяет его точность и запас устойчивости. С уменьшением интегральной составляющей  $T_i$ , как следует из рис.1.5, увеличивается модуль коэффициента усиления регулятора на низких частотах (то есть при приближении к установившемуся режиму), и поэтому снижается погрешность  $e$ .

С увеличением дифференциальной составляющей  $T_d$  растёт усиление на высоких частотах, что приводит к усилению шумов измерений и внешних возмущений. Поэтому дифференциальную составляющую используют только для улучшения формы переходного процесса в системе, а её практическая реализация обычно содержит фильтр высоких частот.

С ростом пропорционального коэффициента  $K$  увеличиваются модуль петлевого усиления контура регулирования и точность во всём диапазоне частот, однако падает запас по фазе и усилению, что ухудшает робастность и качество регулирования системы, а при дальнейшем увеличении  $K$  (рис.1.7)

возникают периодические колебания (система теряет устойчивость). Влияние шума и помех измерений  $n$  также уменьшается с ростом петлевого усиления и пропорционального коэффициента.

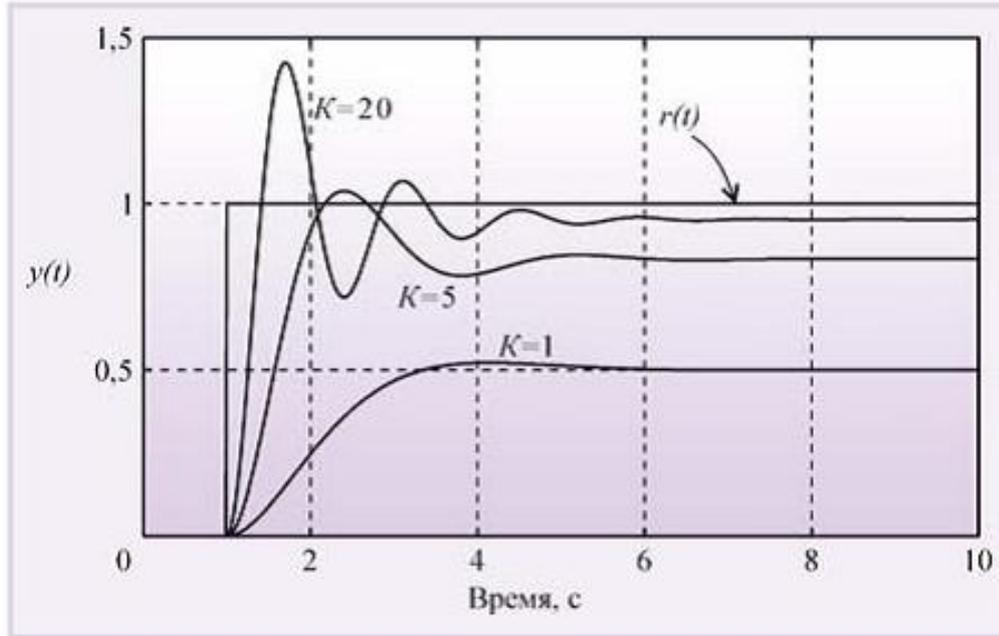


Рис. 1.7. Изменение переменной  $y$  во времени при подаче единичного скачка  $r(t)$  на вход системы при разных  $K$  и  $T_i = \infty$ ,  $T_d = 0$  (П-регулятор).

На рис.1.8 показаны переходные характеристики замкнутой системы с И-регулятором (то есть при  $K = 0$ ,  $T_d = 0$ ) и объектом второго порядка с передаточной функцией

$$P(s) = \frac{1}{(1 + sT)^2}, \quad (1.5)$$

где  $T = 0,1$  с. При больших постоянных интегрирования  $T_i$  переходная характеристика имеет вид, сходный с характеристикой аперодического звена.

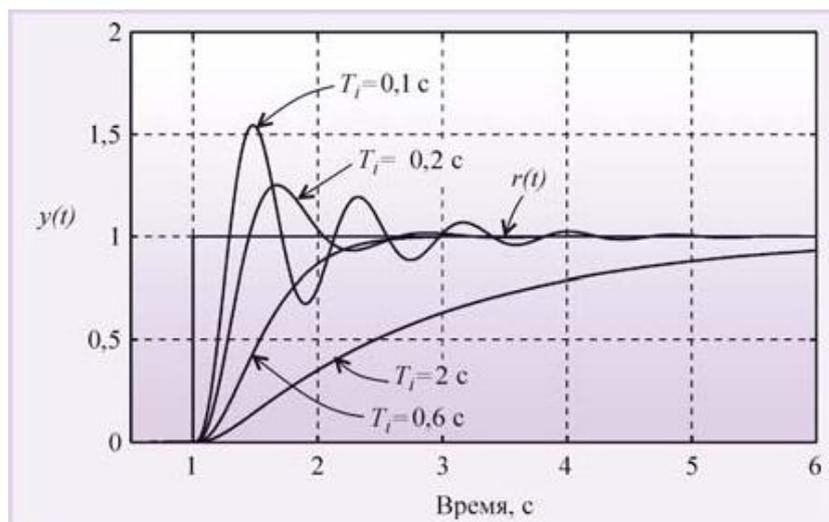


Рис.1.8. Реакция на скачок  $r(t)$  замкнутой системы 2-го порядка (1.5) с И-регулятором при  $T = 0,1$  с и разных  $T_i$ .

С уменьшением  $T_i$  растёт усиление регулятора, и когда на некоторой частоте петлевое усиление контура с обратной связью приближается к 1, в системе появляются колебания.

АЧХ ПИ-регулятора можно получить из рис.1.5, если отбросить правую ветвь АЧХ с наклоном  $+20$  дБ/дек. При этом сдвиг фаз на частотах выше 1 Гц не превысит уровень  $0^\circ$ . Таким образом, ПИ-регулятор имеет два существенных положительных отличия от И-регулятора: во-первых, его усиление на всех частотах не может стать меньше  $K$ , следовательно, увеличивается динамическая точность регулирования; во-вторых, по сравнению с И-регулятором он вносит дополнительный сдвиг фаз только в области низких частот, что увеличивает запас устойчивости замкнутой системы. В то же время, как и в И-регуляторе, модуль коэффициента передачи регулятора с уменьшением частоты стремится к бесконечности, обеспечивая тем самым нулевую ошибку в установившемся режиме. Отсутствие сдвига фаз на высоких частотах позволяет увеличить скорость нарастания управляемой переменной без снижения запаса устойчивости. Однако это справедливо до тех пор, пока пропорциональный коэффициент  $K$

не станет настолько большим, что увеличит усиление контура до единицы на частоте сдвига фаз  $180^\circ$  ( $\omega_{180}$ ).

Переходный процесс в ПИ-регуляторе при разных сочетаниях  $T_i$  и  $K$  показан на рис.1.9 и 10. При  $K = 0$  (рис.1.9) получаем И-регулятор. С ростом пропорционального коэффициента  $K$  появляется дополнительная ошибка во время переходного процесса (см. также рис.1.7), которая при дальнейшем увеличении  $K$  уменьшается, однако при этом снижается запас устойчивости системы, поскольку с ростом  $K$  увеличивается усиление на частоте  $\omega_{180}$ . Это приводит к появлению затухающих колебаний в начале переходного процесса (рис.1.9). Когда величина  $K$  становится достаточно большой для компенсации ослабления сигнала в объекте на частоте  $\omega_{180}$ , в системе появляются незатухающие колебания.

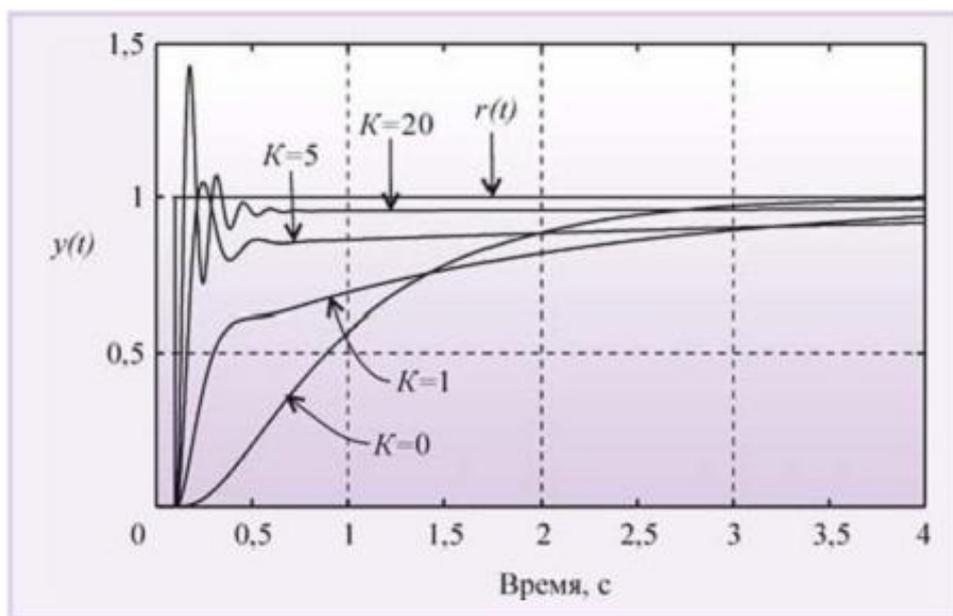


Рис.1.9. Реакция замкнутой системы с ПИ-регулятором на скачок  $r(t)$  при  $T_i = 1$  с для объекта вида (1.5) при  $T = 0,1$  с.

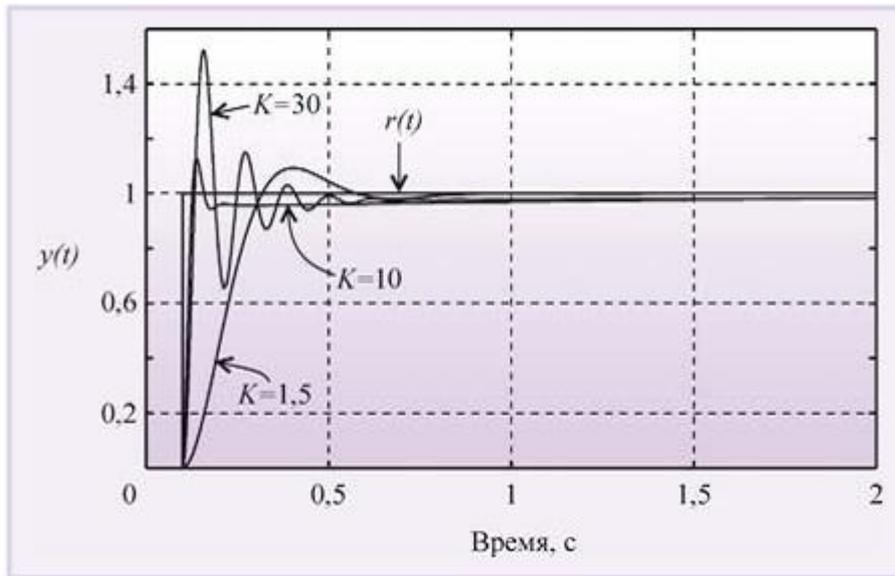


Рис.1.10. Реакция замкнутой системы с ПИ-регулятором на скачок  $r(t)$  при  $T_i = 0,1$  с для объекта вида (1.5) при  $T = 0,1$  с

Пропорциональный коэффициент приводит к увеличению времени установления переходного процесса по уровню 0,99 по сравнению с И-регулятором при тех же  $T_i$  и  $T$  (рис. 6): с ростом  $K$  уменьшается наклон кривой  $y(t)$  при больших  $t$ ; в частности, при  $t = 4$  с кривая  $K = 1$  проходит ниже кривой  $K = 0$ , а кривая  $K = 5$  проходит ещё ниже. Объясняется это следующим.

Уменьшение ошибки  $e$  в ПИ-регуляторе достигается действием одновременно как пропорционального, так и интегрального коэффициентов. Однако пропорциональный коэффициент не может свести ошибку к нулю (рис.1.7). Поэтому оставшаяся ошибка  $e(t)$  уменьшается с течением времени при помощи члена  $\int_0^t e(t)dt$ , который нарастает тем медленнее, чем меньше  $e(t)$ . В итоге введение пропорционального коэффициента, уменьшающего  $e(t)$ , приводит к затягиванию переходного процесса.

В частотной области этот процесс можно объяснить тем, что с ростом  $K$  нуль передаточной функции  $1/KT_i$  смещается влево (рис.1.5), то есть расширяется область частот, где интегральная составляющая пренебрежимо

мала и ПИ-регулятор вырождается в чистый П-регулятор, которому свойственна ошибка в установившемся режиме.

В ПИД-регуляторе присутствует дифференциальный член, который, как следует из рис.1.5, вносит положительный фазовый сдвиг до  $90^\circ$  на частотах выше  $K/T_d$ . Это позволяет обеспечить устойчивость или улучшить качество регулирования системы в случаях, когда это невозможно сделать с помощью ПИ-регулятора. На рис.1.11 показано влияние постоянной дифференцирования на форму отклика замкнутой системы на скачок  $r(t)$ . Уменьшение амплитуды колебаний и увеличение коэффициента затухания с ростом постоянной дифференцирования  $T_d$  объясняется тем, что благодаря положительному наклону АЧХ в области  $\omega > K/T_d$  (рис.1.5) уменьшаются сдвиг фаз в контуре регулирования и петлевое усиление.

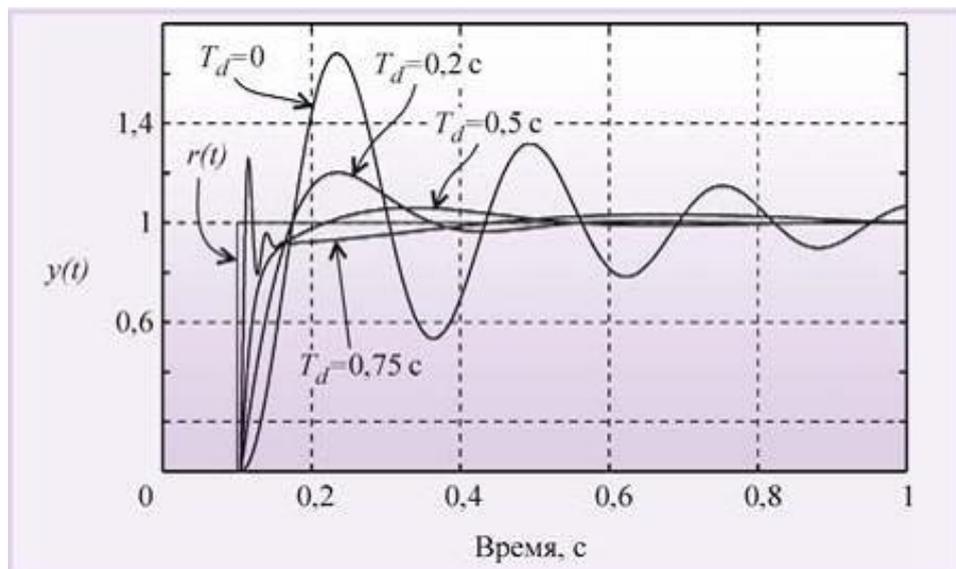


Рис.1.11. Реакция замкнутой системы с ПИД-регулятором на скачок  $r(t)$  при  $T_i = 0,015$  с,  $K = 6$  для объекта вида (1.5) при  $T = 0,1$  с

Дальнейшее увеличение постоянной дифференцирования приводит у росту усиления ПИД-регулятора на высоких частотах при  $\omega > K/T_d$  (рис.1.2). Поскольку фазовый сдвиг, связанный с транспортной задержкой, неограниченно увеличивается с ростом частоты, то в системе даже с

небольшой транспортной задержкой при увеличении  $T_d$  всегда наступает момент, когда петлевое усиление на частоте фазового сдвига  $180^\circ$  превысит единицу. При этом на переходной характеристике замкнутой системы сначала появляются затухающие колебания (рис. 1.11, кривая  $T_d = 0,75$  с), затем при дальнейшем увеличении  $T_d$  система переходит в колебательный режим.

Таким образом, с ростом постоянной дифференцирования запас устойчивости замкнутой системы сначала увеличивается, затем падает.

### *Модификации ПИД-регуляторов*

Наличие в ПИД-регуляторе всего лишь трёх регулируемых параметров ( $K$ ,  $T_i$ ,  $T_d$ ) в ряде случаев оказывается недостаточным для получения заданного качества регулирования, особенно для систем с большой транспортной задержкой  $L$  и для систем, в которых требуются одновременно высокое качество слежения за уставкой и высокое качество ослабления внешних возмущений.

Постоянно растущие требования рынка к качественным показателям ПИД-контроллеров инициируют появление множества новых модификаций ПИД-регуляторов.

#### *Регулятор с весовыми коэффициентами при уставке.*

В классическом ПИД-регуляторе сигнал ошибки  $e$  равен разности между задающим воздействием  $r$  и выходной переменной объекта  $y$ :  $e = r - y$ . Однако качество регулирования можно улучшить, если ошибку вычислять отдельно для пропорциональной, дифференциальной и интегральной составляющих [9,10], (рис. 1.12):

$$e_p = br - y, \quad e_d = cr - \dot{y}, \quad e_i = r - y, \quad (1.6)$$

где  $e_p$ ,  $e_d$ ,  $e_i$  – ошибки для пропорциональной, дифференциальной и интегральной составляющих соответственно;  $b$ ,  $c$  – настроечные весовые коэффициенты.

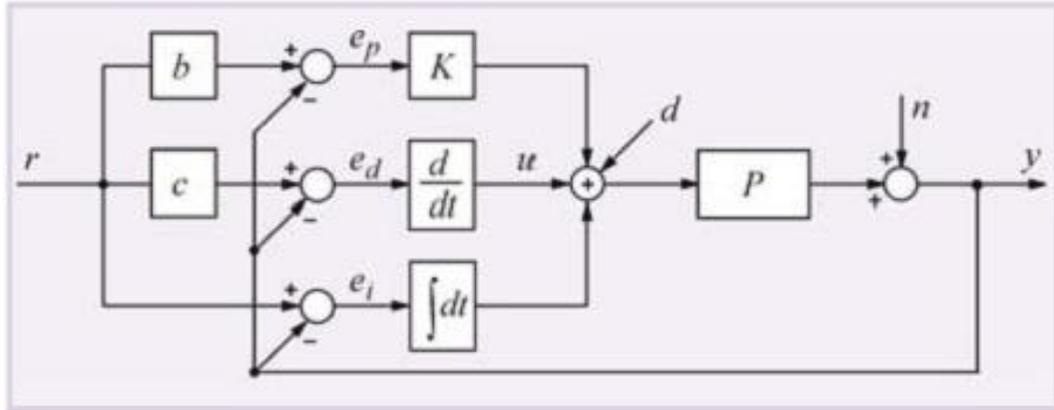


Рис. 1.12. Система, содержащая ПИД-регулятор с весовыми коэффициентами  $b$  и  $c$  при уставке.

Уравнение такого регулятора аналогично (1.1):

$$u(t) = Ke(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (1.7)$$

Отметим, что весовой коэффициент при интегральной составляющей отсутствует, что необходимо для обеспечения нулевой ошибки в установившемся режиме.

Можно доказать, что регулятор, представленный на рис.1.12, полностью эквивалентен регулятору, показанному на рис.1.130, если блок  $R(s)$  является классическим регулятором (1.4), а блок  $F(s)$  имеет передаточную функцию вида:

$$F(s) = \frac{bK + \frac{1}{sT_i} + csT_d}{K + \frac{1}{sT_i} + sT_d}. \quad (1.8)$$

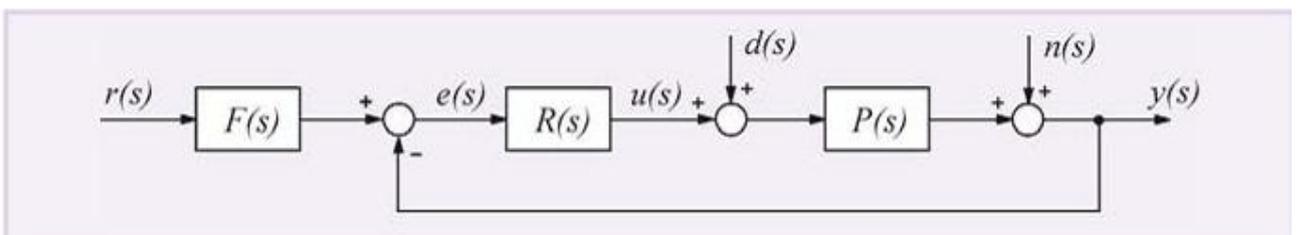


Рис. 1.13. Выделение блока  $F(s)$  в структуре ПИД-регулятора.

Структура полученного регулятора имеет замечательное свойство: блок  $F(s)$  не входит в контур регулирования. Это означает, что робастность, качество регулирования, реакция на шумы и внешние возмущения попрежнему будут определяться только параметрами  $K$ ,  $T_i$ ,  $T_d$ , то есть параметры  $b$  и  $c$  блока  $F(s)$  настраиваются независимо от параметров  $K$ ,  $T_i$ ,  $T_d$ .

Параметры  $b$  и  $c$  определяют вид АЧХ блока  $F(s)$  и позволяют улучшить качество реакции регулятора на изменение уставки  $r(t)$ . На рис.1.14 показана реакция замкнутой системы с описанным регулятором при разных значениях весовых коэффициентов  $b$  и  $c$ . Как видно из рисунка, изменение параметров  $b$  и  $c$  не влияет на отклик системы на шумы  $n(t)$  и внешние возмущения  $d(t)$ .

