

3. Электротермическая обработка и теплое волочение стали / Г.А. Хасин, А.И. Дианов, Т.Н. Поповаи др. – М.: Металлургия, 1984. – 152 с.
4. Подготовка структуры при электротермообработке сталей, применяемых для высадки высокопрочных крепежных изделий / М.В. Бобылев, В.Е. Гринберг, Д.М. Закиров, Ю.А. Лавриненко // Сталь. – 1996. – № 11. – С. 54 – 60.
5. Установа для термічної обробки довгомірного сталевго виробу. Пат. 61944 Україна, МПК С21D 1/26 (2006.01), G06F 15/16 (2006.01). Іващенко В.П., Башков Є.О., Швачич Г.Г., Ткач М.О.; заявник: Національна металургійна академія України, Донецький національний технічний університет. – № u 201014225; заявл. 29.11.2010; опубл. 10.08.2011, Бюл. № 15.
6. Information system of intelligent support of decision-making for rolling process V. Ivaschenko, G. Shvachych, A. Sobolenko, D. Protopopov // Eastern-europeanjournal of enterprise technologies. – 2003. – № 3. – P. 4 – 9.
7. Информационная система сопровождения трубопрокатного агрегата 140 со станами тандем / Г.Г. Швачич, А.В. Соболенко, Д.В. Протопопов, А.В. Чуев // Теория и практика металлургии. – № 5 – 6. – 2003. – С. 76 – 82.
8. Математическое моделирование скоростных режимов термической обработки длинномерных изделий / Г.Г. Швачич, В.П. Колпак, М.А. Соболенко // Теория и практика металлургии.: общегосударственный науч.-техн. Журн. – 2007. – № 4 – 5 (59 – 60). – С. 61 – 67.
9. Швачич Г.Г. Об алгебраическом подходе в концепции распределенного моделирования многомерных систем / Г.Г. Швачич // Теория и практика металлургии. – 2007. – № 6(61). – С. 73 – 78.
10. Швачич Г.Г. Математическое моделирование одного класса задач металлургической теплофизики на основе многопроцессорных параллельных вычислительных систем / Г.Г. Швачич // Математичне моделювання. – 2008. – № 1 (18). – С. 60 – 65.
11. Швачич Г.Г. Некоторые особенности конструирования алгоритмов для многопроцессорных вычислительных систем / Г.Г. Швачич, Шмукин А.А. // Міждержавна науково-методична конференція «Проблеми математичного моделювання». – Дніпродзержинськ, 2011. – С. 112 – 114.

Рекомендовано до друку проф. Пошиваловим В.П.

УДК 622.233.6-83:68:3

В.С.Хилов, д-р техн. наук

(Украина, г.Днепропетровск, Государственное высшее учебное заведение «Национальный горный университет»)

К.П.Фофанов

(Украина, г. Днепропетровск, Государственное предприятие «Конструкторское бюро Южное»)

ОСОБЕННОСТИ ОПТИМИЗАЦИИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ДВУХМАССОВОЙ СИСТЕМЕ С УПРУГИМИ СВЯЗЯМИ

Постановка проблемы и связь с прикладными задачами. Тенденция применения регулируемого частотного электропривода с короткозамкнутым асинхронным двигателем вместо приводов постоянного тока объясняется лучшими эксплуатационными характеристиками и решением технологических задач в области силовой электроники, цифровых систем управления и достижениями в теории автоматизированного электропривода [1].

Применение приводов постоянного тока характеризуется относительно большими моментами инерции якоря двигателя в сравнении с приведенными моментами инерции механизма. Частота коммутации тиристорных приводов относительно небольшая, что приводит к увеличенным значениям «малой некомпенсированной» постоянной времени. Поэтому тиристорные приводы постоянного тока являются низкочастотными фильтрами, которые эффективно подавляют собственные колебания, возникающие в трансмиссии бурового станка.

Широтно-импульсное управление транзисторными инверторами напряжения характеризуется значительно большей частотой коммутации, нежели тиристорного выпрямителя привода постоянного тока, что приводит к расширению полосы пропускания системой регулирования в приводе переменного тока. У асинхронного двигателя момент инерции ротора более чем в четыре раза меньше момента инерции двигателя постоянного тока. Такие технические изменения в приводных системах приводят к увеличению влияния обратной электродвижущей силы (ЭДС) и упругих свойств трансмиссии на контуры

управления асинхронного двигателя в сравнении с приводными системами постоянного тока с тиристорными преобразователями, в которых этими влияниями можно было пренебречь без значительных погрешностей.