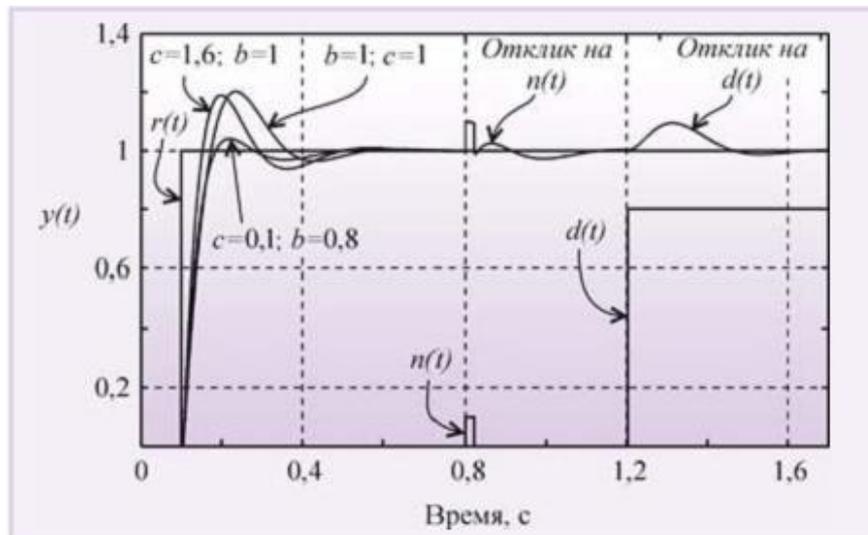


Рис. 1.14. Реакция замкнутой системы с регулятором на скачок  $r(t)$  при  $T_i = 0,015$  с,  $K = 6$ ,  $T_d = 0,2$  с для объекта вида (1.5) при  $T = 0,1$  с,  $L = 0,005$  с (обозначения соответствуют рис.1.13)

Коэффициент  $c$  часто выбирают равным нулю, чтобы избежать дифференцирования случайных резких выбросов в управляющем сигнале  $r(t)$ , если они возможны.

Регулятор при  $b = 0$  и  $c = 0$  иногда называют И(ПД)-регулятором, а при  $b = 1$  и  $c = 0$  – ПИ(Д)-регулятором.

*Регулятор с формирующим фильтром для сигнала уставки*

Дальнейшим усовершенствованием регулятора со структурой, показанной на рис.1.13, является применение фильтра в блоке  $F(s)$ , передаточная функция которого приобретает вид:

$$F(s) = \frac{bK + \frac{1}{sT_i} + csT_d}{K + \frac{1}{sT_i} + sT_d} F_r(s), \quad (1.9)$$

где

$$F_r(s) = \frac{1}{1 + sT_r}. \quad (1.10)$$

Здесь  $T_r$  – постоянная времени фильтра, которую выбирают равной

$$T_r = \frac{1}{\omega_r} \sqrt{m_r^2 - 1}, \quad (1.11)$$

где  $m_r$  – показатель колебательности системы без фильтра.

Пример реакции системы с регулятором, использующим формирующий фильтр, приведен на рис.1.15.

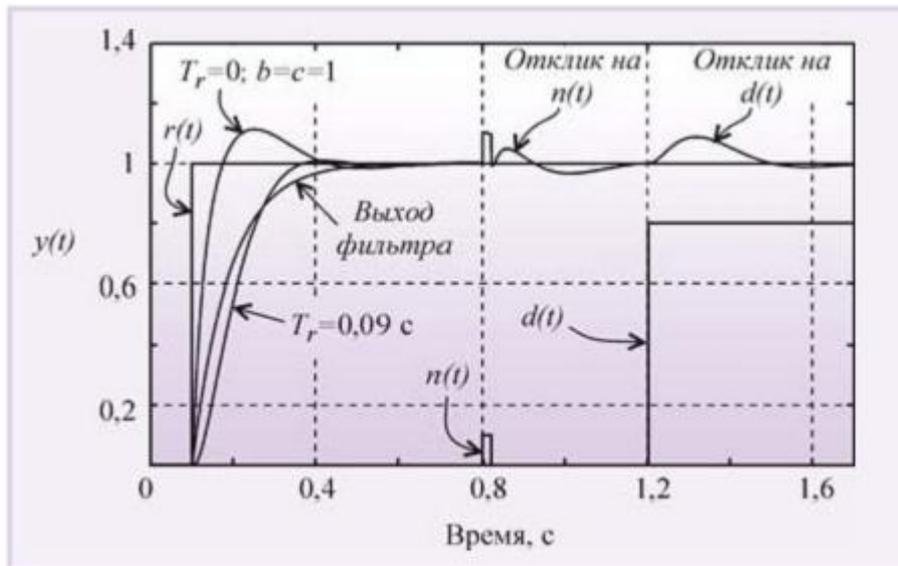


Рис. 1.15. Реакция системы с регулятором, использующим фильтр (1.9) при  $T_r=0,09$  с, на скачок  $r(t)$  при  $T_i=0,015$  с,  $K=6$ ,  $T_d=0,3$  с для объекта вида (1.5) при  $T=0,1$  с,  $L=0,005$  с (обозначения соответствуют рис. 1.13).

*Компенсация внешних возмущений с помощью прямой связи*

Если внешние возмущения, воздействующие на объект управления, можно измерять до того, как они пройдут на выход системы  $y$ , то их влияние можно существенно ослабить с помощью прямой связи. Прямая связь позволяет скомпенсировать погрешность быстрее, чем обратная связь обнаружит ошибку как разность между управляемой величиной и управляющим воздействием.

Ранее мы предполагали, что внешние возмущения приложены ко входу системы. Такое допущение было справедливо при качественном анализе степени подавления возмущений с помощью обратной связи. Однако для компенсации возмущений необходимо идентифицировать передаточную функцию от точки приложения возмущений к выходу системы  $P_d(s)$ . При этом объект управления приобретает второй вход (вход возмущений) и описывается функцией с двумя аргументами  $u(s)$  и  $d(s)$ :

$$y(s) = P(s)u(s) + P_d(s)d(s). \quad (1.12)$$

Одним из вариантов компенсации члена  $P_d(s)d(s)$  является использование принципа прямой связи (разомкнутого управления), как показано на рис.1.16. Здесь  $F_d(s)$  – передаточная функция регулятора с прямой связью.

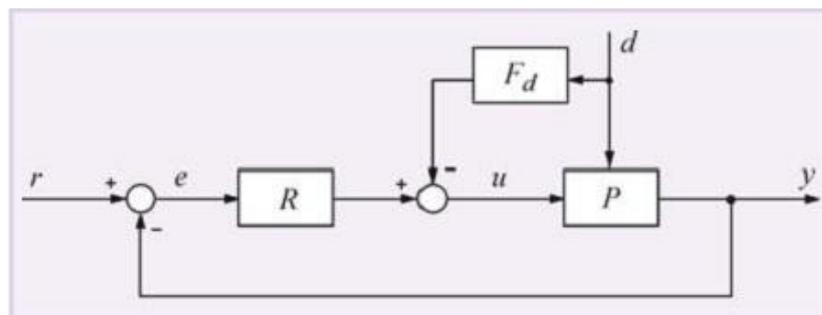


Рис. 1.16. Принцип компенсации возмущающих воздействий с помощью прямой связи.

Уравнение полученной системы можно записать непосредственно по рис. 1.16 с учётом (1.12):

$$y = \frac{P_d - PF_d}{1 + PR} d + \frac{PR}{1 + PR} r. \quad (1.13)$$

Отсюда следует, что уменьшить влияние внешних возмущений можно двумя способами: увеличивая петлевое усиление контура с обратной связью  $PR$  или выбрав  $P_d - PF_d = 0$ , то есть

$$F_d(s) = P^{-1}(s)P_d(s). \quad (1.14)$$

Обращение динамического оператора здесь сопряжено с проблемами, описанными в разделе «Нахождение обратной динамики объекта». В ряде практических случаев бывает достаточно считать, что оператор  $P^{-1}(s) = P_d^{-1}(0)$  статический, и это существенно упрощает его нахождение.

В частном случае, когда точка приложения возмущения совпадает со входом объекта (как на рис.1.6), выражение (1.12) упрощается до  $y(s) = P(s)(u(s) + d(s))$ , и из (1.14) получим  $F_d(s) = 1$ .

Метод прямой связи позволяет скомпенсировать возмущение до того, как оно пройдет через объект. Это существенно увеличивает общее быстродействие системы и исключает её потенциальную неустойчивость.

Примером применения описанного метода является компенсация влияния погодных условий на промышленную теплицу. Для компенсации влияния температуры наружного воздуха, скорости ветра, осадков необходимо установить снаружи теплицы соответствующие датчики и выполнить идентификацию передаточной функции от каждого датчика до точки измерения температуры внутри теплицы, затем найти обратный оператор (1.14) и включить его в структуру регулятора.

Правильно настроенный контроллер с прямой и обратной связью позволяет ослабить влияние нагрузки на управляемую переменную до 10 раз ([www.protuner.com](http://www.protuner.com), Application manual).

Недостатками метода являются невозможность достаточно точной идентификации возмущения и точки его приложения к объекту, поскольку точки распределены в пространстве, а также наличие проблемы, связанной с нахождением обратного оператора.

*Регулятор отношений*

Задача регулирования отношений возникает, когда важно поддерживать не абсолютные значения параметров, а соотношение между ними. Например, если решается задача смешивания компонентов в заданных пропорциях, поддерживается горение с заданным процентным содержанием кислорода в горючей смеси и т.п.

Пример решения данной задачи представлен на рис. 1.17 [10,11].

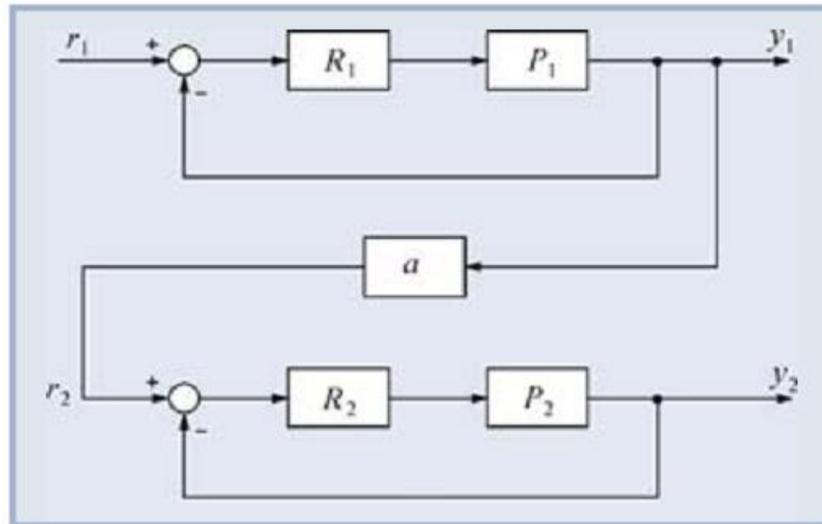


Рис. 1.17. ПИД-регулятор отношений  $y_2/y_1 = a$ .

Первый регулятор поддерживает выходную величину  $y_1$  равной значению уставки  $r_1$ . Значение уставки второго регулятора пропорционально регулируемой величине первого регулятора:  $r_2(t) = ay_1(t)$ . Величина отношения устанавливается блоком  $a$  и может изменяться в соответствии с алгоритмом работы системы. Сигнал желательно брать именно с выхода системы  $y_1$  – это повышает точность, поскольку  $y_1(t)$  отличается от  $r_1(t)$  на величину погрешности, которая в динамике может быть значительной.

Кроме того, величина  $y_1(t)$  всегда изменяется с некоторой задержкой относительно  $r_1(t)$ . Поэтому величина  $y_2(t)$  будет отставать по времени от желаемого значения  $ay_1(t)$ . Смягчить данную проблему позволяет структура, показанная на рис.1.18.

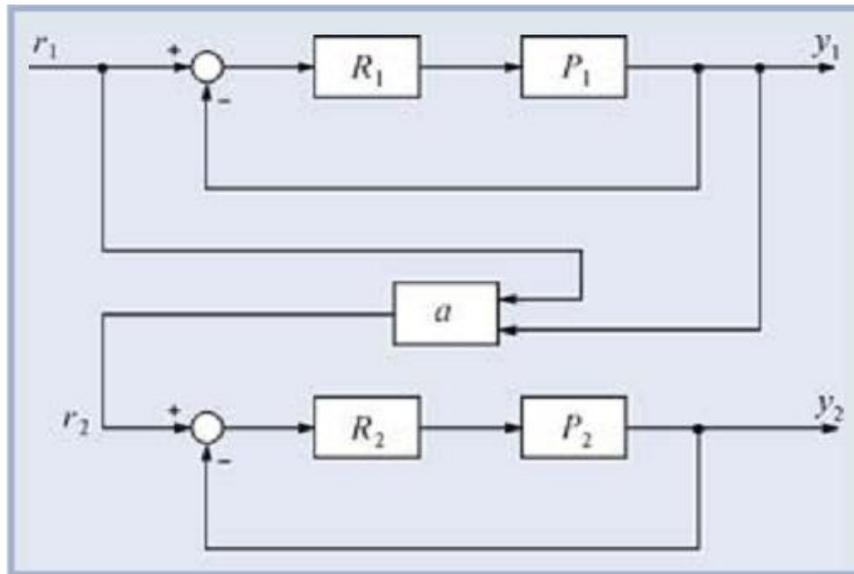


Рис.1.18. ПИД-регулятор отношений  $y_2/y_1 = a$  с увеличенным быстродействием.

Здесь блок  $a$  имеет два входа и описывается выражением:

$$r_2(t) = a[\gamma r_1(t) + (1 - \gamma)y_1(t)],$$

где  $\gamma$  – параметр, определяющий вклад  $r_1(t)$  или  $y_1(t)$  в величину  $r_2(t)$ . При  $\gamma=0$  эта структура идентична структуре, показанной на рис. 1.17.

#### *Регулятор с внутренней моделью*

Если модель  $M(s)$  объекта  $P(s)$  идентифицирована, то можно не рассчитывать параметры ПИД-регулятора, а использовать регулятор с показанной на рис.1.19 структурой [12]. Здесь  $F(s)$  – фильтр, обычно выбираемый с передаточной функцией

$$F(s) = \frac{1}{1 + sT_F}, \quad (1.15)$$

а  $Q$  – обращённая модель объекта, то есть  $Q(s) \approx M^{-1}(s)$ . Знак приближённого равенства стоит потому, что обращение модели редко можно выполнить точно.

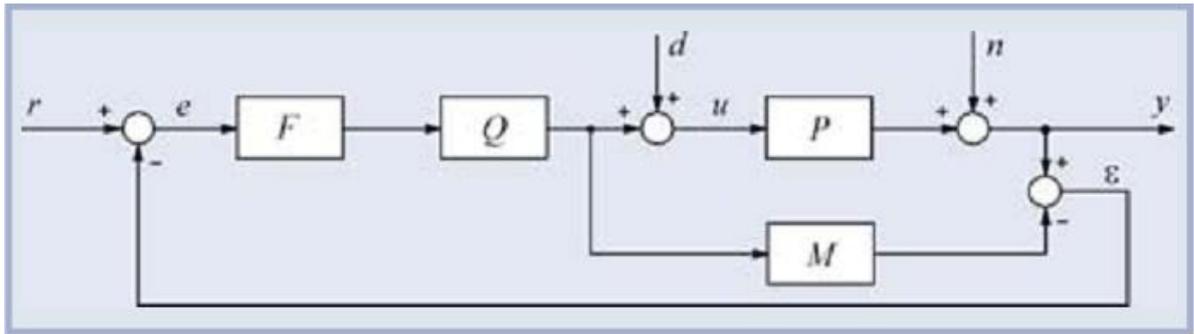


Рис. 1.19. Регулятор с внутренней моделью  $M$  в составе замкнутой системы.

Для описания принципа действия регулятора, представленного на рис.1.19, предположим сначала, что возмущения  $n$  и шумы измерений  $d$  отсутствуют, а модель объекта управления и обращённая модель являются точными, то есть

$$M(s) = P(s), \quad Q(s) = M^{-1}(s). \quad (1.16)$$

Тогда разность между сигналами на выходах процесса и модели равна нулю:  $\varepsilon = 0$ . Но в таком случае  $y = PQFr$ , и учитывая, что  $QP = 1$  в силу (1.16), получим

$$y = Fr. \quad (1.17)$$

Поскольку согласно (1.15) в установившемся режиме  $F(s) = 1$ , то в результате имеем  $y = r$ . Таким образом, регулятор с внутренней моделью точно поддерживает значение уставки в статическом режиме.

Фильтр нижних частот  $F(s)$  в такой структуре с помощью настройки граничной частоты  $1/T_F$  позволяет выбрать компромисс между запасом устойчивости и быстродействием замкнутой системы.

Регулятор, представленный на рис.1.19, путём переноса блока вычисления разности  $\varepsilon$  может быть преобразован в эквивалентную классическую форму ПИД-регулятора (рис.1.6, рис.1.20), где

$$R(s) = \frac{F(s)Q(s)}{1 - F(s)Q(s)M(s)}. \quad (1.18)$$

В общем случае регулятор (1.18) может иметь высокий порядок, который определяется порядком объекта. Для объектов управления первого порядка регулятор с внутренней моделью полностью эквивалентен ПИД-

регулятору, если задержку  $e^{-sL}$  заменить Паде-аппроксимацией первого порядка [9,10].

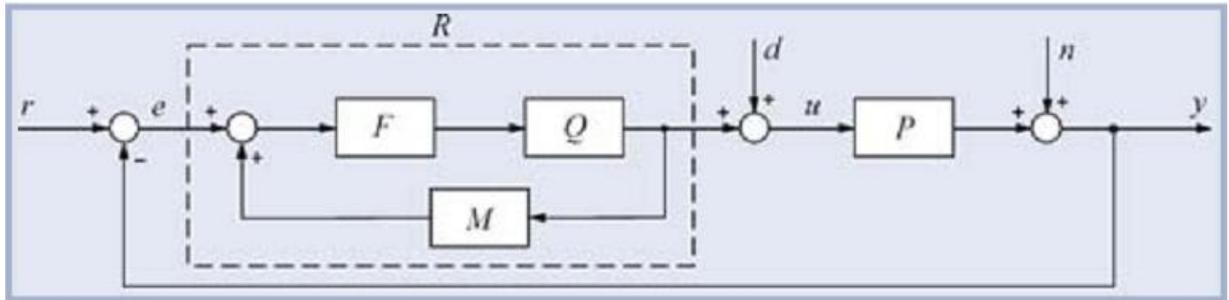


Рис. 1.20. Регулятор с внутренней моделью  $M$  в классической форме представления (с регулятором  $R$ ) в составе замкнутой системы.

Важной особенностью регулятора с внутренней моделью является возможность настройки робастности независимо от выбора остальных параметров регулятора. Для этого выбирают соответствующий фильтр  $F$  или параметр  $T_F$  для фильтра первого порядка (1.15). Регулятор с внутренней моделью может дать очень хорошую реакцию на изменение уставки, однако реакция на внешние возмущения может быть слишком замедленной, поскольку в выражении (1.18) сокращаются нули и полюса передаточной функции [13].

Проектирование регулятора с внутренней моделью происходит следующим образом [12]. Сначала находят и оптимизируют обратную модель  $Q(s)$ , исходя из требований к качеству переходного процесса при изменении уставки и не обращая внимания на робастность. Для получения начального приближения  $Q(s)$  предполагают, что  $M(s) = P(s)$ , и используют методы обращения динамического оператора, описанные в разделе «Нахождение обратной динамики объекта». Единственным ограничением при оптимизации передаточной функции  $Q(s)$  является требование её асимптотической устойчивости. После этого выбирают структуру и параметры фильтра  $F(s)$ , добиваясь требуемой робастности системы при заданном быстродействии. Поскольку в идеальном случае (1.17) свойства замкнутой системы определяются характеристикой выбранного фильтра, его

граничная частота в этом случае определяет быстродействие всей замкнутой системы.

Для объектов, у которых транспортная задержка  $L$  составляет менее 0,25 от доминирующей постоянной времени объекта  $T$ , постоянную времени фильтра приближённо можно выбрать из диапазона  $0,1T < TF < 0,5T$  [12]. Если  $0,25 < L < 0,75$ , то  $T_F \approx 1,5(L+T)$ . Если транспортная задержка ещё больше, то постоянную времени фильтра увеличивают далее, выбирая в качестве начального приближения  $T_F = 3(L+T)$  [12].

Пример реакции системы со встроенной моделью на изменение уставки  $r(t)$ , импульс помехи  $n(t)$  и возмущение  $d(t)$  приведён на рис.1.21.

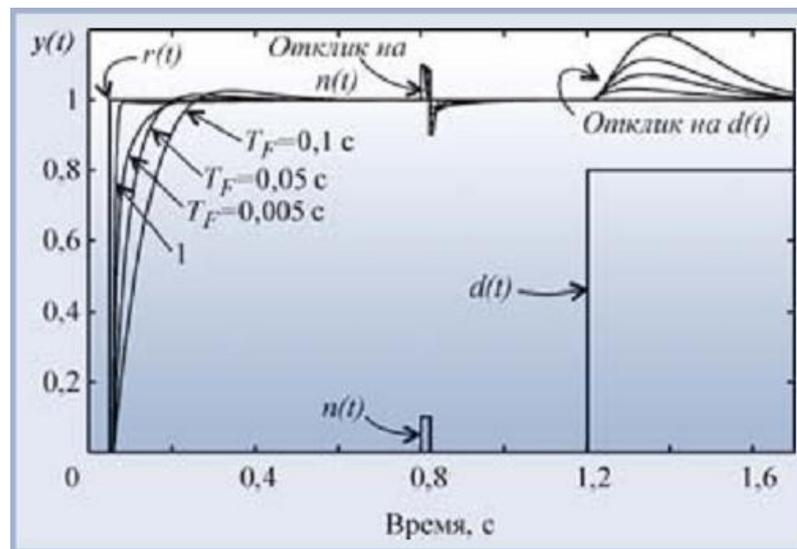


Рис. 1.21. Реакция системы со встроенной моделью на изменение уставки  $r(t)$ , импульс помехи  $n(t)$  и возмущение  $d(t)$  при разных параметрах фильтра  $T_F$

Объект описывается передаточной функцией вида

$$M(s) = \frac{1}{(0,1s + 1)^2} e^{-0,005s}.$$

Модель описывается передаточной функцией

$$M(s) = \frac{0,9}{(0,07s + 1)(0,1s + 1)},$$

то есть модель не точно соответствует объекту. Обратный оператор

$$Q(s) = \frac{0,06s + 1,111}{0,001s + 1}.$$

Отметим, что для обеспечения точности в установившемся режиме должно выполняться соотношение  $Q(0)M(0) = 1$ , поскольку коэффициент передачи регулятора в установившемся режиме должен стремиться к бесконечности (1.18). На рис.1.21 кривая 1 соответствует случаю, когда модель точно соответствует объекту, а постоянная времени фильтра  $T_F = 0,05$  мс. Как видим, повышение точности модели и уменьшение постоянной времени фильтра позволяют существенно увеличить быстродействие системы, однако реакция на возмущающие воздействия при этом изменяется слабо.

### *Нечёткая логика, нейронные сети и генетические алгоритмы*

ПИД-регуляторы, описанные в предыдущих разделах, имеют плохие показатели качества при управлении нелинейными и сложными системами, а также при недостаточной информации об объекте управления. Характеристики регуляторов в этих случаях можно улучшить с помощью методов нечёткой (фаззи-) логики, нейронных сетей и генетических алгоритмов. Перечисленные методы за рубежом называют “soft-computing”, подчеркивая их отличие от “hardcomputing”, состоящее в возможности оперировать с неполными и неточными данными. В одном контроллере могут применяться комбинации перечисленных методов (фаззи-ПИД, нейро-ПИД, нейро-фаззи-ПИД-регуляторы с генетическими алгоритмами).

Основным недостатком нечётких и нейросетевых контроллеров является сложность их настройки (составления базы правил и обучения нейронной сети).

### *Нечёткая логика в ПИД-регуляторах*

Нечёткое управление (управление на основе методов теории нечётких множеств) [14] используется при недостаточном знании объекта управления, но наличии опыта управления им, в нелинейных системах, идентификация которых слишком трудоёмка, а также в случаях, когда по условию задачи

необходимо использовать знания эксперта. Примером может быть доменная печь или ректификационная колонна, математическая модель которых содержит много эмпирических коэффициентов, изменяющихся в широком диапазоне и вызывающих большие затруднения при идентификации [14]. В то же время квалифицированный оператор достаточно хорошо управляет такими объектами, пользуясь показаниями приборов и накопленным опытом.

ПИД-регуляторы с нечёткой логикой в настоящее время используются в коммерческих системах для наведения телекамер при трансляции спортивных событий, в системах кондиционирования воздуха, при управлении автомобильными двигателями, для автоматического управления двигателем пылесоса и в других областях.

Поскольку информация, полученная от оператора, выражена словесно, для её использования в ПИД-регуляторах применяют лингвистические переменные и аппарат теории нечётких множеств, который был разработан Л. Заде в 1965 году [15]. Основная идея этой теории состоит в следующем. Если в теории чётких множеств некоторый элемент (например, температура 50 градусов) может принадлежать множеству (например, множеству «температура горячей воды  $T_{гор.}$ ») или не принадлежать ему, то в теории нечётких множеств вводится понятие функции принадлежности, которая характеризует степень принадлежности элемента множеству.

При этом говорят, например, «температура 50 градусов принадлежит множеству  $T_{гор.}$  со степенью принадлежности 0,264». Функцию принадлежности можно приближённо трактовать как вероятность того, что данный элемент принадлежит множеству [16,17], однако такая интерпретация, хотя и является для инженеров более понятной, не является математически строгой, поскольку существующая теория нечётких множеств не оперирует понятием вероятности.

В 1974 году Мамдани показал возможность применения идей нечёткой логики для построения системы управления динамическим объектом, а годом

позже вышла публикация Мамдани (Mamdani) и Assilian, в которой описывался нечёткий ПИ-регулятор и его применение для управления парогенератором. С тех пор область применения нечётких регуляторов постоянно расширяется, увеличивается разнообразие их структур и выполняемых функций.

Нечёткая логика в ПИД-регуляторах используется преимущественно двумя путями: для построения самого регулятора и для организации подстройки коэффициентов ПИД-регулятора. Оба пути могут использоваться в ПИД-контроллере одновременно.

Одна из наиболее распространённых структур нечёткого регулятора (нечёткого ПИ-регулятора) показана на рис. 1.22.

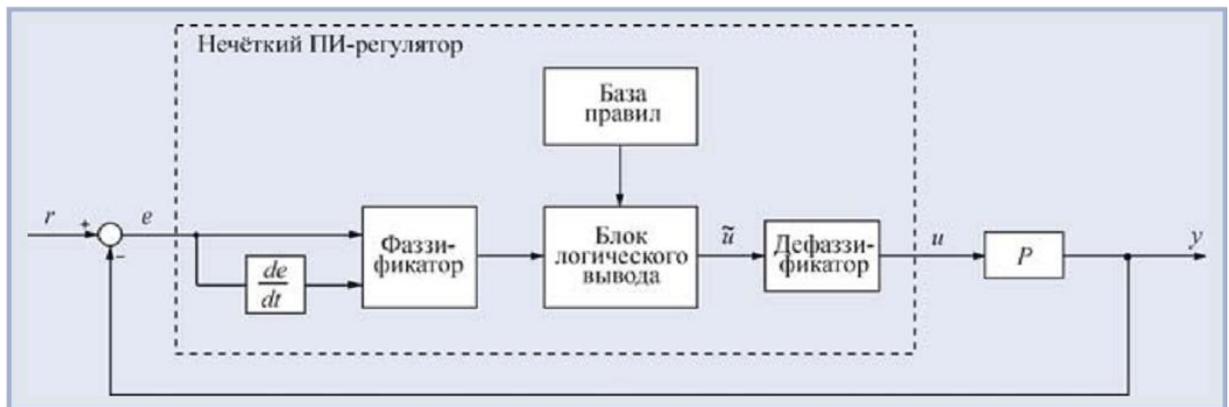


Рис.1.22. Структура нечёткого ПИ-регулятора.

На вход регулятора поступает ошибка  $e$ , которая используется для вычисления производной по времени  $de/dt$ . Обе величины сначала подвергаются операции фаззификации (преобразования в нечёткие переменные, от английского слова fuzzy – нечёткий), затем полученные нечёткие переменные используются в блоке нечёткого логического вывода для получения управляющего воздействия на объект, которое после выполнения операции дефаззификации (обратного преобразования нечётких переменных в чёткие) поступает на выход регулятора в виде управляющего воздействия  $u$ .

*Принципы построения нечёткого ПИ-регулятора*

Для применения методов нечёткой логики прежде всего необходимо преобразовать обычные чёткие переменные в нечёткие. Процесс фаззификации иллюстрируется рис.1.23. Диапазон изменения переменной  $e$  разбивается на множества (подмножества)  $NL$ ,  $NM$ ,  $NS$ ,  $Z$ ,  $PS$ ,  $PM$ ,  $PL$ , в пределах каждого из которых строится функция принадлежности переменной  $e$  каждому из множеств. На рис.1.23 функции принадлежности имеют треугольную (наиболее распространённую) форму, хотя в общем случае они могут быть любыми, исходя из смысла решаемой задачи [14]. Количество множеств также может быть произвольным. Для нечётких множеств существует общепринятая система обозначений:  $N$  – отрицательный (Negative),  $Z$  – нулевой (Zero),  $P$  – положительный (Positive); к этим обозначениям добавляют буквы  $S$  (Small – малый),  $M$  (Medium – средний),  $L$  (Large – большой). Например,  $NL$  – отрицательный большой,  $NM$  – отрицательный средний,  $PL$  – положительный большой. Количество переменных (термов) может быть любым, однако с увеличением их числа существенно возрастают требования к опыту эксперта, который должен сформулировать правила для всех комбинаций входных переменных.

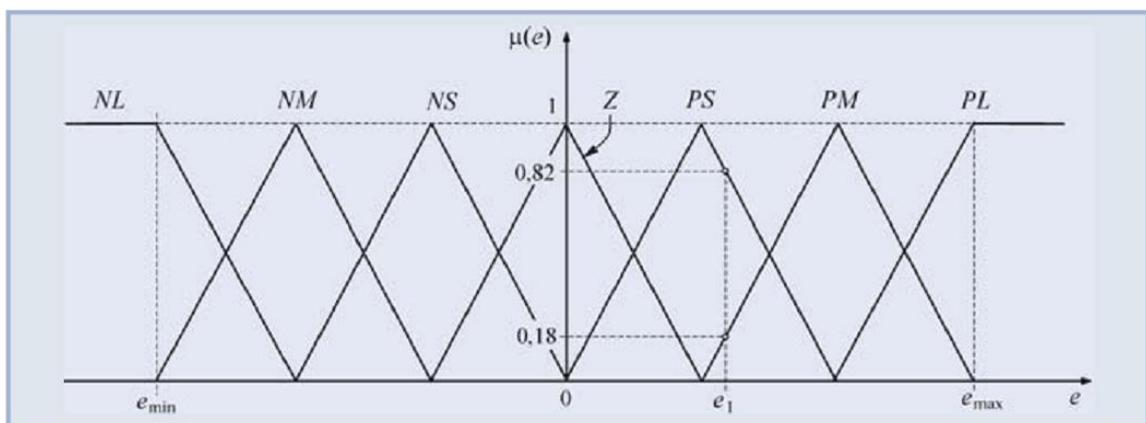


Рис.1.23. Деление области изменения переменной  $e$  на множества  $NL$ ,  $NM$ ,  $MS$  и т.д. с функциями принадлежности  $\mu(e)$  треугольной формы.

Если величина ошибки  $e$  на входе нечёткого регулятора (рис.1.22) равна  $e_1$  (рис.1.23), то соответствующее значение нечёткой переменной будет равно  $PS$  со степенью принадлежности подмножеству  $PS$ , равной  $\mu(e_1) = 0,82$  или будет равно  $PM$  со степенью принадлежности  $\mu(e_1) = 0,18$ . Степень

принадлежности ошибки  $e_1$  другим множествам ( $Z, PL, NS$  и др.) равна нулю. Таким образом, величина ошибки  $e_1$  оказалась преобразованной в нечёткие переменные. Для выполнения функции регулирования над нечёткими переменными должны быть выполнены операции, построенные на основании высказываний оператора, сформулированных в виде нечётких правил. Совокупность нечётких правил и нечётких переменных используется для осуществления нечёткого логического вывода (рис.1.22), результатом которого является управляющее воздействие на объект управления.

Нечёткий вывод выполняется следующим образом. Предположим, что область изменения ошибки  $e$  разделена на множества  $N, Z, P$ , область изменения управляющего воздействия – на множества  $NL, NM, Z, PM, PL$  и что с помощью эксперта удалось сформулировать следующие правила работы регулятора [9]:

- правило 1: если  $e = N$  и  $de/dt = P$ , то  $\tilde{u} = Z$ ,
- правило 2: если  $e = N$  и  $de/dt = Z$ , то  $\tilde{u} = NM$ ,
- правило 3: если  $e = N$  и  $de/dt = N$ , то  $\tilde{u} = NL$ ,
- правило 4: если  $e = Z$  и  $de/dt = P$ , то  $\tilde{u} = PM$ ,
- правило 5: если  $e = Z$  и  $de/dt = Z$ , то  $\tilde{u} = Z$ ,
- правило 6: если  $e = Z$  и  $de/dt = N$ , то  $\tilde{u} = NM$ ,
- правило 7: если  $e = P$  и  $de/dt = P$ , то  $\tilde{u} = PL$ ,
- правило 8: если  $e = P$  и  $de/dt = Z$ , то  $\tilde{u} = PM$ ,
- правило 9: если  $e = P$  и  $de/dt = N$ , то  $\tilde{u} = Z$ .

(1.19)

Приведённые правила часто записывают в более компактной табличной форме (рис.1.24). Используя правила, можно получить значение управляющей переменной  $\tilde{u}$  на выходе нечёткого регулятора. Для этого нужно найти функцию принадлежности переменной  $\tilde{u}$  множеству, образованному в результате выполнения операций вывода над множествами, входящими в систему правил (1.19). Операция И в правилах (1.19) соответствует пересечению множеств, а результат применения всех правил

соответствует операции объединения множеств [14]. Функция принадлежности для пересечения двух множеств, например  $N$  и  $P$  (правило 1), находится как

$$\mu_{e \cap de/dt} = \min(\mu_e, \mu_{de/dt}), \quad (1.20)$$

то есть каждое значение функции принадлежности пересечения множеств равно наименьшему значению из двух, стоящих в выражении (1.20) в круглых скобках [2]. Функция принадлежности для объединения тех же множеств имеет вид [2]:

$$\mu_{e \cup de/dt} = \max(\mu_e, \mu_{de/dt}). \quad (1.21)$$

		$\frac{de}{dt}$		
		$P$	$Z$	$N$
$e$	$N$	$Z$	$NM$	$NL$
	$Z$	$PM$	$Z$	$NM$
	$P$	$PL$	$PM$	$Z$

Рис. 1.24. Представление нечётких правил в табличной форме.

Функции принадлежности, полученные при пересечении или объединении множеств, могут быть определены различными способами, в зависимости от смысла решаемой задачи.

В этом смысле сама теория нечётких множеств тоже является нечёткой. В [1.18] приводится 10 различных определений функции принадлежности для пересечения множеств, но не сказано, какое из них нужно выбрать для решения конкретной задачи. Используют, в частности, более понятную операцию нахождения функций принадлежности в случае пересечения и объединения множеств, имеющую аналогию с правилами умножения и сложения вероятностей:

$$\begin{aligned}\mu_{e \cap de/dt} &= \mu_e \cdot \mu_{de/dt} \\ \mu_{e \cup de/dt} &= \mu_e + \mu_{de/dt} - \mu_e \cdot \mu_{de/dt}.\end{aligned}\quad (1.22)$$

Однако применение первых двух способов нахождения функции принадлежности обычно более предпочтительно, так как при этом сохраняется большинство правил, разработанных для обычных множеств [2].

Функции принадлежности для каждого из множеств  $NL, NM, Z, PM, PL$ , входящих в нечёткую переменную  $\tilde{u}$  в правилах (25), получаются в виде [3,18]:

$$\begin{aligned}\mu_{\Pi_1}(\tilde{u}) &= \min\{\mu_{u_1}(\tilde{u}), \min(\mu_{e_1}(e), \mu_{de/dt_1}(de/dt))\} \\ \mu_{\Pi_2}(\tilde{u}) &= \min\{\mu_{u_2}(\tilde{u}), \min(\mu_{e_2}(e), \mu_{de/dt_2}(de/dt))\} \\ \text{К} \\ \mu_{\Pi_9}(\tilde{u}) &= \min\{\mu_{u_9}(\tilde{u}), \min(\mu_{e_9}(e), \mu_{de/dt_9}(de/dt))\}.\end{aligned}\quad (1.23)$$

Здесь каждое из девяти уравнений соответствует одному из правил (1.19). Результирующая функция принадлежности управляющего воздействия  $\tilde{u}$ , полученная после применения всех 9 правил, находится в соответствии с (1.21) как объединение функций принадлежности всех правил (1.19):

$$\mu(\tilde{u}) = \max\{\mu_{\Pi_1}(\tilde{u}), \mu_{\Pi_2}(\tilde{u}), \text{К} \mu_{\Pi_9}(\tilde{u})\}.\quad (1.24)$$

Теперь, когда получена результирующая функция принадлежности управляющего воздействия  $u$ , возникает вопрос, какое конкретно значение управляющего воздействия нужно выбрать. Если использовать вероятностную интерпретацию теории нечётких множеств, то становится понятно, что такое значение можно получить по аналогии с математическим ожиданием управляющего воздействия в виде:

$$u = \frac{\int_{u_{\min}}^{u_{\max}} \tilde{u} \mu(\tilde{u}) d\tilde{u}}{\int_{u_{\min}}^{u_{\max}} \mu(\tilde{u}) d\tilde{u}}.\quad (1.25)$$

Такой способ дефаззификации является наиболее распространённым, но не единственным. Для построения нечётких регуляторов обычно используют П, И, ПИ, ПД, ПД(И), ПИ(Д) и ПИД-законы регулирования

[1.19]. В качестве входных сигналов для системы нечёткого вывода используют сигнал ошибки, приращение ошибки, квадрат ошибки и интеграл от ошибки [1.19]. Реализация нечёткого ПИД-регулятора вызывает проблемы, поскольку он должен иметь трёхмерную таблицу правил в соответствии с тремя слагаемыми в уравнении ПИД-регулятора, которую чрезвычайно сложно заполнить, пользуясь ответами эксперта. Окончательная настройка нечёткого регулятора или настройка, близкая к оптимальной, до сих пор остаётся трудной задачей. Для этого используются генетические поисковые методы, требующие больших вычислительных ресурсов и времени.

#### *Применение нечёткой логики для подстройки коэффициентов ПИД-регулятора*

Настройка ПИД-регулятора по формулам обычно не является оптимальной и может быть улучшена с помощью дальнейшей подстройки. Подстройка может быть выполнена оператором на основании эвристических правил или автоматически, с помощью блока нечёткой логики (рис.1.25). Блок нечёткой логики (фаззи-блок) использует базу правил и методы нечёткого вывода. Фаззи-подстройка позволяет уменьшить перерегулирование, снизить время установления и повысить робастность ПИД-регулятора [11].

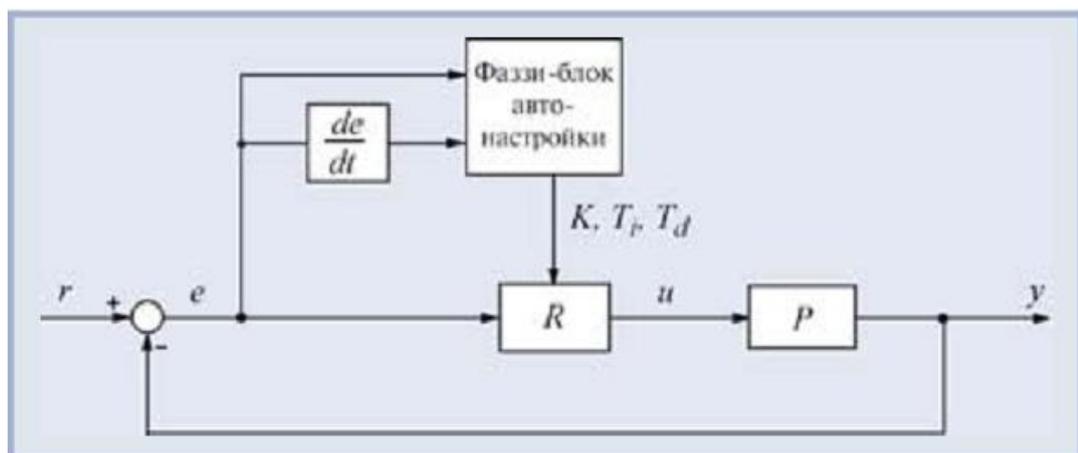


Рис.1.25. Структура ПИД-регулятора с блоком автонастройки на основе нечёткой логики.

Процесс автонастройки регулятора с помощью блока нечёткой логики начинается с поиска начальных приближений коэффициентов регулятора  $K$ ,  $T_i$ ,  $T_d$ . Обычно это делается методом Зиглера-Никольса, исходя из периода собственных колебаний в замкнутой системе и петлевого усиления. Далее формулируется критериальная функция, не обходимая для поиска оптимальных значений параметров настройки методами оптимизации.

В процессе настройки регулятора используется несколько шагов [20]. Сначала выбираются диапазоны входных и выходных сигналов тюнера (блока автонастройки), форма функций принадлежности искомым параметрам, правила нечёткого вывода, механизм логического вывода, метод дефаззификации и диапазоны масштабных множителей, необходимых для пересчёта чётких переменных в нечёткие.

Поиск параметров регулятора выполняется методами оптимизации. Для этого выбирается целевая функция как интеграл от суммы квадратов ошибки регулирования и времени установления. В критерий минимизации иногда добавляют скорость нарастания выходной переменной объекта.

В качестве искомым параметров (параметров, которые надо найти) выбирают положение максимумов функций принадлежности и масштабные коэффициенты на входе и выходе фаззи-блока. К задаче оптимизации добавляют ограничения на диапазон изменения позиции функций принадлежности. Оптимизация критериальной функции может быть выполнена, например, с помощью генетических алгоритмов.

Следует отметить, что в случаях, когда информации достаточно для получения точной математической модели объекта, традиционный регулятор всегда будет лучше нечёткого потому, что при синтезе нечёткого регулятора исходные данные заданы приближённо.

### *Искусственные нейронные сети в ПИД-регуляторах*

Нейронные сети, как и нечёткая логика, используются в ПИД-регуляторах двумя путями: для построения самого регулятора и для построения блока настройки его коэффициентов. Особенностью нейронной сети является способность к «обучению», что позволяет передать нейронной сети опыт эксперта. Регулятор с нейронной сетью похож на регулятор с табличным управлением, однако отличается специальными методами настройки («обучения»), разработанными для нейронных сетей, и методами интерполяции данных.

В отличие от нечёткого регулятора, где эксперт должен сформулировать правила настройки в лингвистических переменных, при использовании нейронной сети от эксперта не требуется формулировки правил – достаточно, чтобы он несколько раз сам настроил регулятор в процессе «обучения» нейронной сети.

Нейронные сети были предложены в 1943 году Мак-Каллоком и Питтсом как результат изучения нервной деятельности и биологических нейронов. Искусственный нейрон представляет собой функциональный блок с одним выходом  $y$  и  $n$  входами  $x_1, x_2, \dots, x_n$ , который реализует в общем случае нелинейное преобразование

$$y = F\left(\sum_{i=1}^n w_i x_i + b\right),$$

где  $w_i$  – весовые коэффициенты (параметры) при входных переменных  $x_i$ ;  $b$  – постоянное смещение;  $F(\bullet)$  – функция активации нейрона. Функция активации может иметь, например, такой вид:  $F(z) = 1/(1 + \exp(-az))$  – сигмоидальная функция с некоторым параметром  $a$ . Нейронная сеть (рис.1.26) состоит из множества связанных между собой нейронов, количество связей может составлять тысячи. Благодаря нелинейности функций активации и большому количеству настраиваемых коэффициентов нейронная сеть может выполнять достаточно точно нелинейное отображение множества входных сигналов во множество выходных.