Анализ исследований и публикаций. Частотный анализ характеристик трансмиссии привода двухмассовой системы позволил выявить дополнительные динамические звенья в контурах регулирования, которые не учитываются в общепромышленном приводе [2]. В полосу пропускания контура активной составляющей тока и частоты вращения вала двигателя попадают собственные упругие колебания объекта управления, которые приводят к появлению слабо демпфированных колебаний тока и частоты вращения как вала двигателя, так и самого исполнительного механизма.

Расчетная схема крутильных колебаний привода большинства исполнительных механизмов приводится к двухмассовой системе с сосредоточенными инерционностями: ротора асинхронного двигателя и приведенной к частоте вращения ротора массы рабочего органа. Эти две массы соединяются упругим элементом, жесткость которого определяет минимальную частоту крутильных колебаний исполнительного механизма.

Постановка задачи. Определение алгоритмов управления динамическими процессами в контурах тока, частоты вращения вала двигателя и частоты вращения става, компенсирующих отрицательное воздействие на динамику дополнительных звеньев, обусловленное влиянием упругими свойствами исполнительного механизма являются целью данного исследования.

Результаты исследования. В токовом контуре, кроме традиционного апериодического звена, обусловленного электромагнитной постоянной времени, появляются два дополнительных динамических звена [4, 5]. Одно обусловлено влиянием оборотной ЭДС ротора асинхронного двигателя, а другое – влиянием на контур основной частоты колебаний исполнительного механизма с сосредоточенной массой.

Если в контурах частот вращения вала двигателя или механизма компенсируемая часть передаточной функции объекта управления имеет один и тот же вид, то в контуре тока – вид PII динамического звена при компенсации электромагнитной постоянной времени, PII^2 – при компенсации электромагнитной постоянной времени и форсирующем действии оборотной ЭДС асинхронного двигателя, и такой же вид – при компенсации наименьшей частоты сопряжения полинома знаменателя дополнительной передаточной функции.

В зависимости от выбора компенсируемой части объекта управления в контуре остается некомпенсируемая часть, которая отрицательно влияет на динамику всей системы управления. Для подавления упругих колебаний исполнительного механизма возможно присоединить дополнительные регулирующие звенья параллельно основным регуляторам или направить их действие на выход регулятора тока. Последнее предпочтительнее, так как корректирующее воздействие подается на самый быстродействующий контур. Алгоритмы работы регуляторов при таком способе подавления колебательных процессов в системе управления рассмотрены в работе [6].

Все алгоритмы коррекции динамических процессов содержат производные не ниже второго порядка от сигнала рассогласования, что при наличии шумов отрицательно сказывается на работоспособности такой компенсации. Кроме того, изменение параметров объекта управления приводит к нестабильности характеристических частот колебаний исполнительного механизма, поэтому настройка алгоритмов коррекции возможна только в одной рабочей точке контуров. Изменение количества присоединенных масс приводит не к компенсации упругих колебаний дополнительными корректирующими звеньями, а к увеличению колебательности системы управления. Поэтому алгоритмы коррекции динамики должны обладать свойствами адаптации к переменным параметрам объекта управления.

Решаем проблему компенсации упругих колебаний в контурах тока и частоты вращения путем применения принципов нечеткого управления сложными объектами, к которым относим и электропривод двухмассового механизма при наличии упругих связей в трансмиссии.

Подход на основе теории нечетких множеств имеет характерные отличительные черты: в дополнение к числовым переменным используются нечеткие величины, так называемые "лингвистические" переменные; простые отношения между переменными описываются с помощью нечетких высказываний; сложные отношения описываются нечеткими алгоритмами.

Такой подход дает приближенные, но в то же время эффективные способы описания поведения систем, настолько сложных, что для коррекции динамики которых требуются адаптивные регуляторы с полиномами высокого порядка, как в числителе, так и знаменателе

Для сохранения преимуществ систем управления с активной последовательной коррекцией параллельно классическим регуляторам подсоединяем нечеткий регулятор, функции которого будут заключаться в подавлении колебаний, возникающих из-за упругих свойств исполнительного механизма (рис. 1).