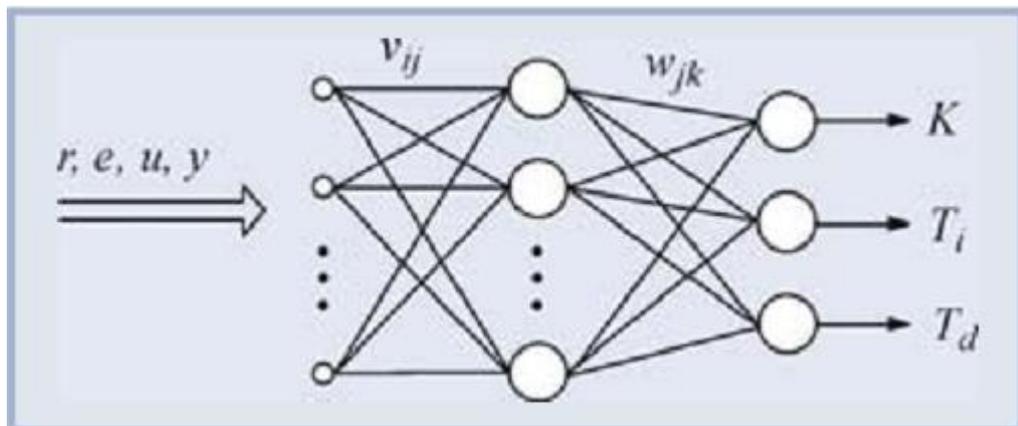


Рис. 1.26. Структура нейронной сети в блоке автонастройки.

Типовая структура системы автоматического регулирования с ПИД-регулятором и нейронной сетью в качестве блока автонастройки показана на рис.1.27 [3,18]. Нейронная сеть  $NN$  в данной структуре играет роль функционального преобразователя, который для каждого набора сигналов  $r$ ,  $e$ ,  $u$ ,  $y$  вырабатывает коэффициенты ПИД-регулятора  $K$ ,  $T_i$ ,  $T_d$ .

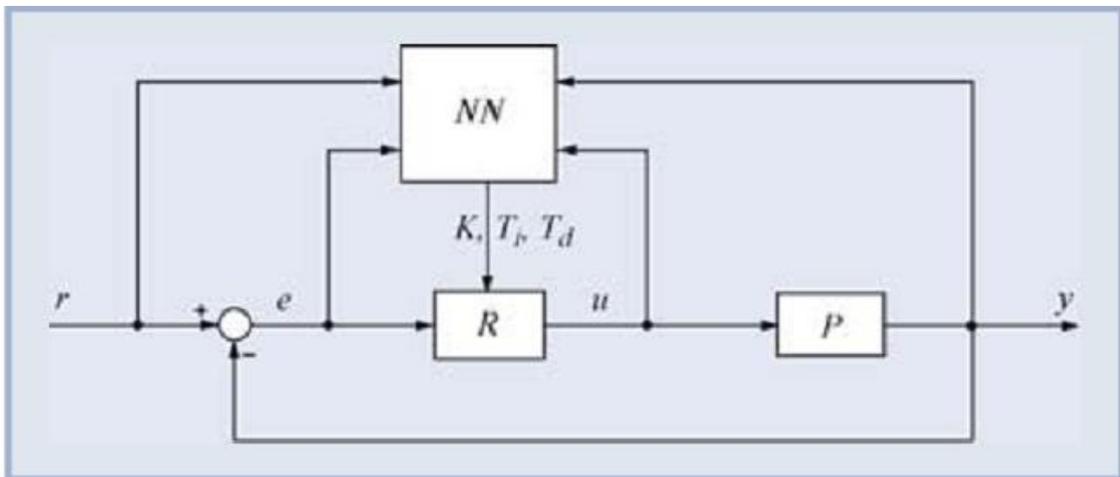


Рис.1.27. Структура ПИД-регулятора с блоком автонастройки на основе нейронной сети  $NN$ .

Самой сложной частью в проектировании регуляторов с нейронной сетью является процедура «обучения» сети. «Обучение» заключается в идентификации неизвестных параметров нейронов  $w_i$ ,  $b$  и  $a$ . Для «обучения» нейронной сети обычно используют методы градиентного поиска минимума

критериальной функции  $\varepsilon = (u^* - u)^2$ , зависящей от параметров нейронов. Процесс поиска является итерационным, на каждой итерации находят все коэффициенты сети, сначала для выходного слоя нейронов, затем предыдущего и так до первого слоя (метод обратного распространения ошибки) [3,18]. Используются также другие методы поиска минимума, в том числе генетические алгоритмы, метод моделирования отжига, метод наименьших квадратов.

Процесс «обучения» нейронной сети выглядит следующим образом (рис.1.28). Эксперту предоставляют возможность подстраивать параметры регулятора  $K, T_i, T_d$  в замкнутой системе автоматического регулирования при различных входных воздействиях  $r(t)$ . Предполагается, что эксперт умеет это делать с достаточным для практики качеством. Временные диаграммы (осциллограммы) переменных  $r^*, e^*, u^*, y^*$ , полученные в подстраиваемой экспертом системе (рис.1.28а), записываются в архив и затем подаются на нейронную сеть, подключённую к ПИД-регулятору (рис.1.28 б). Нейронная сеть настраивается таким образом, чтобы минимизировать погрешность  $\varepsilon = (u^* - u)^2$  между сигналом  $u^*$ , полученным с участием эксперта, и сигналом  $u$ , полученным в процессе «обучения» нейронной сети. После выполнения процедуры «обучения» параметры нейронной сети заносятся в блок автонастройки. В соответствии с теорией нейронных сетей «обученная» нейронная сеть должна вести себя так же, как и эксперт, причём даже при тех входных воздействиях, которые не были включены в набор сигналов, использованных при «обучении».

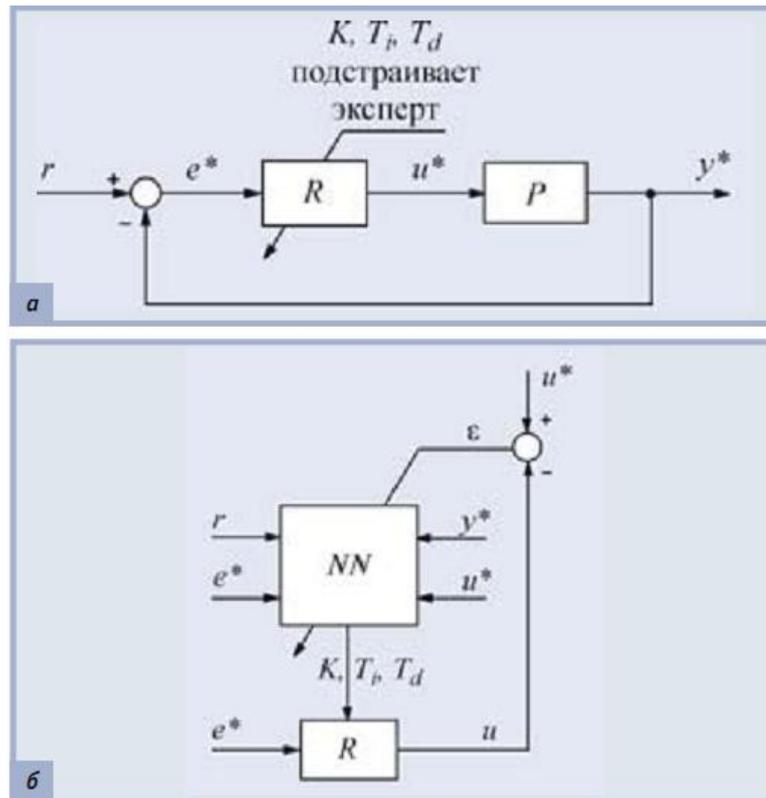


Рис.1.28. Схема «обучения» нейронной сети в блоке автонастройки:  
 а – система управления, подстраиваемая экспертом; б – нейронная сеть, «обучаемая» с помощью сигналов, которые получены в представленной на рис.1.28 а системе.

Длительность процесса «обучения» является основной преградой на пути широкого использования методов нейронных сетей в ПИД-регуляторах [12]. Другими недостатками нейронных сетей являются невозможность предсказания погрешности регулирования для воздействий, которые не входили в набор обучающих сигналов, а также отсутствие критериев выбора количества нейронов в сети, длительности «обучения», диапазона и количества обучающих воздействий. Ни в одной из публикаций не исследовалась робастность или запас устойчивости регулятора.

### *Генетические алгоритмы*

Генетические алгоритмы являются мощным методом оптимизации, позволяющим найти глобальный оптимум быстрее, чем другие методы

случайного поиска. Существенным их достоинством является отсутствие проблем со сходимостью и устойчивостью. Эти методы используются для идентификации моделей объектов управления, для поиска оптимальных параметров регулятора, для поиска оптимальных положений функций принадлежности в фаззи-регуляторах и для «обучения» нейронных сетей. Чаще всего генетические алгоритмы используются совместно с нейронными сетями и регуляторами с нечёткой логикой.

Недостатком генетических алгоритмов является большое время поиска экстремума, что не позволяет их использовать в быстродействующих системах реального времени.

Генетические алгоритмы основаны на принципах естественного отбора, сформулированных Дарвиным в 1859 году. Идею генетических алгоритмов применительно к решению математических задач сформулировал Дж. Холланд в 1962 году. В генетических алгоритмах используются понятия генов, хромосом, скрещивания, мутация, селекции, репродукции. Основной идеей генетических алгоритмов является прямое подобие принципу естественного отбора, когда выживают наиболее приспособленные особи.

Для применения генетических алгоритмов необходимо преобразовать переменные, фигурирующие в условии задачи, в генетические переменные. Такое преобразование задаётся схемой кодирования. Переменные могут быть представлены в двоичной форме, в форме действительных десятичных чисел или в другой форме, в зависимости от смысла решаемой задачи.

Классический генетический алгоритм состоит из следующих шагов [3,18].

1. Выбор исходной популяции хромосом размера  $N$ .
2. Оценка приспособленности хромосом в популяции.
3. Проверка условия остановки алгоритма.
4. Селекция хромосом.

5. Применение генетических операторов.

6. Формирование новой популяции.

7. Переход к пункту 2.

Для работы алгоритма нужно задать нижнюю и верхнюю границы изменения искомых параметров, вероятность скрещивания, вероятность мутации, размер популяции и максимальное количество поколений.

Исходная популяция хромосом генерируется случайным образом. Приспособленность хромосом оценивается с помощью целевой функции в кодированной форме. Далее хромосомы с лучшей приспособленностью собираются в группу, в пределах которой выполняются генетические операции скрещивания или мутации. Скрещивание позволяет получить от двух родителей перспективного потомка. Оператор мутации вносит изменения в хромосомы. В случае двоичного кодирования мутация состоит в изменении случайного бита в двоичном слове.

Пример кодирования трёх коэффициентов ПИД-регулятора для применения в генетических алгоритмах приведён на рис.1.28 [20,21]. Здесь хромосома состоит из трёх параметров общей длиной 48 бит. Операция скрещивания состоит в обмене генетическим материалом между хромосомами (родителями) для того, чтобы получить новую хромосому (потомка). Существует много различных форм операторов скрещивания. Один из них состоит в том, что в двух родительских хромосомах случайным образом выбирается некоторая позиция (рис.1.30), затем происходит обмен генетической информацией, расположенной справа от выбранной позиции [21]. После выполнения генетического алгоритма производят декодирование генетического представления результата в инженерные величины.

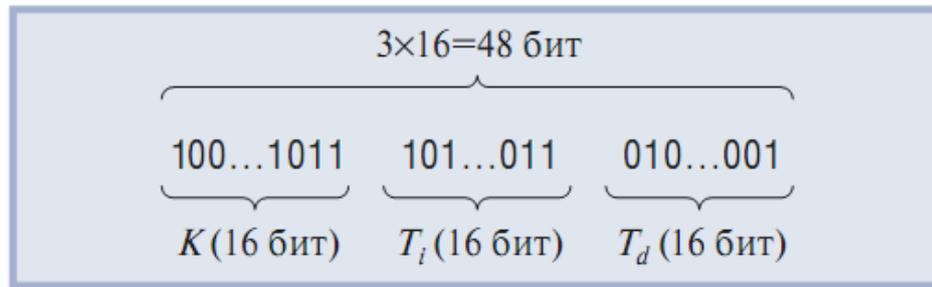


Рис.1.29. Пример кодирования коэффициентов регулятора для использования в генетическом алгоритме.

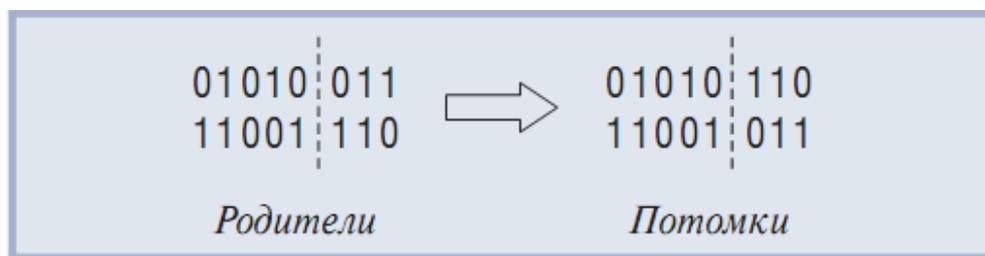


Рис.1.30. Пример операции скрещивания.

Оценка приспособленности хромосом в популяции для оценки коэффициентов ПИД-регулятора может быть выбрана, к примеру, как

$$J = 1 / \int_0^t |e(t)| dt,$$

где  $e(t)$  – текущее значение ошибки регулирования,  $t$  – время [20, 213]. Селекция хромосом осуществляется методом рулетки. На колесе рулетки имеются секторы, причём ширина сектора пропорциональна функции приспособленности. Поэтому чем больше значение этой функции, тем более вероятен отбор соответствующей ей хромосомы.

В работе [22] генетические алгоритмы используются как для идентификации объекта управления, так и для настройки параметров ПИД-регулятора. В обоих случаях схема применения алгоритма одинакова: составляется критериальная функция, зависящая в первом случае от параметров объекта управления, во втором – от параметров ПИД-регулятора

$K$ ,  $T_d$ ,  $T_i$ . Далее с помощью генетического алгоритма отыскивается глобальный минимум функции, координатами которого являются искомые параметры объекта или ПИД-регулятора.

В работе [23] поиск оптимальных параметров ПИД-регулятора выполнялся генетическим алгоритмом со следующими параметрами: размер популяции – 20, максимальное количество поколений – 100, вероятность скрещивания – 0,9, вероятность мутации – 0,1, диапазон изменения параметров 0...40.

Таким образом, если объект управления нелинеен, сложен и не может быть идентифицирован, но имеются эвристические правила или опыт ручного управления таким объектом, то решить задачу управления можно с помощью фаззи- или нейросетевого регулятора. Для поиска оптимальных значений параметров ПИД-регуляторов и идентификации объектов управления с успехом используются генетические алгоритмы.

### 1.3. Процедура синтеза нечетких регуляторов

Обобщенная процедура синтеза нечетких алгоритмов управления может быть сформулирована следующим образом:

1. Определяется множество целей, которые ставятся перед системой. (Какие конечные результаты преследует создание системы?)

2. Уточняются множества входных и выходных переменных регулятора. (Какие координаты объекта должны наблюдаться и какие управляющие воздействия должны изменяться, для того чтобы достичь поставленных целей?)

3. Перечисляются возможные ситуации в работе системы. (Как должны выбираться лингвистические переменные и какие значения (термы) они могут принимать?)

4. Формируется база правил. (Какой набор правил отражает желаемые изменения состояния системы?)

5. Производится выбор методов фаззификации.

6. Конкретизируются механизм вывода и методы дефаззификации. (По каким зависимостям входы нечеткого регулятора должны преобразовываться в его управляющие воздействия?).

Рассмотрим особенности применения данной процедуры на следующем примере, представляющем прежде всего методический интерес. Пусть структурная схема ИСУ соответствует рис.1.1, т. е. нечеткий регулятор используется для непосредственного (прямого) управления объектом. Тогда:

1. Цель синтеза - создание “хорошего” регулятора, обеспечивающего малое перерегулирование, высокое быстродействие и слабую колебательность (т. е. быстрое затухание) переходных процессов.

2. Входные величины регулятора - сигнал ошибки  $e=r-u$  и сигнал ее производной  $ce=de(t)/dt$ , выход - управляющее воздействие  $u$ .

3. Для того чтобы выработать стратегию управления, обратимся к рис.1.31, на котором показан график переходной функции системы  $y(t)$ , т. е. ее реакции на единичное ступенчатое воздействие  $r(t)$ .

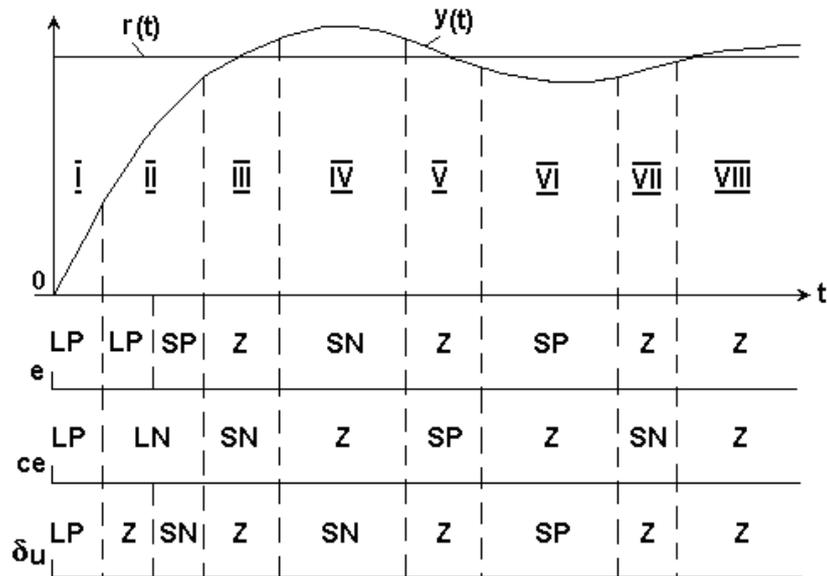


Рис.1.31. График переходной функции системы.

Разобьем график  $y(t)$  на следующие характерные участки: I - “Начало переходного процесса”: ошибка  $e_k$  велика, скачок скорости ее изменения  $se_k$ ; резко увеличить управляющее воздействие  $\delta u_{k-u_{k-1}}$ ; II - “Продолжать движение”: ошибка  $e_k$  велика, но убывает; поддерживать управление  $u_k$  на прежнем уровне или слегка уменьшить; III, V, VII - “Достигли уровня уставки”: ошибка  $e_k$  около нуля, скорость ее изменения достаточно мала; сохранить управление  $u_k$ ; IV, VI - “Достигли локального максимума (минимума)”: ошибка  $e_k$  невелика, скорость ее изменения  $se_k$  около нуля; незначительно уменьшить (или увеличить)  $u_k$ ; VIII - “Достигли установившегося состояния”: ошибка  $e_k$  и скорость ее изменения  $se_k$  около нуля; сохранить управление  $u_k$ .

Здесь  $e_k$ ,  $se_k$  и  $u_k$  - значения сигнала ошибки, скорости ее изменения и управляющего воздействия в  $k$ -й момент времени  $t_k$  ( $k=0,1,2,\dots$ );  $\delta u_k = u_k - u_{k-1}$ .

4. Введем следующие обозначения: LP - “большое положительное” (large positive); SP - “малое положительное” (small positive); Z - “около нуля”

(zero); SN - “малое отрицательное”(small negative); LN - “большое отрицательное”(large negative);

Тогда правила формирования сигнала управления можно записать в следующем виде (см. соответствующие пояснения на рис.1.31):

ПРАВИЛО I: “ЕСЛИ ( $e_k = LP$  и  $ce_k = LP$ ), ТО  $\delta u_k = LP$ ”;

ПРАВИЛО II: “ЕСЛИ ( $e_k = LP$  и  $ce_k = LN$ ), ТО  $\delta u_k = Z$ ”;

ИЛИ “ЕСЛИ ( $e_k = SP$  и  $ce_k = LN$ ), ТО  $\delta u_k = SN$ ”;

ПРАВИЛО III: “ЕСЛИ ( $e_k = Z$  и  $ce_k = SN$ ), ТО  $\delta u_k = Z$ ”;

ПРАВИЛО IV: “ЕСЛИ ( $e_k = SN$  и  $ce_k = Z$ ), ТО  $\delta u_k = SN$ ”;

ПРАВИЛО V: “ЕСЛИ ( $e_k = Z$  и  $ce_k = SP$ ), ТО  $\delta u_k = Z$ ”;

ПРАВИЛО VI: “ЕСЛИ ( $e_k = SP$  и  $ce_k = Z$ ), ТО  $\delta u_k = SP$ ”;

ПРАВИЛО VIII: “ЕСЛИ ( $e_k = Z$  и  $ce_k = Z$ ), ТО  $\delta u_k = Z$ ”.

(Правило VII отсутствует в данном перечне, т.к. номер правила здесь совпадает с номером участка кривой переходного процесса на рис.1.31, а лингвистические переменные  $e$ ,  $ce$  и  $\delta u$  на участке VII принимают те же значения, что и на участке III).

Как видно, приведенный алгоритм управления представляет собой нечеткий, “расписанный по шагам” вариант реализации ПИД - алгоритма.

Для рассматриваемого случая, когда нечеткий регулятор имеет 2 входа и 1 выход, удобно представить данный алгоритм управления с помощью так называемой таблицы решений (decision table) (табл.1.1).

Таблица 1.1

$e_k$	LP	Z				LP
	SP	SN		SP		
	Z		Z	Z	Z	
	SN			SN		(SP)
	LN					(Z)
		LN	SN	Z	SP	LP
		$ce_k$				

Данная таблица заполняется следующим образом. На пересечении  $i$ -й строки и  $j$ -го столбца записывается требуемое значение выходной

переменной  $\delta u_k$ , соответствующее  $i$ -му значению (терму)  $e_k$  и  $j$ -му значению  $ce_k$ .

Анализ полученной таблицы решений показывает, что предложенный выше набор правил I ч VIII не является функционально полным (таблица содержит большое число пустых клеток). Для заполнения недостающих клеток необходимо проанализировать большое число ситуаций управления. Например, возможен “инвертированный” вариант реализации Правила II:

“ЕСЛИ ( $e_k = LN$  и  $ce_k = LP$ ), ТО  $\delta u_k = Z$ ” ИЛИ

“ЕСЛИ ( $e_k = SN$  и  $ce_k = LP$ ), ТО  $\delta u_k = SP$ ”,

что позволяет внести в таблицу решений 2 дополнительных элемента (обведены в табл.1.1 пунктирными окружностями).

Очевидно, что увеличение размерности таблицы решений приводит не только к определенным трудностям с точки зрения пополнения (доопределения) системы правил принятия решений, но и связано с возрастанием вычислительных затрат при работе регулятора. Поэтому на практике рекомендуется принимать число значений (уровней квантования) каждой лингвистической переменной равным 3 ч7.

5. Как уже отмечалось, выбор функций принадлежности во многом остается предметом интуиции и опыта разработчика. Вместе с тем определенные рекомендации относительно решения данной задачи можно найти в [3,4,14].

Существуют стандартные формы задания функций принадлежности (рис.1.32): треугольная (а), трапецеидальная (б), S - типа, или функция “фильтра”(в), Z - типа (г), колоколообразная (д). Для того чтобы выбрать, например, функцию принадлежности, приведенную на рис.1.32, а, достаточно задать 2 ее параметра - центральную точку  $x^*$  (“прототип” соответствующего нечеткого множества) и ширину  $2\Delta$  перехода от принадлежности этому множеству к непринадлежности ему (т.е., по существу, меру “нечеткости” значения  $x=x^*$ ). И хотя зачастую это бывает

непросто сделать (существует даже специальное понятие “сверхнечеткие множества” - “ultrafuzzy sets”, когда положение самой функции принадлежности является нечетким и ее границы  $\pm\Delta$  определяются с помощью дополнительно вводимых лингвистических переменных [2,4]), опытный эксперт так или иначе всегда может выбрать искомые параметры в соответствии со своими представлениями о решаемой задаче.

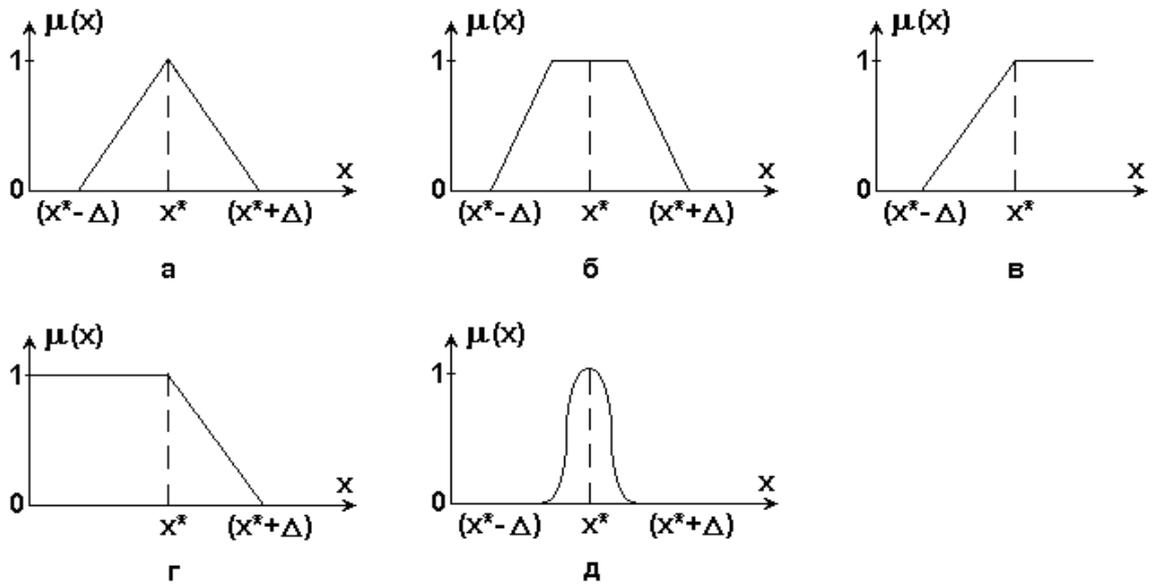


Рис.1.32. Формы функций принадлежности.

Для рассматриваемого здесь примера синтеза нечеткого регулятора можно принять следующую форму функций принадлежности (рис.1.33).

По оси абсцисс в данном случае откладываются нормализованные значения переменных  $\bar{e}, \bar{ce}, \bar{\delta u}$ , полученные путем деления  $e, ce$  и  $\delta u$  на соответствующие максимальные значения  $|e|_{\max}, |ce|_{\max}, |\delta u|_{\max}$ .

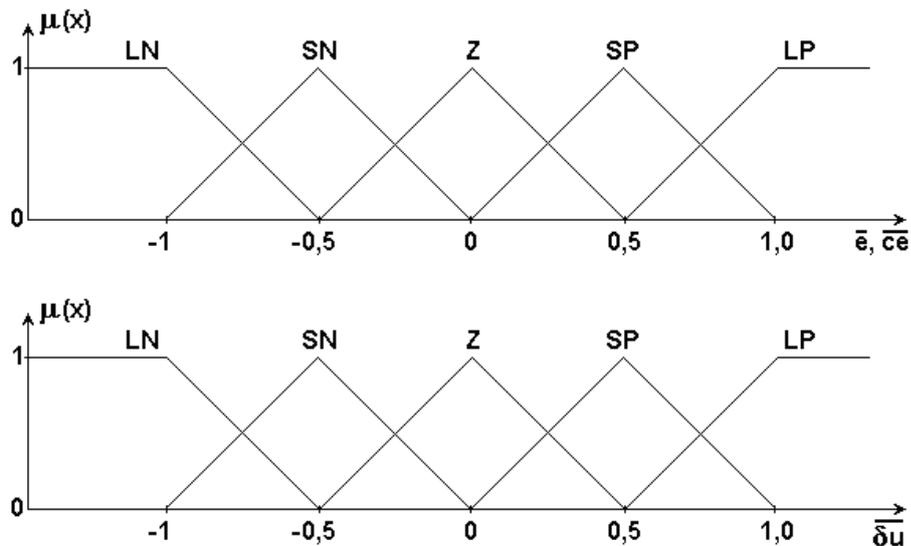


Рис.1.33. Функции принадлежности лингвистических переменных.

6<sup>0</sup>. В качестве механизма вывода обычно используется метод Максимума - Минимума или метод Максимума - Произведения. В общем случае первый из этих методов осуществляет переход от условных лингвистических правил вида «ЕСЛИ  $x \in A_i$ , ТО (ЕСЛИ  $y \in B_i$ , ТО  $z \in C_i$ )» к функции принадлежности переменной  $z$   $i$ -му подмножеству  $C_i$ :

$$\mu_i(z) = \min\{\mu_{A_i}(x), \mu_{B_i}(y), \mu_{C_i}(z)\}.$$

Если используется набор из  $n$  нечетких правил, то результирующая функция принадлежности выхода  $\mu(z)$  находится путем объединения  $n$  нечетких подмножеств  $C_i$ :

$$\mu(z) = \mu_{\cup C_i}(z) = \max \mu_i(z).$$

По форме полученной функции принадлежности выхода при этом можно оценить качество сформулированных правил управления. Так, функция принадлежности вида 1 (рис.1.34) указывает на наличие одного доминирующего правила управления. Функция принадлежности 2 указывает, что имеются, по крайней мере, два противоречивых правила. Функция принадлежности 3 указывает, что не имеется подходящих правил для вычисления управления  $\delta u$  (т.е. недостает каких-то правил).

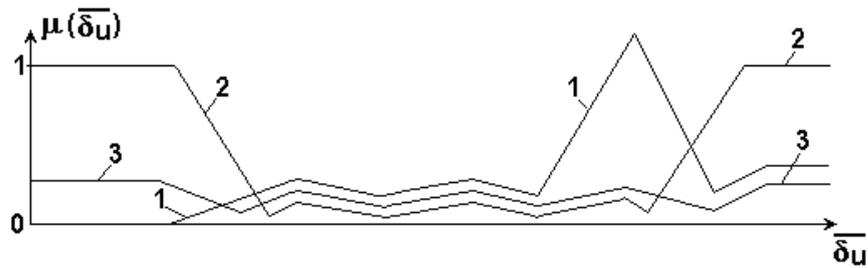


Рис.1.34. Оценка качества правил управления.

Для дефаззификации чаще всего используется метод центра тяжести. Однако, вычисляя положение центра тяжести  $(\delta u)_0$  для полученного графика функции принадлежности  $\mu(\delta u)$ , следует учитывать факт пересечения носителей нечетких подмножеств  $\delta u$ . Поэтому каждый раз в процессе дефаззификации приходится пересчитывать значение управляющего воздействия  $(\delta u)_0$ , что приводит к увеличению времени на вычисления.

Процедура дефаззификации существенно упрощается, если значения выходной лингвистической переменной  $\delta u$  заданы с помощью нескольких одноточечных нечетких подмножеств (singletons), например, как это сделано на рис.1.35, а.

Допустим, что полученная на основе механизма вывода функция принадлежности  $\mu(\delta u)$  принимает вид (рис.1.35, б), где высоты отдельных подмножеств (линий) определяются уровнями активизации соответствующих правил управления (уровнями выполнения условий “ЕСЛИ” этих правил). Тогда вычисление координаты центра тяжести  $(\delta u)_0$  производится по формуле)

$$(\delta u)_0 = \frac{\sum_{i=1}^5 \delta u_i^* \mu_{B_i}(\delta u)}{\sum_{i=1}^5 \mu_{B_i}(\delta u)},$$

где  $\mu_{B_i}(\delta u)$  - функции принадлежности одному из одноточечных нечетких подмножеств  $B_i$  (т.е. LN, SN, Z, SP, LP);  $\delta u_i$  - числа-носители этих подмножеств. Для рассматриваемого на рис.1.35, б случая имеем

$$(\bar{\delta u})_0 = \frac{-1 \cdot 0,2 - 0,5 \cdot 0,2 + 0,5 \cdot 0,8 + 1,0 \cdot 0,5}{0,2 + 0,2 + 0,3 + 0,8 + 0,5} = 0,3.$$

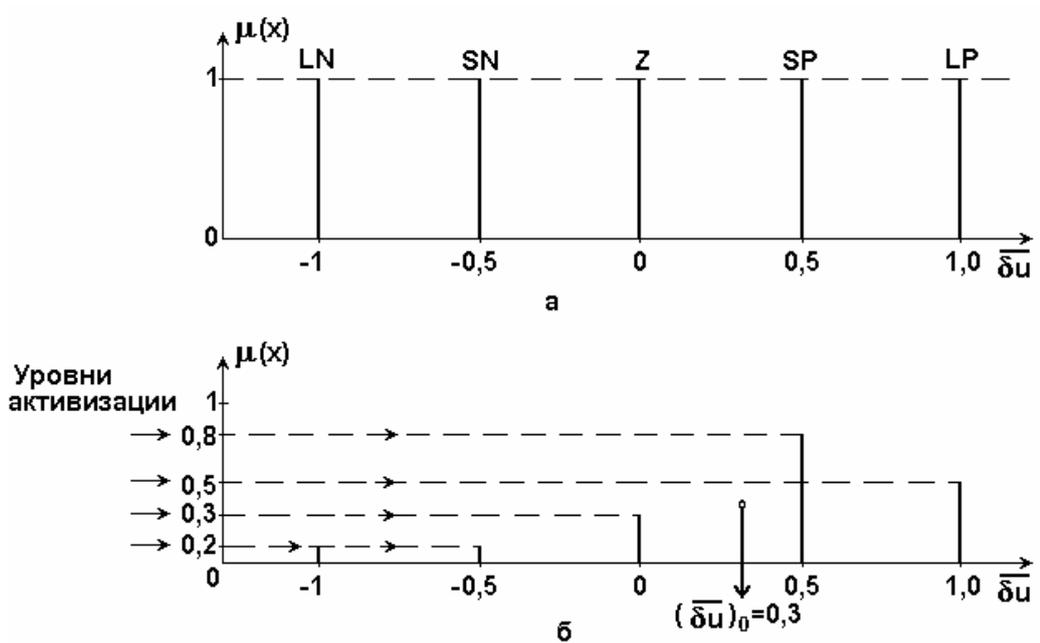


Рис.1.35. Процедура дефаззификации для однотоочечных нечетких подмножеств.

Эксперименты показывают, что полученные нечеткие системы, даже при сделанных выше упрощениях, являются робастными (т.е. мало чувствительными к различного рода возмущениям) и что эти упрощения не оказывают существенного влияния на качество результатов.

## ГЛАВА II. АЛГОРИТМЫ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА НЕЙРО-НЕЧЕТКИХ РЕГУЛЯТОРОВ НА БАЗЕ АППАРАТА ТЕОРИИ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СИСТЕМ

### 2.1. Проектирование нечетких регуляторов на основе искусственных нейронных сетей

---

Как уже отмечалось, главное преимущество нечетких регуляторов - возможность управления сложными объектами с плохо изученной динамикой на основе методов, базирующихся на знаниях. Идея нечеткого управления при этом сводится к моделированию поведения человека - эксперта, способного управлять объектом, не зная его математической модели. Эксперт формулирует свои действия по управлению в виде некоторых лингвистических правил, представляемых затем с помощью аппарата нечеткой логики. Однако сам переход от лингвистических правил к их количественному представлению является недостаточно формализованным и зависит, в частности, от произвольного выбора формы функций принадлежности. Поскольку качество нечеткого регулятора существенно зависит от изменения формы функций принадлежности, то необходима оптимизация (подстройка) параметров этих функций.

Новые возможности для решения этой проблемы открываются в связи с применением искусственных нейронных сетей (artificial neural networks). Объединение нечетких и нейронных сетей позволяет создать качественно новый класс регуляторов, называемых нейро-нечеткими (neuro-fuzzy) или нечетко-нейронными (fuzzy-neuro) и играющих все более заметную роль в интеллектуальном управлении [5]. Эти регуляторы сочетают указанные выше достоинства нечетких алгоритмов с положительными качествами нейронных сетей (универсальность, высокое быстродействие, способность к обучению,

устойчивость к отказам). Некоторые из дополнительных функций, реализуемых в ИСУ с помощью нейронных сетей, уже рассматривались в 4.1.3.

Поскольку вопросы проектирования нейронных сетей (НС) представляют собой самостоятельный интерес, ограничимся лишь самыми первыми (элементарными) сведениями, дающими представление о данном классе моделей (более подробную информацию по НС можно найти, например, в [27-30]). Первоначально НС предполагалось использовать для моделирования деятельности человеческого мозга. Сегодня они получили широкое применение в технике - для решения задач распознавания образов, прогнозирования, оптимизации, обработки сигналов при наличии больших шумов, управления в реальном времени.

Существует несколько типов НС, которые могут использоваться в системах управления. На рис. 4.16 приведена распространенная структурная схема НС, предложенная еще в 1958 г. нейробиологом из Корнеллского университета (США) Ф. Розенблаттом и получившая название многослойного персептрона (multilayer perceptron). (Кстати, и здесь не обошлось без пессимистов: известный математик и кибернетик Марвин Мински из Массачусетского технологического института в 1969 г. написал книгу, где раскритиковал персептроны как вещи, “вплотную примыкающие к бесполезным”).

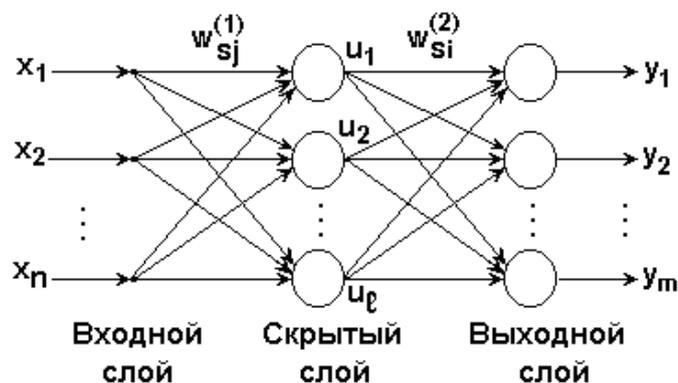


Рис.4.16. Структурная схема НС.

На структурной схеме выделены три слоя, два из которых включают в себя большое число нейронов (neurons), представляющих собой однотипные, простейшие, взаимодействующие друг с другом узлы обработки информации. Второй слой НС, называемый скрытым (или промежуточным) слоем, связан с входными сигналами  $x_1, x_2, \dots, x_n$  - элементами входного слоя - посредством связей (синапсов) с определенными весовыми коэффициентами  $w_{sj}^{(1)}$ , ( $s=1,2,\dots, l$ ;  $j=1,2,\dots, n$ ).

Модель нейрона скрытого слоя имеет следующий вид (рис. 4.17, а).

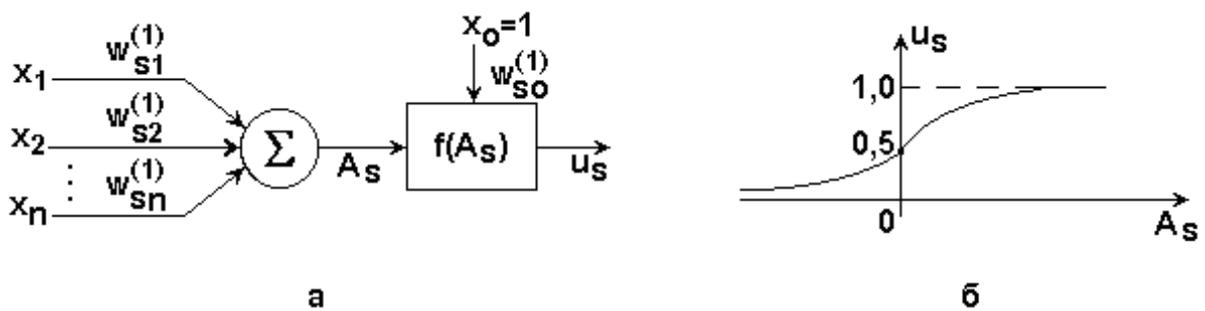


Рис.4.17. Модель нейрона и виз функции  $f(A_s)$

Сигнал  $u_s$  здесь вычисляется с помощью формулы

$$u_s = f(A_s) = f\left(\sum_{j=0}^n w_{sj}^{(1)} x_j\right),$$

где  $x_j$  ( $j=1, 2, \dots, n$ ) - входы НС;  $x_0=1$  - константа (постоянный вход);  $w_{sj}^{(1)}$  - настраиваемые коэффициенты (веса);  $A_s$  - взвешенная сумма входных величин НС;  $f(A_s)$  - нелинейная функция, выбираемая в значительной степени произвольно. На рис. 4.17, б приведена так называемая функция активации нейрона - «сигмоидная» функция  $f(A_s)$ , обладающая следующими свойствами:  $f(A_s)$  - неотрицательная, монотонно возрастающая функция, принимающая асимптотически значения 1 при  $A_s \rightarrow \infty$  и 0 при  $A_s \rightarrow -\infty$ ;  $f(0)=0,5$ . Пример аналитического выражения для функции  $f(A_s)$ :

$$f(A_s) = \frac{1}{1 + \exp(-A_s)}.$$

Аналогичной структурой обладают нейроны, расположенные в выходном слое НС. Поведение этих нейронов описывается уравнением

$$y_i = f\left(\sum_{s=0}^l w_{is}^{(2)} u_s\right), (i = 1, 2, \dots, m),$$

где  $u_0=1$  - константа;  $w_{is}^{(2)}$  - весовые коэффициенты (веса соответствующих связей - синапсов);  $l$  и  $m$  - соответственно число нейронов в скрытом и выходном слое. Общее число искусственных нейронов в современных технических НС достигает  $10^4$  (человеческий мозг содержит около  $10^{11}$  нейронов и более чем  $10^{15}$  связей между ними).

Основное свойство НС - возможность изменять свои характеристики в желаемом направлении (за счет изменения весовых коэффициентов  $w_{sj}^{(1)}, w_{is}^{(2)}$ ) в процессе обучения. Сам процесс обучения протекает следующим образом. На входы НС подаются обучающие данные  $x_1, x_2, \dots, x_n$ , для которых известны желаемые (эталонные) реакции НС -  $y_1^*, y_2^*, \dots, y_m^*$ . Далее определяются фактические выходные реакции сети  $y_1, y_2, \dots, y_m$  на эти данные и вектор ошибки  $e=(e_1, e_2, \dots, e_m)^T$ , компоненты которого представляют собой разности между фактическими и желаемыми значениями выходов НС:  $e_i=y_i^* - y_i, (i=1, 2, \dots, m)$ .

Составляется функция  $E = \sum_{i=1}^m e_i^2$  равная сумме квадратов указанных ошибок, и процесс повторяется. В результате для каждого рассматриваемого ( $k$ -го) набора из  $(m+n)$  обучающих данных  $(x_{1k}^*, x_{2k}^*, \dots, x_{nk}^*; y_{1k}^*, y_{2k}^*, \dots, y_{mk}^*)$  получаем  $k$ -е значение суммарной квадратичной ошибки

$$E_k = \sum_{i=1}^m [y_{ik}^* - y_{ik}]^2.$$

Цель настройки весовых коэффициентов  $w_{sj}^{(1)}, w_{is}^{(2)}$  - уменьшение суммарной ошибки  $E$ , для чего обычно используется градиентный метод оптимизации. Согласно этому методу, значения конкретного весового коэффициента  $W$  на  $(k+1)$ -м и  $k$ -м цикле оптимизации связаны между собой следующим соотношением:

$$W_{k+1} = W_k - \alpha \cdot \frac{\partial E}{\partial W} = W_k - \alpha \cdot \frac{\partial E_k}{\partial W_k},$$

где параметр  $\alpha$  влияет на скорость сходимости процесса (обычно рекомендуется  $0,1 < \alpha < 1,0$ );  $\Delta E_k = E_k - E_{k-1}$ ;  $\Delta W_k = W_k - W_{k-1}$ . Используя алгоритм (4.5) для адаптации коэффициентов  $w_{sj}^{(1)}$ ,  $w_{is}^{(2)}$  на достаточно большом числе обучающих данных, можно добиться малых значений суммарной квадратичной ошибки  $E$ , т.е. хорошего совпадения фактических и эталонных реакций НС.