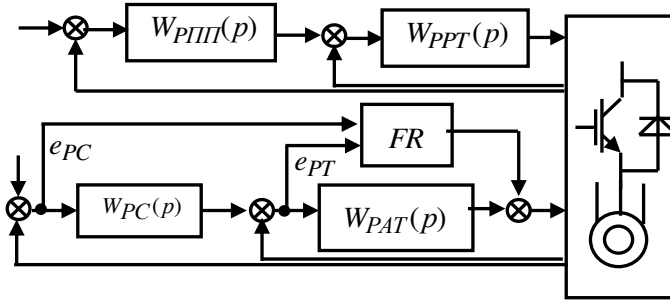


Рис. 1. Функциональная схема системы управления с дополнительной нечеткой коррекцией

Структура нечеткого регулятора предусматривает выбор входных функций принадлежности, правила обработки термов, нахождение выходного сигнала. Функции принадлежности могут выбираться исходя из умозрительных заключений эксперта, при этом они определяются не однозначно. Правила обработки термов предопределены интерпретацией пользователя работы нечеткого регулятора. Результат подбора функций принадлежности и набора правил нахождения выходной величины может складываться из множества комбинаций.

В исследуемом нечетком регуляторе отсутствуют какие-либо априорные предположения относительно количества и взаимного расположения функций принадлежности, поэтому синтез нечеткого регулятора рационально выполнять в два этапа. На первом этапе выбираем количество функций принадлежности на основе кластерного анализа вектора входного сигнала нечеткого регулятора.

Процесс скачкообразного увеличения частоты вращения двигателя от нулевого значения до номинального уровня, реверса скорости от номинального положительного до номинального отрицательного уровня, а затем обратно от отрицательного номинального до положительно номинального позволяет создать наиболее характерную выборку данных переменных сигналов на входе и выходе нечеткого регулятора, используемую для тренировки функций принадлежности и выбора правил обработки термов. Эта выборка значений сигналов на входе и выходе нечеткого регулятора дополняется сигналами при тех же режимах работы, но при скачкообразном изменении момента сопротивления на исполнительном механизме.

Исходной информацией для кластеризации является матрица наблюдений входных сигналов нечеткого регулятора D , которая формируется по данным осциллограммы кривых на входе нечеткого регулятора (рис. 2). Эти же сигналы можно просчитать аналитически, пользуясь найденной динамической моделью контура управления тока [6].

Каждая строка матрицы D представляет собой значения шести признаков одного из объектов кластеризации – по три для каждого регулятора, соответственно пропорциональная, интегральная и дифференциальная части. Задача кластеризации состоит в разбиении объектов, находящихся в D матрице, на несколько подмножеств (кластеров), где объекты более схожи между собой, нежели с объектами из других кластеров. В метрическом пространстве "схожесть" определяют через расстояние. Расстояние рассчитывается как между исходными объектами (строками матрицы D), так и от этих объектов к прототипу кластеров. В рассматриваемом случае координаты прототипов заранее неизвестны – они находятся одновременно с разбиением данных на кластеры.

В решаемой задаче отсутствуют любые априорные предположения относительно количества нечетких кластеров, поэтому для нахождения количества кластеров используем метод субтрактивной кластеризации, который предложен Р. Ягером и Д. Филевым [7]. Идея метода состоит в том, что каждая точка

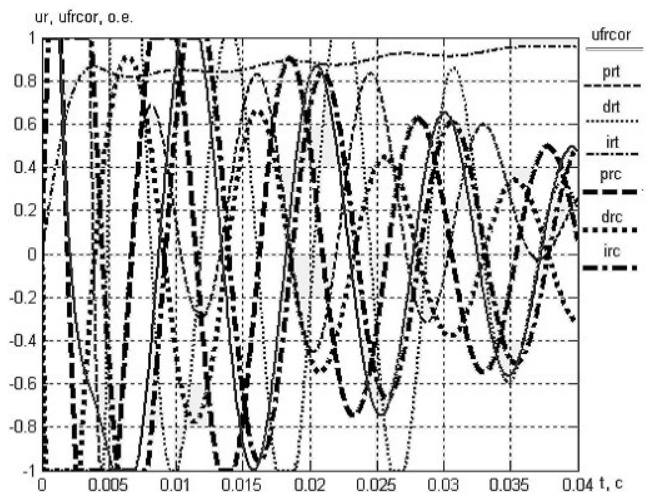


Рис 2. .Осциллограммы ошибок на входах регуляторов тока, частоты вращения, скорости их изменения и их интегралов (ошибка на входе регуляторов $E_D(\delta)$, скорость изменения ошибки на входах регуляторов $RE_P(p)$, интегральная составляющая ошибок $IE_{PT}(p)$ при подавлении колебаний в контурах тока и скорости)