Существуют различные варианты алгоритмов адаптации весовых коэффициентов НС, из которых наиболее распространенным является метод обратного распространения (Back Propagation) [5, 27-30]. Для реализации изложенных алгоритмов можно использовать, например, параллельные вычисления на транспьютерах, что позволяет выявить достоинства НС в полном объеме. Основные проблемы построения НС, решаемые зачастую эмпирически, - выбор числа слоев и количества нейронов в каждом слое, выбор наиболее эффективного набора обучающих данных, последовательности их предъявления НС и алгоритма адаптации (обучения).

Параллельная структура НС может быть использована в нечетких системах управления (которые по своей природе также могут быть рассмотрены как параллельные) при представлении нечетких подмножеств, заданных их функциями принадлежности, в качестве входных нейронов. На рис. 4.18 показана схема нечеткого регулятора с обучением, полученного на основе метода нечетких ассоциативных отображений (Fuzzy Associated Maps - FAM) и работающего аналогично обучаемой НС [16].

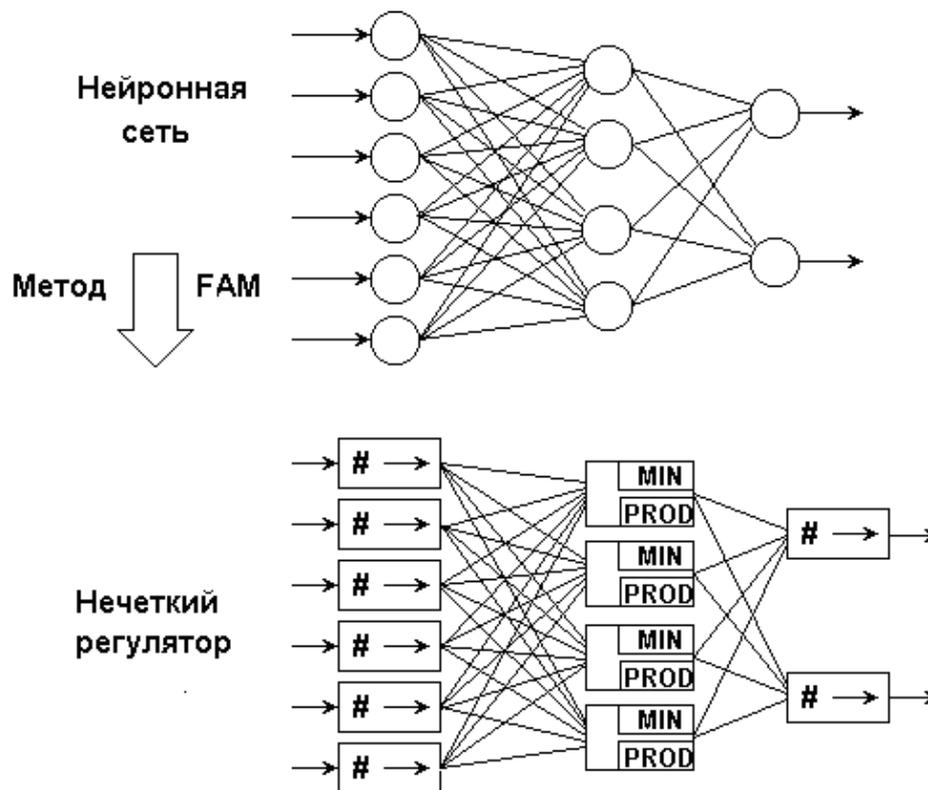


Рис.4.18. Построение нечеткого регулятора по методу FAM.

Символом “#” здесь обозначены “четкие” значения переменных, символ “→” обозначает соответствующие им нечеткие подмножества (термы). Для выполнения правил вывода используется метод Минимума-Произведения (MIN-PROD). Предполагается, что на этапе обучения происходит настройка весовых коэффициентов связей, соединяющих выходы блока фаззификации со входами механизма вывода, а также выходы механизма вывода со входами блока дефаззификации. Для этого используются обучающие данные и алгоритмы обучения, аналогичные обучению НС. После завершения процесса обучения (это может занимать достаточно большое число циклов) регулятор готов к работе.

В [5] описано применение методов нейро-нечеткого управления для проектирования интеллектуальной системы управления полетом и силовой установкой гиперзвукового самолета нового поколения типа X-29. Решение этой задачи классическими методами практически невозможно, поскольку разработка точных математических моделей потребует годы теоретических

исследований, анализа результатов продувок, стендовых и летных испытаний и т.д. Дополнительные сложности связаны с увеличением числа степеней свободы (управление вектором тяги и др.), появлением нерасчетных режимов полета (например, скоростей с числом Маха $>10$ ), ограничениями на управление аэродинамическими поверхностями на неустойчивых режимах и т.п. Использование НС позволяет в данном случае производить идентификацию характеристик системы в реальном времени (с учетом нелинейной динамики самолета) даже при таких изменениях динамики, которые возникают при отказах или повреждениях самолета. Нечеткие регуляторы обеспечивают адаптивное, нелинейное управление самолетом и его силовой установкой в широком диапазоне изменения условий полета, в том числе обеспечение безопасности полета при возникновении критических (аварийных) ситуаций.

В заключение процитируем еще раз слова основоположника и пропагандиста теории нечетких множеств проф. Л.А.Заде [9]: “В последующие годы нечеткие алгоритмы и стратегии управления будут завоевывать, хотя, возможно, и против желания, все большее признание. Они должны быть приняты и должны приобрести некоторую респектабельность, так как обычные “четкие” алгоритмы не могут в общем случае справиться со сложностью и плохой определенностью больших систем. Для того чтобы создать благоприятную среду для развития нечетких алгоритмов, теория управления должна меньше значения придавать математической строгости и точности и больше заботиться о развитии качественных и приближенных решений насущных проблем реального мира. Такая теория может оказаться гораздо богаче и увлекательнее, чем теория управления в настоящее время”.

---

## 2.2. Синтез адаптивной САУ с эталонной моделью

### на основе нечеткой логики

Известно, что качество процессов управления при использовании ПИД-регуляторов (см. выражение (3.1)) существенно зависит от выбора его коэффициентов усиления  $K_P$ ,  $K_I$  и  $K_D$  для пропорциональной, интегральной и дифференциальной составляющей соответственно. Большинство инженеров на практике настраивают эти коэффициенты вручную, методом проб и ошибок. Эта процедура является достаточно сложной и требует опыта проектирования систем управления. С другой стороны, наличие такого опыта позволяет построить процедуру автоматической настройки коэффициентов усиления ПИД-регулятора на основе алгоритмов нечеткой логики. Ниже рассматривается один из возможных способов решения данной задачи [30].

Допустим, что структурная схема адаптивной системы управления с эталонной моделью имеет следующий вид (рис. 3.9).

Уравнение основного ПИД-регулятора здесь несколько отличается от (3.1) и определяется соотношением

$$u(t) = K_I \cdot \int_0^t e(t) dt + K_P \cdot y(t) + K_D \cdot \frac{dy(t)}{dt}$$

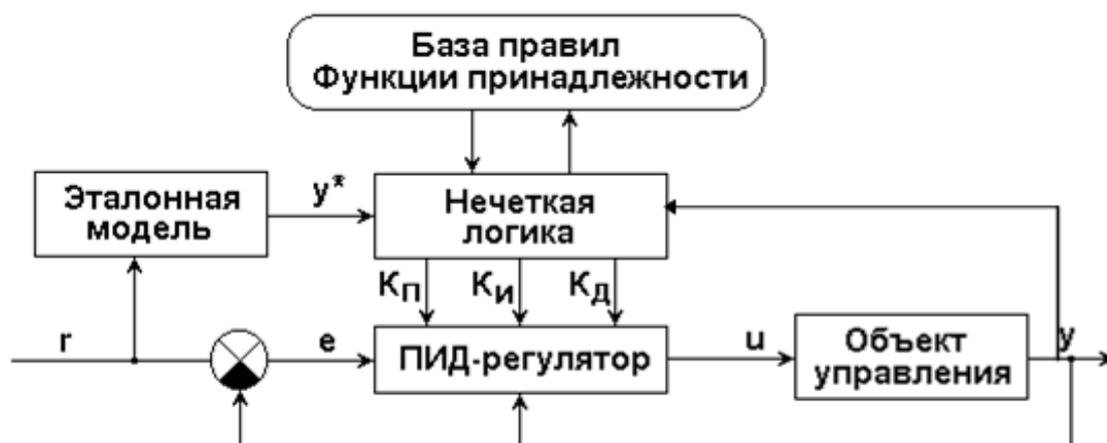


Рис. 3.9. Структурная схема нечеткой адаптивной САУ с ПИД - регулятором.

(в [25] такой регулятор называется И-ПД-). Наличие интегральной составляющей обеспечивает нулевую статическую ошибку САУ; выбором коэффициентов  $K_I$ ,  $K_P$  и  $K_D$  обеспечиваются желаемые показатели качества переходных процессов. Будем учитывать 3 таких показателя - время достижения 10 % от установившегося значения ( $t_1$ ); время нарастания, т.е. достижения 90 % от установившегося значения ( $t_H$ ); перерегулирование ( $\sigma$ ). Два из этих показателей ( $t_1$  и  $t_H$ ) отмечены на рис. 3.10, где показан график переходной функции  $y^*(t)$  - реакции эталонной модели на ступенчатое изменение уставки  $r(t)$ . Третий показатель ( $\sigma$ ) для переходного процесса, представленного на рис. 3.10, равен нулю, поскольку в качестве  $y^*(t)$  выбран монотонный переходной процесс.

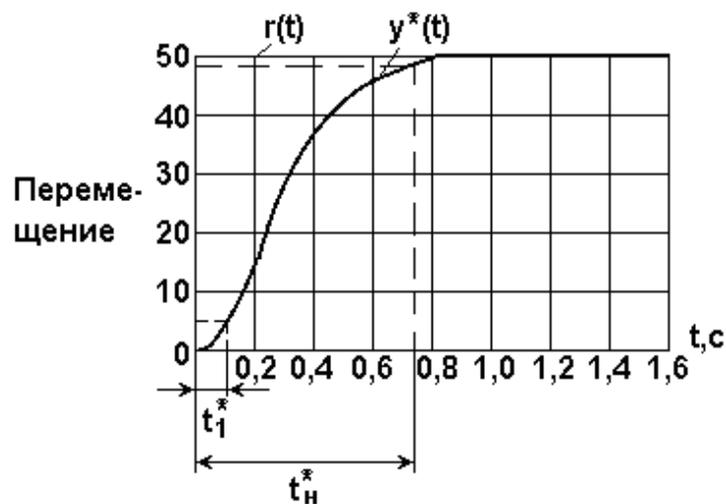


Рис. 3.10. Переходная функция эталонной модели

Будем полагать, что цель, поставленная перед нечетким регулятором, - обеспечить желаемые показатели качества системы  $t_1^*$ ,  $t_H^*$ ,  $\sigma^*$  за счет подстройки параметров основного регулятора  $K_I$ ,  $K_P$ ,  $K_D$ . Для этого необходимо использовать правила, основанные на опыте и интуиции эксперта. При этом учитывается следующий опыт:

1) если коэффициент усиления  $K_I$  увеличивается, то время нарастания уменьшается, а перерегулирование возрастает;

2) если коэффициент усиления  $K_{\Pi}$  увеличивается, то время нарастания сильно уменьшается, а перерегулирование возрастает;

3) если коэффициент усиления  $K_{\text{д}}$  увеличивается, то время нарастания сохраняется, а перерегулирование слегка возрастает;

4) чтобы уменьшить время достижения 10 % от установившегося значения, необходимо уменьшить коэффициент усиления  $K_{\text{и}}$  и одновременно увеличить коэффициент усиления  $K_{\Pi}$ .

Будем рассматривать в качестве входов НР отклонения  $\Delta t_1 = t_1^* - t_1$ ,  $\Delta t_{\text{н}} = t_{\text{н}}^* - t_{\text{н}}$ ,  $\Delta \sigma = \sigma^* - \sigma$ , а под выходами НР будем понимать настраиваемые значения коэффициентов усиления  $K_{\text{и}}$ ,  $K_{\Pi}$ ,  $K_{\text{д}}$  основного регулятора. Базу правил НР, построенную на основе мнений экспертов, представим в виде таблицы 3.2

Таблица 3.2

База правил

$\Delta t_1 = \text{NB}$				$\Delta t_1 = \text{ZO}$				$\Delta t_1 = \text{PB}$			
$\Delta \sigma$ $\Delta t_{\text{н}}$	NB	ZO	PB	$\Delta \sigma$ $\Delta t_{\text{н}}$	NB	ZO	PB	$\Delta \sigma$ $\Delta t_{\text{н}}$	NB	ZO	PB
NB	0,5 1,25 1	0,8 0,8 1	0,65 0,95 1	NB	0,7 1,3 1	0,6 0,6 1	-0,4 1,4 0,6	NB	0,75 1,25 1	0,75 0,75 1	0,75 0,9 1
ZO	0,8 0,6 0,8	0,8 1 -0,4	1 0,9 1	ZO	1 1,4 1,4	1 1 1	1,2 0,7 1	ZO	0,9 1,2 1	0,9 1,1 0,5	1,6 0,8 1
PB	1,8 1,2 1	1,25 0,9 1	1,25 0,75 1	PB	1,25 1,25 1	1,8 0,7 1,8	1,25 0,75 1	PB	2 1,9 -1,9	2,5 0,9 1	0,5 0,75 1

Здесь используются обозначения термов, принятые в [25]: NB - “отрицательное большое” (negative big), ZO - “около нуля, оптимальное” (zero, optimal), PB - “большое отрицательное” (positive big). Соответствующие этим термам функции принадлежности входных переменных НР (после нормирования диапазонов изменения указанных величин  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_{\text{н}}$ ,  $\Delta \sigma$ ) показаны на рис. 3.11.

Поясним механизм составления таблицы 3.2. В каждой из клеток этой таблицы, составленной для различных значений переменной  $\Delta t_1$ , записаны

значения поправочных коэффициентов  $S_{И}$ ,  $S_{П}$ ,  $S_{Д}$ , определяющих требуемый закон изменения параметров ПИД-регулятора в зависимости от значений входных лингвистических переменных НР:

$$\Delta K_{И} = (1 - S_{И}) \cdot K_{И}; \Delta K_{П} = (1 - S_{П}) \cdot K_{П}; \Delta K_{Д} = (1 - S_{Д}) \cdot K_{Д}.$$

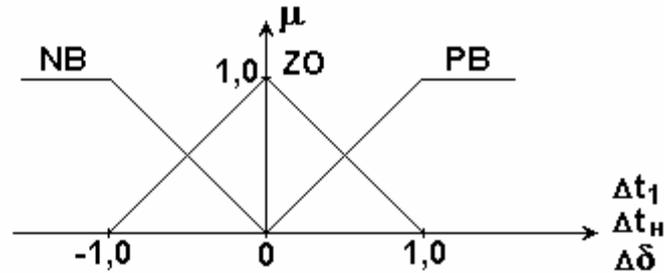


Рис.3.11. Функции принадлежности.

Так, например:

1. ЕСЛИ ( $\Delta t_1=NB$  И  $\Delta t_{н1}=NB$  И  $\Delta \sigma=NB$ ), ТО ( $S_{И}=0,5$  И  $S_{П}=1,25$  И  $S_{Д}=1$ ), т.е. в случае затянутого, слабо демпфированного переходного процесса  $y(t)$  необходимо на 50 % увеличить коэффициент усиления КИ, на 25 % снизить коэффициент усиления КП, сохраняя неизменным значение КД.

2<sup>0</sup>. ЕСЛИ ( $\Delta t_1=PB$  И  $\Delta t_{н1}=PB$  И  $\Delta \sigma=ZO$ ), ТО ( $S_{И}=2,5$  И  $S_{П}=0,9$  И  $S_{Д}=1$ ), т.е. при наличии слишком форсированного переходного процесса  $y(t)$  необходимо резко уменьшить значение  $K_{П}$ , изменив даже его знак; несколько увеличить значение  $K_{П}$ , сохранив на том же уровне значение  $K_{Д}$ , и т. д.

Таким образом, измеренные значения отклонений  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_{н1}$ ,  $\Delta \sigma$  (входы нечеткого регулятора) после их фаззификации с помощью приведенных на рис.3.11 функций принадлежности подвергаются обработке с использованием записанных в табл. 3.2 правил вывода. Если на данном этапе применить метод Произведения, а для дефаззификации воспользоваться методом центра тяжести, то получаем следующие результирующие значения поправочных коэффициентов  $S_{И}$ ,  $S_{П}$ ,  $S_{Д}$ :

$$(S_{И})_0 = \frac{\sum_{\Delta t_1} \sum_{\Delta t_n} \sum_{\Delta \sigma} \{\min(\mu(\Delta t_1), \mu(\Delta t_n), \mu(\Delta \sigma)) \times S_{И}(\Delta t_1, \Delta t_n, \Delta \sigma)\}}{\sum_{\Delta t_1} \sum_{\Delta t_n} \sum_{\Delta \sigma} \min(\mu(\Delta t_1), \mu(\Delta t_n), \mu(\Delta \sigma))};$$

$$(S_{II})_0 = \frac{\sum_{\Delta t_1} \sum_{\Delta t_n} \sum_{\Delta \sigma} \{\min(\mu(\Delta t_1), \mu(\Delta t_n), \mu(\Delta \sigma)) \times S_{II}(\Delta t_1, \Delta t_n, \Delta \sigma)\}}{\sum_{\Delta t_1} \sum_{\Delta t_n} \sum_{\Delta \sigma} \min(\mu(\Delta t_1), \mu(\Delta t_n), \mu(\Delta \sigma))};$$

$$(S_{Д})_0 = \frac{\sum_{\Delta t_1} \sum_{\Delta t_n} \sum_{\Delta \sigma} \{\min(\mu(\Delta t_1), \mu(\Delta t_n), \mu(\Delta \sigma)) \times S_{Д}(\Delta t_1, \Delta t_n, \Delta \sigma)\}}{\sum_{\Delta t_1} \sum_{\Delta t_n} \sum_{\Delta \sigma} \min(\mu(\Delta t_1), \mu(\Delta t_n), \mu(\Delta \sigma))}.$$

Тройная сумма в каждом из данных выражений учитывает тот факт, что любое из измеренных значений  $\Delta t_1$ ,  $\Delta t_n$ ,  $\Delta \sigma$  принадлежит двум соседним нечетким подмножествам. Число отличных от нуля слагаемых в тройной сумме, записанной в знаменателе, равно числу активизируемых правил вывода, а величина этой суммы равна сумме уровней активности данных правил (сравните с приведенными ранее предложениями).

После вычисления “четких” значений коэффициентов  $(S_{И})_0$ ,  $(S_{II})_0$ ,  $(S_{Д})_0$  необходимо подставить их в формулы (3.6), определяющие приращения искоемых параметров  $(K_{И}, K_{II}, K_{Д})$  ПИД-регулятора.

Пусть объект управления описывается дискретной передаточной функцией

$$W(z) = \frac{b_0 z^2 + b_1 z}{z^2 + a_1 z + a_2},$$

где  $a_1 = -1,529$ ;  $a_2 = 0,5323$ ;  $b_1 = 0,07628$ ;  $b_2 = 0,06168$ ; период дискретизации  $T_0 = 10$  мс. На рис. 3.12 приведены результаты моделирования системы, осуществляющей управление перемещением данного объекта.

Пунктирными линиями здесь показаны выходы управляемого объекта до выполнения процессов самонастройки указанных выше коэффициентов усиления. Сплошные линии обозначают выходы эталонной модели и совпадающие с ними выходы объекта после выполнения 5 итераций процесса самонастройки. Приведенные на рис. 3.12 результаты моделирования соответствуют случаям самонастройки для предварительно выбранной медленной (а) и быстрой (б) переходной функции САУ. Таким образом, использование нечеткого алгоритма адаптации обеспечивает хорошее

совпадение переходных процессов на выходе САУ и ее эталонной модели, сохраняя такие традиционные преимущества ПИД-регуляторов, как их низкая чувствительность к параметрическим и сигнальным возмущениям.

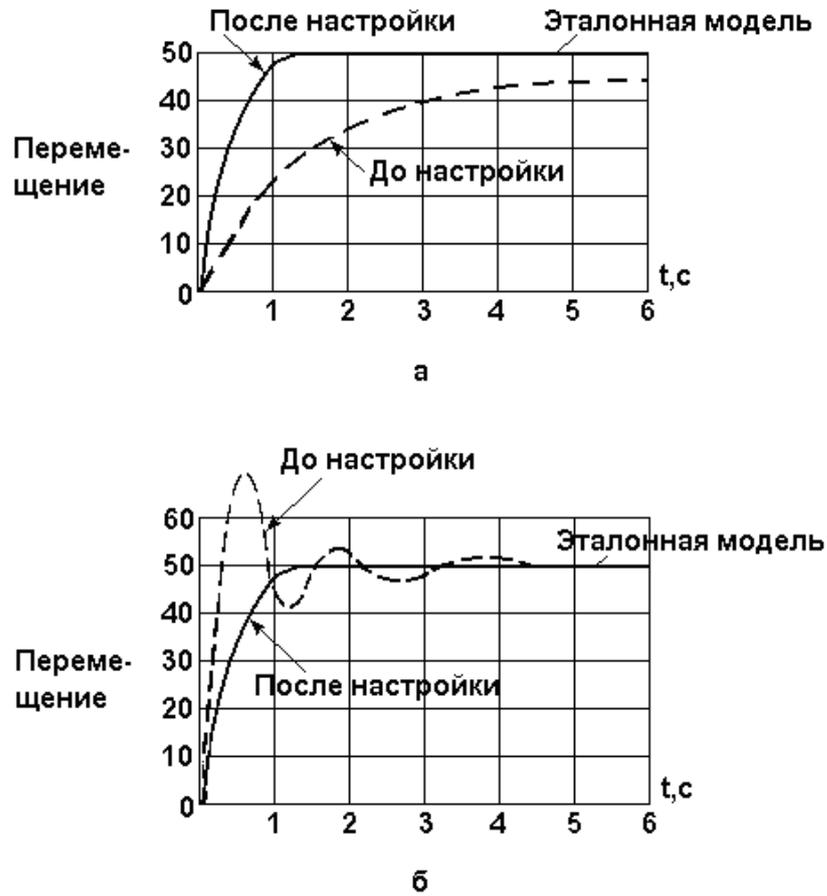


Рис.3.12. Результаты моделирования адаптивной САУ.

### 2.3. Программная и аппаратная реализация нечетких регуляторов

На практике для реализации алгоритмов нечеткой логики используются следующие возможные способы:

а) реализация нечетких алгоритмов с помощью соответствующего программного обеспечения (ПО);

б) разработка специальных «нечетких» компьютеров, предназначенных для обработки данных, информации и знаний с помощью команд естественного языка и правил вывода, похожих на те, которые использует человек;

в) аналоговая или аналого-цифровая реализация на базе больших (БИС) и сверхбольших (СБИС) интегральных схем.

На рис. 4.14 показано примерное соотношение перечисленных способов построения нечетких регуляторов в 1992 г. (фактически) и 1997 г. (прогноз) [16].

Как видно из этого рис., имеет место тенденция к сокращению удельного веса нечетких регуляторов, реализуемых программными средствами на основе обычных ЭВМ, и, наоборот, возрастает применение специально разработанного для этих целей оборудования, реализуемого на базе последних достижений микроэлектроники и вычислительной техники.

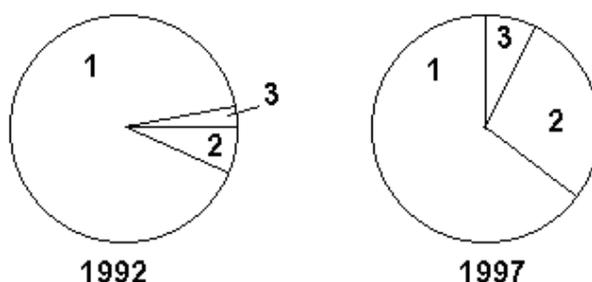


Рис.4.14. Тенденции развития нечетких регуляторов: 1 – реализация с помощью ПО; 2 – «нечеткие» компьютеры; 3 – реализация с помощью БИС.

Основная проблема в программной реализации алгоритмов нечеткой логики (Fuzzy - Software) - необходимость обработки большого объема информации в реальном времени. Так, при использовании функций принадлежности, запоминаемых с помощью 64-х 4-битовых значений, обработка 49 правил с двумя входами и одной выходной величиной (функции принадлежности которой заданы в виде набора изолированных значений - singletons) на 32-разрядной ЭВМ IBM-80386-20 МГц занимает около 170 мкс, что соответствует примерно 300.000 правил/с. Время, требуемое для обработки 25 правил с семью входами и тремя выходами, составляет уже около 1 мс, что соответствует скорости обработки информации 60.000 правил/с. Для решения этой же задачи компьютеру IBM-80486-DX/2-50 МГц потребуется около 120 мкс, что составляет примерно 400.000 правил/с.

Значительное повышение быстродействия нечетких регуляторов достигается путем аппаратной реализации их алгоритмов. Различают 3 поколения специального аппаратного обеспечения нечеткой логики. Первое поколение “нечетких” БИС (Fuzzy Chips), основанное на аналоговой микроэлектронике, поступило на рынок в 1987 г. На рис. 4.15 приведен пример схемной реализации простого нечеткого регулятора [17].

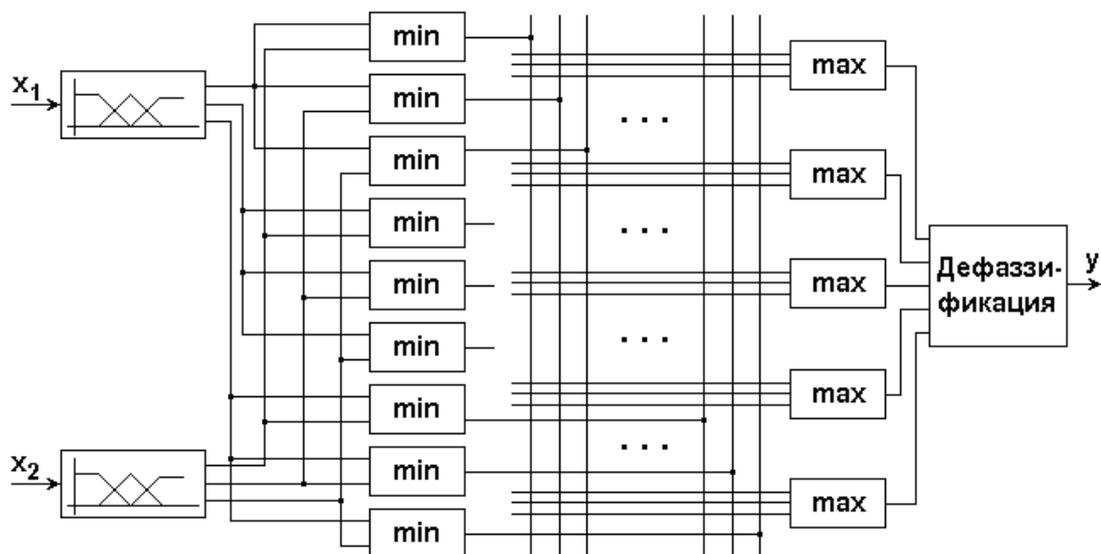


Рис.4.15. Схемная реализация нечеткого регулятора.

Здесь каждая из входных величин  $x_1$  и  $x_2$  фаззифицируется с помощью трех функций принадлежности. Условия лингвистических правил, выраженные с помощью союза “И”, реализуются с помощью операций пересечения ( $\min$ ). Предусмотрена специальная матрица, устанавливающая конкретный вид данных правил. Нечеткие значения выходной величины здесь рассматриваются как одноточечные подмножества (singletons), функции принадлежности которых определяются с помощью 5 операций объединения ( $\max$ ) и подаются затем на схему дефаззификации.

Второе поколение нечетких регуляторов - это СБИС, сочетающие аналоговый и цифровой принцип действия и программируемые пользователем как чистые цифровые схемы с мажорированием. Примерами этих СБИС являются выпускаемые с 1990 г. интегральные схемы OMRON FP-3000, TOGAI-Infra Logic F 110, легко подключаемые к датчикам и исполнительным механизмам. В то же время, они являются недостаточно гибкими, поскольку они имеют или жестко заданный характер связей (OMRON), или малый набор стандартных команд (TOGAI).

Третье поколение нечетких регуляторов (начиная с 1992 г.) представляет собой “нечеткие” компьютеры (Fuzzy-Computers), или “нечеткие” процессоры (Fuzzy-Processors), обеспечивающие не только удобное взаимодействие оператора и ЭВМ (а значит, и ускорение сроков проектирования, оптимизации и доводки системы управления), но и повышение скорости обработки информации за счет организации параллельных вычислений, использования векторных процессоров, транспьютеров и т.п. Примером такого процессора является СБИС высокой степени интеграции (70.000 транзисторов), разработанная в 1992 г. американскими специалистами Ватанабе, Симоном, Детлофом и Юнтом по заказу Национальной Аэрокосмической Ассоциации (NASA). Эта СБИС может обслуживать нечеткую систему управления с четырьмя входами и двумя выходными величинами, заданными с помощью 64 функций

принадлежности по 4 бита, записанных в памяти. Обеспечивается возможность реализации 102 правил вывода с использованием метода Максимума-Минимума и дефаззификации на основе вычисления центра тяжести. За счет параллельной обработки информации достигается скорость обработки, равная 580.000 вычислений каждого из 102 правил в секунду, т.е.  $58 \cdot 10^6$  правил/с.

Фирмами “Сименс” и “Информ” совместно разработан “нечеткий” процессор FUZZY-166, построенный на основе 16-разрядного микропроцессора и предназначенный для работы с 10 аналоговыми входами, а также 60 цифровыми входами и выходами. При разработке процессора использовались язык Ассемблер (Риск) с сокращенным набором команд и стандартный компилятор для языка СИ, а также система программирования нечетких данных “Fuzzy-Werkbank” фирмы “Информ”.

Имеются сообщения о “нечетком” микроконтроллере Neural Logix ADS 230, выполненном на основе искусственной нейронной сети и предназначенном для работы с IBM-совместимыми компьютерами [16]. В данной разработке используется микропроцессор NLX230, который выполняет  $30 \cdot 10^6$  правил/с.

## 2.4. Управление процессом шлифовки внутренних поверхностей

К процессу шлифовки внутренних поверхностей в деталях часто предъявляются очень высокие требования. Для управления этим технологическим процессом используется система автоматического регулирования (САР), структурная схема которой показана на рис. 4.5. Здесь используются следующие обозначения: МК - цифровой микроконтроллер для управления приводом станка на базе микропроцессора MC 68000 фирмы “Моторола” (США);  $F_n$  - нормальная сила шлифовки;  $F_t$  - тангенциальная сила шлифовки;  $P_{el}$  - электрический сигнал, подаваемый на шпиндель для шлифовки внутренних поверхностей;  $V_{tr}$  - радиальная скорость подачи. На управляющую ЭВМ возлагаются функции цифрового регулирования (вычисления управляющего воздействия  $V_{tr}$ ), а также адаптации процесса управления к действию параметрических возмущений.

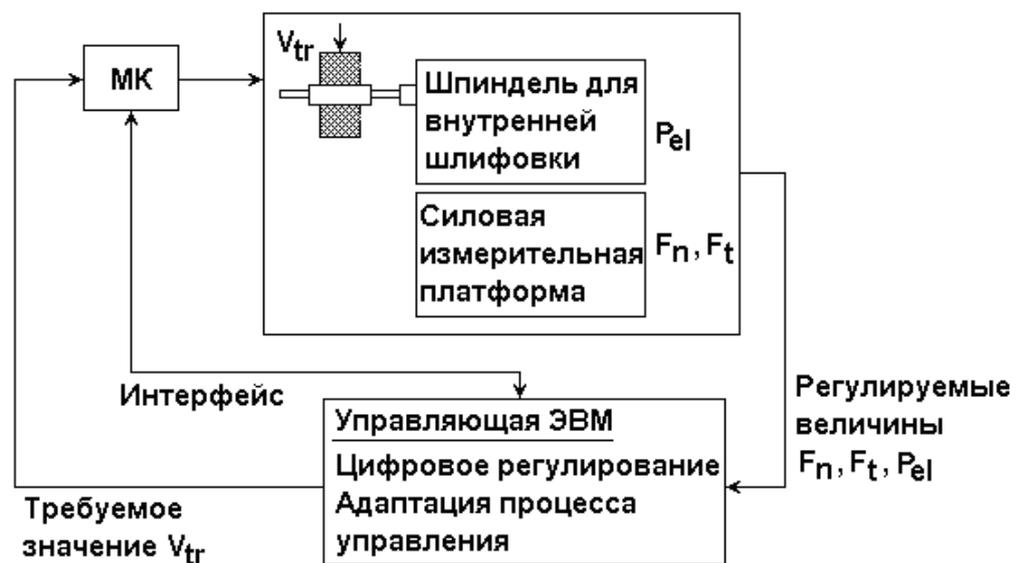


Рис.4.5. Структурная схема САР.

Традиционно задача адаптации решается путем идентификации параметров управляемого объекта с последующей настройкой параметров регулятора (рис. 4.6).

Здесь  $a_i$ ,  $b_j$  - коэффициенты числителя и знаменателя дискретной передаточной функции объекта  $W_o(z)$ ;  $p_i$ ,  $q_j$  - коэффициенты числителя и знаменателя дискретной передаточной функции регулятора  $C(z)$ ;  $y$  - регулируемая величина (в зависимости от принятой программы регулирования, это  $F_n$  или  $F_t$ );  $r$  - заданное значение регулируемой величины (уставка);  $u$  - управляющее воздействие (скорость подачи инструмента  $V_{тр}$ ).

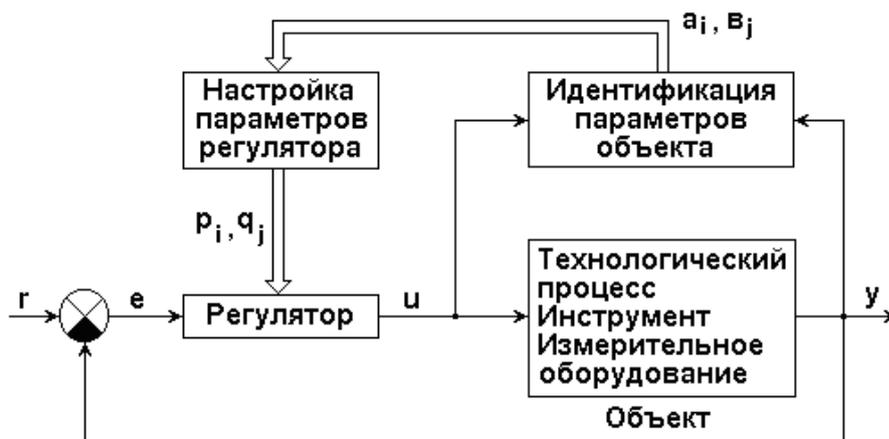


Рис.4.6. Схема адаптивной системы регулирования.

Вместе с тем разработка алгоритма идентификации сопряжена в данном случае со значительными трудностями - процессы измерения сильно зашумлены, характеристики “вход - выход” объекта могут быть представлены с помощью математических зависимостей лишь очень приближенно, повышение порядка этих уравнений не дает желаемого эффекта и приводит к резкому увеличению сложности регулятора.

Принципиально иной подход к решению задачи управления процессом шлифовки обеспечивается на основе использования алгоритмов нечеткой логики. Сохраняя тот же состав оборудования, что и на рис. 4.5, существенно видоизменим набор алгоритмов управления, включив в них, помимо нечетких алгоритмов, также уровень обучения (развития) системы (рис. 4.7).

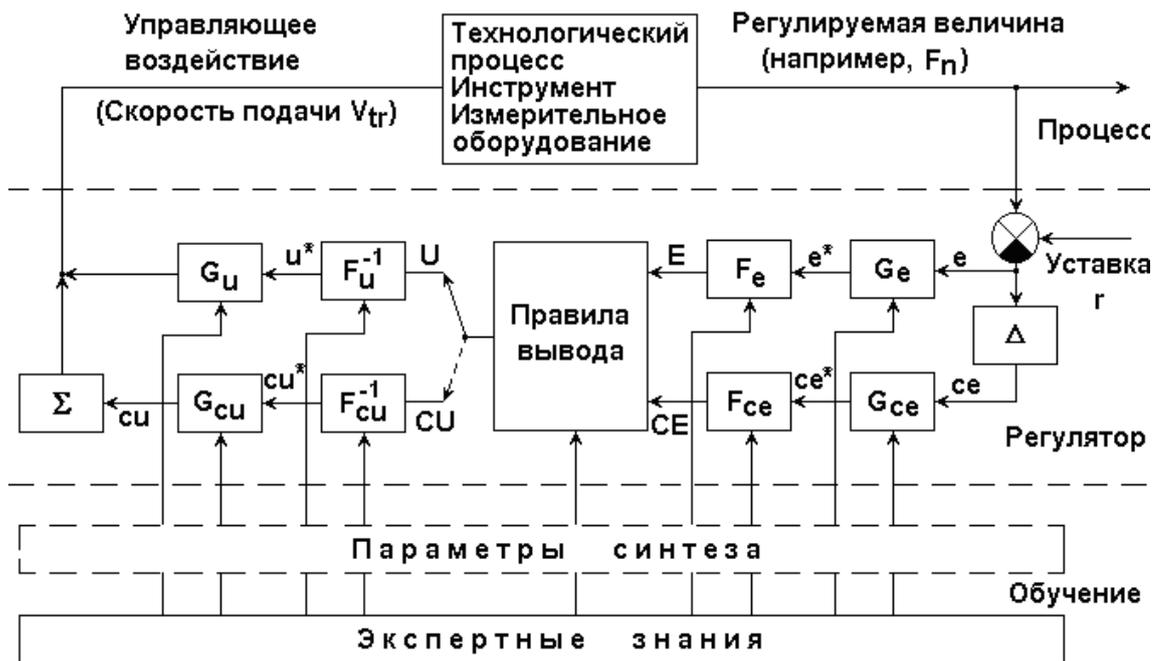


Рис.4.7. Структурная схема САР с нечетким регулятором.

Здесь:  $e=r_k-u_k$  - значение сигнала ошибки в  $k$ -й момент времени;  $se=e_k-e_{k-1}$  - приращение сигнала ошибки за время  $\Delta=t_k-t_{k-1}$ ;  $u=u_k$  - величина управляющего воздействия;  $cu=u_k-u_{k-1}$  - приращение сигнала  $u$  за время  $\Delta$ ;  $E$ ,  $SE$ ,  $U$  и  $CU$  - лингвистические переменные, соответствующие значениям сигналов  $e$ ,  $se$ ,  $u$  и  $cu$ ;  $G_e$ ,  $G_{se}$ ,  $G_u$ ,  $G_{cu}$  - значения коэффициентов усиления, на которые умножаются значения  $e$ ,  $se$ ,  $u$ ,  $cu$  соответственно;  $F_e$ ,  $F_{se}$  - операции фаззификации четких значений  $e$ ,  $se$ ;  $F_e^{-1}$ ,  $F_{se}^{-1}$  - операции дефаззификации лингвистических переменных  $U$  и  $CU$ .

Общая процедура синтеза и оптимизации нечеткого регулятора включает в себя следующие этапы (рис. 4.8).

Предполагается, что в процессе управления используются два регулятора, один из которых выдает управляющее воздействие  $u$  в случае больших значений сигнала ошибки  $e$ , а второй формирует сигнал приращения  $cu$ , если ошибка управления  $e$  является достаточно малой. (В последнем случае значение  $u$  формируется как результат суммирования отдельных приращений  $cu$  с помощью накапливающего сумматора  $\Sigma$ ).

Наличие этапа обучения позволяет повысить достоверность результатов синтеза, одновременно уменьшая затраты времени на проектирование. Для этих целей используют обучающие данные, полученные в ходе серии испытаний существующей САР процесса шлифовки и хранящиеся в базе данных.



Рис.4.8. Процедура синтеза и оптимизации нечеткого регулятора.

Эти данные удобно представить в виде “троек”  $(x_e^{(1)}, x_{ce}^{(1)}, x_u^{(1)})$ , число которых ( $n$ ) должно быть достаточно большим, охватывая многообразие возможных режимов работы САР. В дальнейшем обучающие данные используются как “эталоны”, характеризующие оптимальные режимы работы системы (возможно, что каждому испытанию САР предшествует длительный этап отладки оборудования, настройки параметров алгоритмов управления и т.д.).

Как показывают исследования, выбор формы функций принадлежности (треугольная, трапецеидальная и т.п.) не оказывает существенного влияния на использование правил вывода. В данном конкретном случае для переменных  $E=\Delta F_n$ ,  $CE=\Delta(\Delta F_n)$  и  $U=V_{tr}$  используется по 9 функций принадлежности, соответствующих термам NVL, NL, NM, NS, Z, PS, PM, PL, PVL, где обозначения NVL и PVL расшифровываются как “Negative Very Large” - “отрицательное очень большое” и “Positive Very Large” - “положительное очень большое”. Для реализации операторов И, ИЛИ может использоваться метод Максимума-Минимума или Максимума-Произведения; для дефаззификации - метод центра тяжести.

Предусмотрена автоматическая параметризация функций принадлежности, которая заключается в подстройке определяющих их параметров  $m_i$  (например, координат вершин треугольных функций принадлежности или точек перехода соответствующих нечетких подмножеств) с учетом имеющихся обучающих данных (рис. 4.9). Для определения значений  $m_i$  ( $i=0,1, \dots, 9$ ) используется искусственная нейронная сеть.

Процесс автоматического генерирования правил вывода протекает следующим образом (рис. 4.10). Обучающие данные сначала подвергаются фаззификации. На этом этапе (с использованием  $i$ -й “тройки” обучающих данных  $(x_e^{(i)}, x_{ce}^{(i)}, x_u^{(i)})$ ) получают по 2 лингвистических значения (терма) для каждой входной и выходной переменной. Таким образом, если значение

переменной  $e$  принадлежит одному из двух подмножеств и это же относится к переменным  $ce$  и  $u$ , то всего для трех указанных переменных получается 8 возможных правил.



Рис.4.9. Автоматическая параметризация функций принадлежности.