данных рассматривается как центр потенциального кластера, после чего рассчитывается мера способности любой точке представлять центр кластера. Эта – количественная мера, основанная на оценке плотности расположения точек данных возле соответствующего центра кластера.

По этому алгоритму нечеткой кластеризации определялась величина вектора входного сигнала нечеткого регулятора. Результат расчета соответствует рис. 3. Где центры кластеров представлены большими крестиками (четыре центра кластеров для регулятора тока) и большими кружочками (три центра кластеров для регулятора частоты вращения). Количество центров кластеров определяет количество функций принадлежности, т.е. для регулятора тока необходимо четыре функции принадлежности, а для регулятора частоты вращения достаточно трех.

Определившись с числом кластеров для входных переменных, переходим ко второму этапу синтеза нечеткого регулятора. Для этого воспользуемся возможностью обучения нейронных искусственных сетей с целью нахождения выходных функций принадлежности и взаимного расположения как входных, так и выходных функций принадлежности.

Для определения базы правил согласно исходным функциям принадлежности используем аппарат гибридных сетей, в которых выводы делаются на основе нечеткой логики, но соответствующие функции принадлежности настраиваются на основании алгоритмов нейронных сетей, это так называемые адаптивные фаззи-нейронные сети принятия решений ANFIS (adaptive neuro-fuzzy inference system) [8]. В таких системах обучения используется множество входных и исходных значений и распределение функции принадлежности осуществляется в соответствии с вектором данных D . Параметры функций принадлежности изменяются в соответствии с предоставленными для обучения сигналами.

Определяются эти параметры, также их изменения, согласно с рассчитанным векторным градиентом, который контролирует отклонение исходной координаты нейронной сети от заданного значения в предоставленном для обучения наборе входных/выходных данных D . Для обучения использованы алгоритмы обратного распространения (back propagation) [9], а также совместно с методом оценки наименьших квадратов (least squares type) и алгоритмом обратного распространения. Эти алгоритмы разрешают обучаться нейро-нечеткому регулятору от набора данных на его входе и выходе.

Используем для синтеза нечеткого регулятора входные величины (рис.2): сигнал рассогласования, скорость и интеграл от изменения рассогласования, что соответствует динамической характеристике ПИД-регулятора.

Обучение нейрон-нечеткой сети типа ANFIS осуществлялось при условиях:

- число эпох обучения равнялось 100;
- количество входных функций принадлежности N (где $N=2$ для контура скорости и $N=3$ – тока);
- алгоритмы обучения: обратного распространения и гибридный [9];
- проверялись функции принадлежности: треугольные, трапецеидальные, обобщенные кололообразные, Гауссовы, двойные Гауссовы, π – функции, двойные сигмоидальные, произведение двух сигмоидальных функций;
- выходные функции принадлежности принимались типа Сугено (Sugeno) нулевого (const) или первого (line) порядков.

Исходя из полученных данных для погрешностей обучения нет необходимости брать входные функции принадлежности более сложные, чем треугольные или Гауссовы.

В алгоритмах работы нечеткого регулятора тока и скорости достаточно ограничиться двумя составляющими – пропорциональной и дифференциальной. Выходные функции принадлежности возможно использовать нулевого порядка типа Сугено.