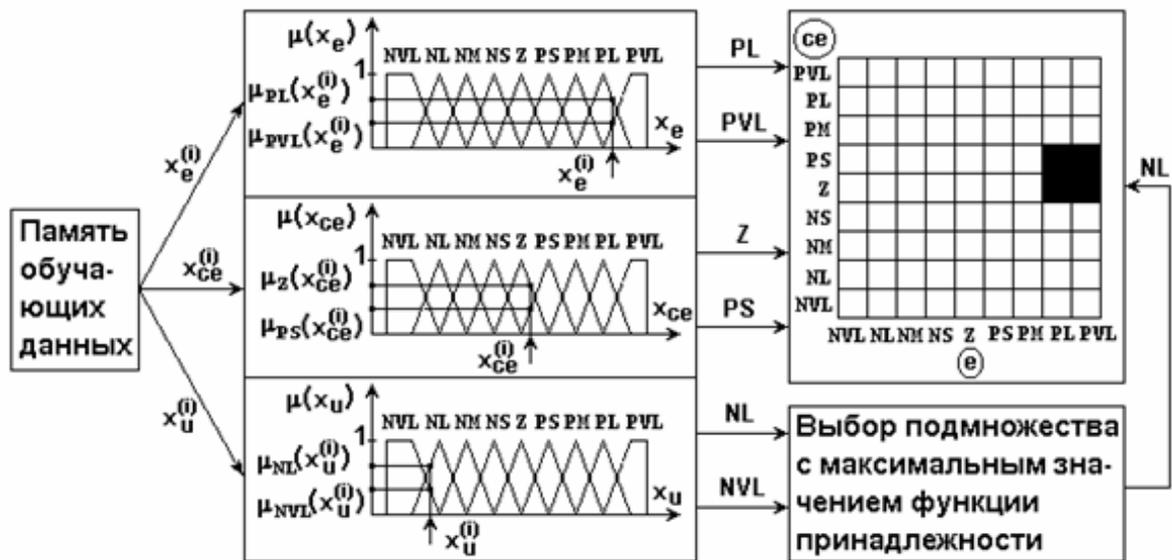


Рис.4.10. Генерирование правил вывода

Пусть, например, значение 1-го входа регулятора  $x_e^{(i)}$  принадлежит подмножеству PL со степенью принадлежности  $\mu_{PL}(x_e^{(i)})=0,56$  и подмножеству PVL со степенью  $\mu_{PVL}(x_e^{(i)})=0,44$ , и пусть, кроме того,  $\mu_Z(x_{ce}^{(i)})=0,74$ ;  $\mu_{PS}(x_{ce}^{(i)})=0,26$ ;  $\mu_{NL}(x_u^{(i)})=0,76$ ;  $\mu_{NVL}(x_u^{(i)})=0,24$ . Тогда из восьми возможных правил, имеющих вид

1<sup>0</sup>. ЕСЛИ  $e=PL$  И  $ce=Z$ , ТО  $u=NL$ ;

- 2<sup>0</sup>. ЕСЛИ e=PL И ce=PS, ТО u=NL;
- 3<sup>0</sup>. ЕСЛИ e=PVL И ce=Z, ТО u=NL;
- 4<sup>0</sup>. ЕСЛИ e=PVL И ce=PS, ТО u=NL;

- 
- 5<sup>0</sup>. ЕСЛИ e=PL И ce=Z, ТО u=NVL;
  - 6<sup>0</sup>. ЕСЛИ e=PL И ce=PS, ТО u=NVL;
  - 7<sup>0</sup>. ЕСЛИ e=PVL И ce=Z, ТО u=NVL;
  - 8<sup>0</sup>. ЕСЛИ e=PVL И ce=PS, ТО u=NVL,

наивысший уровень исполнения имеют первые 4 правила. Поэтому в соответствующие 4 клетки таблицы решений (рис. 4.10) необходимо записать u=NL. Зная значения функций принадлежности для тройки  $(x_e^{(i)}, x_{ce}^{(i)}, x_u^{(i)})$ , можно оценить достоверность правил вывода. Так, для 1-го правила получаем

$$\mu_{PL}(x_e^{(i)}) \cdot \mu_Z(x_{ce}^{(i)}) \cdot \mu_{NL}(x_u^{(i)}) = 0,56 \cdot 0,74 \cdot 0,76 = 0,315.$$

Естественно, что правила, имеющие наибольшую достоверность, являются более предпочтительными.

После того как все обучающие данные учтены указанным образом, необходимо убедиться в том, что нечеткие алгоритмы не содержат пробелов, т.к. трудно сразу предусмотреть все теоретически возможные ситуации. Для пополнения таблицы решений могут использоваться как субъективные мнения экспертов, так и специальные машинные процедуры, основанные на моделировании нечеткого регулятора с помощью искусственных нейронных сетей (рис. 4.11).

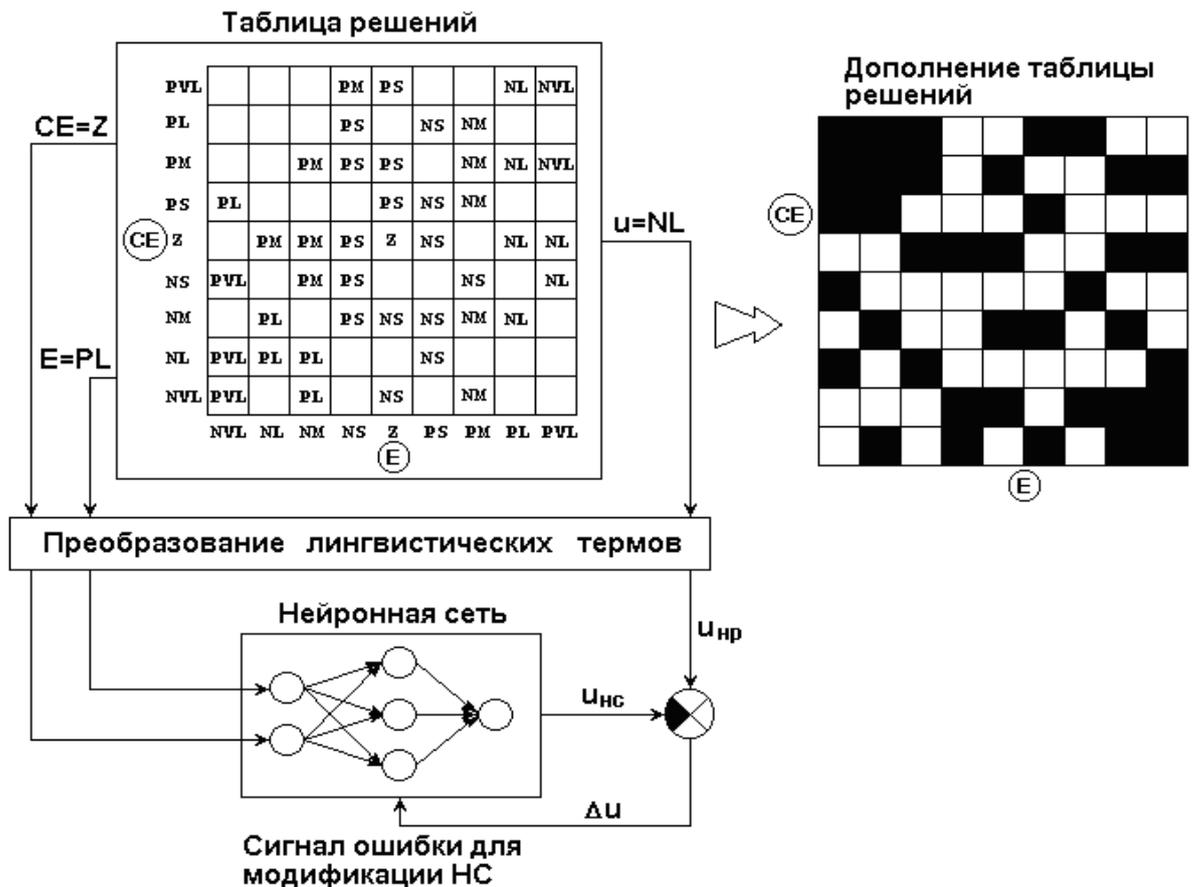


Рис.4.11. Процедура пополнения таблицы решений.

Суть данной процедуры состоит в следующем. После того как структура полученных правил вывода достаточно точно запомнена в матрице связей нейронной сети (НС), она используется для заполнения недостающих клеток в таблице решений. Для этого числовые значения  $e$  и  $ce$ , соответствующие тем сочетаниям термов входных лингвистических переменных, которые еще не нашли отражения в таблице решений, подаются на входы НС. В результате получается реакция нейронов на выходе НС -  $u_{НС}$ , которая затем с помощью обратного преобразования пересчитывается в соответствующий терм выходного нечеткого подмножества. Перебирая таким образом свободные комбинации  $(e, ce)$ , можно получить требуемое дополнение до полной таблицы решений.

Для уменьшения времени вычисления нечетких алгоритмов обычно стремятся минимизировать число правил вывода, для чего правила с

одинаковыми значениями выходной лингвистической переменной ( $u$ ) объединяются.

Заключительным этапом процедуры синтеза является оптимизация выходных нечетких подмножеств, суть которой состоит в следующем (рис. 4.12).

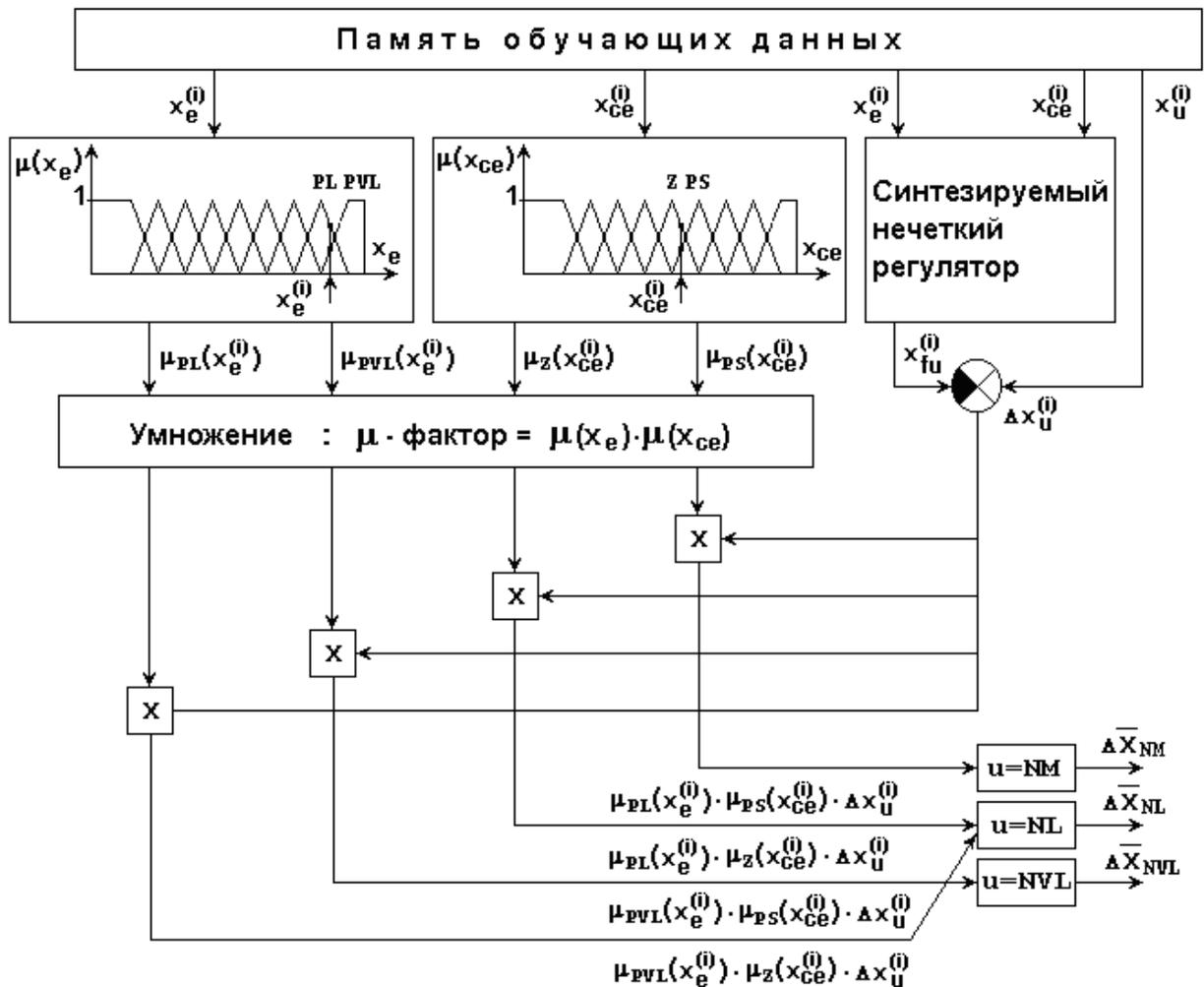


Рис.4.12. Оптимизация выходных подмножеств.

Допустим, что используемые правила вывода не в полной мере согласуются с обучающими данными. Так, предположим, что уже рассмотренные выше данные ( $x_e^{(i)}$ ,  $x_{ce}^{(i)}$ ,  $x_u^{(i)}$ ) после их фаззификации обрабатываются с помощью следующих четырех правил:

- 1<sup>0</sup>. ЕСЛИ  $e=PL$  И  $ce=Z$ , ТО  $u=NL$ ;
- 2<sup>0</sup>. ЕСЛИ  $e=PL$  И  $ce=PS$ , ТО  $u=NM$ ;

3<sup>0</sup>. ЕСЛИ  $e=PVL$  И  $ce=Z$ , ТО  $u=NL$ ;

4<sup>0</sup>. ЕСЛИ  $e=PVL$  И  $ce=PS$ , ТО  $u=NVL$ .

В этом случае через части “ЕСЛИ” данных правил устанавливаются 3 различных термина выходной переменной (NM, NL и NVL), а выход нечеткого регулятора  $x_{fu}^{(i)}$  будет отличаться от “эталонного” значения  $x_u^{(i)}$  на величину ошибки  $\Delta x_u^{(i)} = x_{fu}^{(i)} - x_u^{(i)}$ . Для описания уровня соответствия выходного подмножества с сигналом ошибки  $\Delta x_u^{(i)}$  вводится так называемый  $\mu$  - фактор. Каждая “тройка” обучающих данных ( $x_e^{(i)}$ ,  $x_{ce}^{(i)}$ ,  $x_u^{(i)}$ ) образует столько  $\mu$  - факторов, сколько имеется всего правил вывода. Большинство из этих значений, однако, оказывается равным нулю. (На рис. 4.12 представлены только те  $\mu$  - факторы, которые отличны от нуля). После умножения каждого из этих значений на сигнал ошибки  $\Delta x_u^{(i)}$  получается число, которое является мерой несоответствия (неприемлемости) формы и положения выходного подмножества для того или иного правила.

После того как таким образом просмотрены все обучающие данные, осуществляется модификация функций принадлежности выходных подмножеств. Для этого, используя полученные “взвешенные” значения сигнала ошибки, находят среднюю ошибку  $\Delta \bar{x}_i$  для каждого выходного подмножества. Левые и правые верхние углы трапецеидальных и вершины треугольных функций принадлежности сдвигаются при этом в соответствии с полученными значениями  $\Delta \bar{x}_i$  (рис. 4.13).

Этот алгоритм оптимизации должен применяться до тех пор, пока значение критерия качества не будет далее уменьшаться (на рис. 4.8  $I_{стар.}$  - “старое”, предыдущее значение критерия  $I$ ).

$$I = \sum_{i=1}^n |\Delta x_u^{(i)}| / n$$

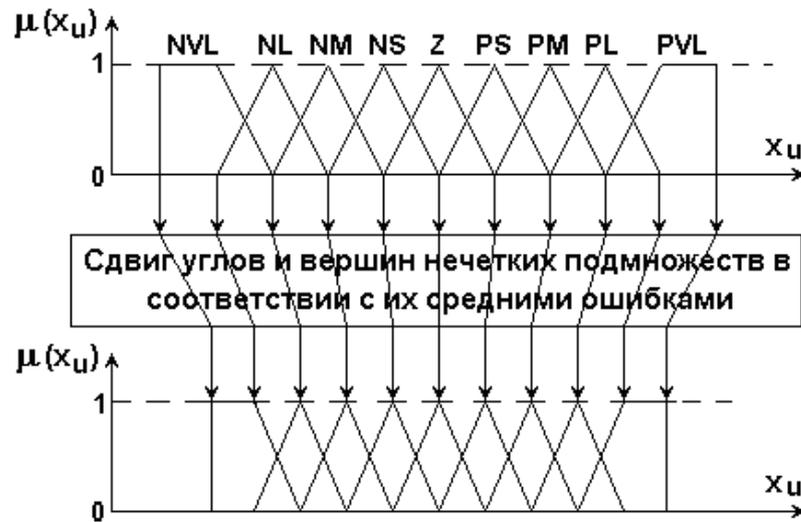


Рис.4.13. Изменение функций принадлежности выходных нечетких подмножеств

Описанный выше способ проектирования и функционирования нечеткого регулятора с использованием обучающих данных дает возможность объективного и достаточно экономного (в смысле требуемых временных затрат) выбора варианта реализации регулятора, обеспечивающего высокую эффективность управления процессом шлифовки.

Подводя итоги сказанному, подчеркнем еще раз потенциально большие возможности (такие, как качество, гибкость управления, согласованность с характеристиками объекта и др.) методов нечеткого управления по сравнению с классическим (“жестким”) регулированием. Это обстоятельство отмечается в [16] с помощью следующего образного выражения: “Традиционные методы регулирования можно условно уподобить стилизованному, “искаженному лицу” искусственного робота, тогда как нечеткое управление соответствует “смеющемуся человеку”.

## Заключение

Таким образом, для учета неопределенностей моделирования использован регулятор, состоящего из двух частей. Первая часть стабилизирует модель объекта, которая не содержит неопределенностей, возникающих при моделировании. Роль второй части регулятора заключается в избавлении от неопределенностей, возникающих при моделировании. В обоих случаях используется методика нечеткого управления с обратной связью. Полученные условия устойчивости могут быть использованы в задачах совершенствования технологических процессов и инженерных систем нечеткого управления. Для более полного применения построенных регуляторов к реальным техническим и физическим системам, необходимы дальнейшие исследования, направленные на ограничение влияния внешних возмущений, разрозненных неопределенностей, а также недоступных переменных состояния.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Бесекерский В. А. Теория систем автоматического управления / В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. – СПб. : Профессия, 2004. – 752 с.
2. Вороновский Г. К. Генетические алгоритмы, искусственные нейронные сети и проблемы виртуальной реальности / Г. К. Вороновский, К. В. Махотило, С. Н. Петрашев, С. А. Сергеев. – Харьков: Основа, 1997. – 112 с.
3. Генетические алгоритмы / Т. В. Панченко / [Под ред. Ю. Ю. Тарасевича]. – Астрахань: Издательский дом «Астраханский университет», 2007. – 88 с.
4. Горюшкин А.В. Об устойчивости нечетких систем управления // Вестник КРАУНЦ. Сер. Физ.-мат. науки. – 2011. – №2(1.) – С.17–25.
5. Горюшкин В.А. О синтезе регулятора для стабилизации нечеткой системы с неопределенностью // Вестник КРАУНЦ. Физ.-мат. науки. 2011. № 2 (3). С. 5–11.
6. Денисенко В.В. Заземление в системах промышленной автоматизации // Современные технологии автоматизации. 2006. № 2. С. 94-99.
7. Денисенко В.В., Халявко А.Н. Защита от помех датчиков и соединительных проводов систем промышленной автоматизации // Современные технологии автоматизации. 2001. № 1. С. 68-75.
8. Джафари Хенджани Сейед Моджтаба Многокритериальный синтез нечетких систем автоматического управления генетическими алгоритмами / Сейед Моджтаба Джафари Хенджани, В. П. Северин, Е. Н. Никулина // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність». – 2010. Ч. 2. – С. 149–154.

9. Изерман Р. Цифровые системы управления. – М. : Мир, 1984. – 541 с.
- 10.Круглов В.В., Дли М.И., Голунов Р.Ю. Нечеткая логика и искусственные нейронные сети. М.: Физматлит, 2001.
- 11.Леоненков А. В. Нечеткое моделирование в среде MATLAB и fuzzy ТЕСН / А. В. Леоненков. – Санкт-Петербург: БХВ-Петербург, 2006. – 719 с.
- 12.Методы робастного, нейро-нечёткого и адаптивного управления: Учебник / Под ред. Н.Д. Егупова, 2-е изд. – М. : Изд-во МГТУ им. Баумана, 2002. – 744 с.
- 13.Панченко Т. В. Генетические алгоритмы. Учебное пособие / Т. В. Панченко. – Астрахань : Изд. дом «Астраханский университет», 2007. – 88 с.
- 14.Пегат А. Нечеткое моделирование и управление. М.: Бином. Лаборатория знаний, 2009. — 798 с.
- 15.Ротач В.Я. Теория автоматического управления. – М.: Изд-во МЭИ, 2004. – 400 с.
- 16.Рутковская Д. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы / Д. Рутковская, М. Пилиньский, Л. Рутковский. – М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 452 с.
- 17.Рутковская Д., Пилиньский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечёткие системы. – М. : Горячая линия – Телеком, 2006. – 383 с.
- 18.Сетлак Г. Интеллектуальные системы поддержки принятия решений / Г. Сетлак. – К.: Логос, 2004. – 251 с.
- 19.Сыркин, И.С. Разработка нейро-нечеткого регулятора / И.С. Сыркин // Нейроинформатика и ее приложения: материалы XIV Всерос. семинара, 6-8 октября 2006г./под. ред. А.Н. Горбень, Е.М. Миркеса.- Красноярск, 2006.- С.119-120.

20. Усков А.А., Кузьмин А.В. Интеллектуальные технологии управления. Искусственные нейронные сети и нечёткая логика. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 143 с.
21. Хижняков Ю.Н., Южаков А.А. Нейро-нечеткий регулятор частоты газотурбинного двигателя // Приборы – 2010. – № 5. – С. 17–21.
22. Штовба С. Д. Проектирование нечетких систем средствами MATLAB / С. Д. Штовба. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007. – 284 с.
23. Ang K.H., Chong G., Li Y. PID control system analysis, design, and technology // IEEE Transactions on Control Systems Technology. 2005. Vol. 13. No. 4. P. 559-576.
24. Feng H.-M. A self-tuning fuzzy control system design // IFSA World Congress and 20th NAFIPS International Conference, 25-28 July 2001. Vol. 1. P. 209-214.
25. Fleming P.J., Purshouse R.C. Genetic algorithms in control systems engineering. – IFAC Professional Brief. – <http://www.ifaccontrol.org>. – 32 p.
26. Mann G.K.I., Bao-Gang Hu, Gosine R.G. Analysis of direct action fuzzy PID controller structures // IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part B. June 1999. Vol. 29. Issue 3. P. 371-388.
27. O'Dwyer A. PID compensation of time delayed processes 1998-2002: a survey // Proceedings of the American Control Conference, Denver, Colorado, 4-6 June 2003. P. 1494-1499.
28. Quevedo J., Escobet T. Digital control: past, present and future of PID control // Proceedings of the IFAC Workshop, Eds., Terrassa, Spain, 5-7 Apr. 2000.
29. Tanaka K., Wang H.O. Fuzzy control systems design and analysis: a linear matrix inequality approach. N.Y.: Wiley, 2001.

30. Yesil E., Guzelkaya M., Eksin I. Internal model control based fuzzy gain scheduling technique of PID controllers // World Automation Congress, 28 June - 1 July 2004. Proceedings. Vol. 17. P. 501-506.
31. Zadeh L.A. Fuzzy sets // Information and Control. 1965. № 8. P. 338-353.
32. Ziegler J.G., Nichols N.B. Optimum settings for automatic controllers // Trans. ASME. 1942. Vol. 64. P. 759-768.
33. [http://mirknig.com/2007/08/22/proektirovanie\\_nechetkikh\\_sistem\\_sredstva\\_mi\\_MATLAB.html](http://mirknig.com/2007/08/22/proektirovanie_nechetkikh_sistem_sredstva_mi_MATLAB.html).
34. <http://www.bhv.ru/books/book.php?id=1509>.