Из сравнения сигналов соответствующей действительности на выходе нечеткого регулятора и который он должен воспроизводить следует, что в периоды появления свободных составляющих переходного процесса (изменение заданного сигнала на входах контуров), выходной сигнал нечеткого регулятора совпадает с желаемым сигналом только знаком, но не значением. В моменты изменения заданного сигнала динамику контура в основном формируют классические регуляторы активного тока и скорости с по-

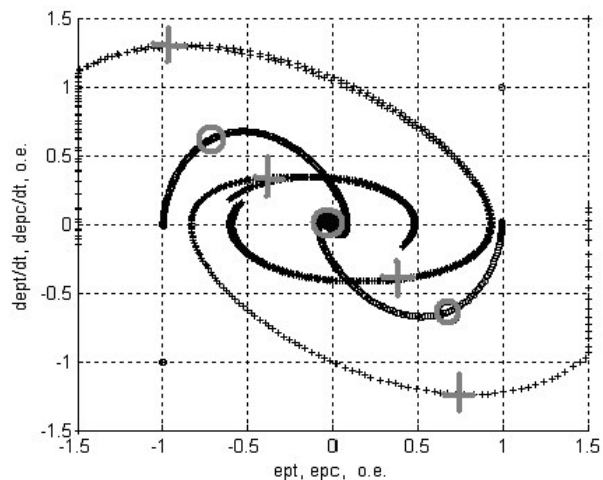


Рис 3. Результат кластерного анализа выходного сигнала нечеткого регулятора тока и скорости от ошибки и скорости ошибки на водах

давлением обратной ЭДС. При переходе к вынужденным значениям контролируемых величин действительное и желаемое напряжения на выходе ПД нечеткого регулятора хорошо совпадают. Таким образом, в вынужденном режиме нечеткий регулятор будет существенно влиять на динамические процессы в контурах управления.

Анализ переходных процессов свидетельствует о том, что присоединение нечеткого регулятора параллельно классическому приводит не только к увеличению быстродействия контуров, но и к увеличению перерегулирования в сравнении с настройкой на модульный оптимум. С увеличением перерегулирования в момент второго согласования увеличивается колебательность. Для устранения этих отрицательных явлений увеличивают коэффициент настройки контура тока от значения $a_T=2$, которое должно быть для модульного оптимума, до значения $a_T=3$, т.е. в полтора раза, что уменьшает быстродействие системы управления практически до значения соответствующему настройке на модульный оптимум. Одновременно существенно уменьшается перерегулирование и колебательность контура скорости до значений меньшим нежели при настройке на модульный оптимум.

Для количественного сопоставления качества переходных процессов вводим интегральную оценку I_K , учитывающую быстроту затухания и величину отклонения частоты вращения в совокупности. Присчитываем не только отклонение частоты вращения от заданного уровня x , но и до третьей производной включительно от отклонения частоты вращения двигателя

$$I_K = \int_0^{\infty} \left(x^2 + a_c \cdot a_T \cdot T_{\mu} \cdot \dot{x}^2 + a_c \cdot a_T^2 \cdot T_{\mu}^2 \cdot \ddot{x}^2 + a_c \cdot a_T^3 \cdot T_{\mu}^3 \cdot \ddot{\ddot{x}}^2 \right) dt$$

где a_c – коэффициенты настройки контура скорости.

Эта оценка характеризует приближение переходного процесса к экстремали, определяемой решением дифференциального уравнения характеристического полинома оптимизированного контура частоты вращения двигателя

$$a_c \cdot a_T^2 \cdot T_{\mu}^3 \cdot \ddot{\ddot{x}} + a_c \cdot a_T^2 \cdot T_{\mu}^2 \cdot \ddot{x} + a_c \cdot a_T \cdot T_{\mu} \cdot \dot{x} + 1 = 0.$$

Для жесткой системы регулирования значение интегральной оценки I_K принимаем за базовую величину, к которой относим все остальные значения этой оценки.

На рис.4 приведены рассчитанные осциллограммы изменения частоты вращения вала двигателя и соответствующие значения интегрального показателя I_K в зависимости от числа присоединенных штанг и настроек нечеткого регулятора.

Значения интегральной оценки I_K показателя переходного процесса в режимах скачка управления и скачка возмущения от количества присоединенных масс в исполнительном механизме в зависимости от динамической характеристики нечеткого регулятора просчитывались для скачка управления и возмущения.

Как следует из анализа полученных значений наибольшее отличие от оптимально настроенной системы управления наблюдается при применении ПИИ – нечеткого регулятора, а наименьшее – при применении ПД – нечеткого регулятора. Промежуточные показатели качества управления имеет ПИД – регулятор.

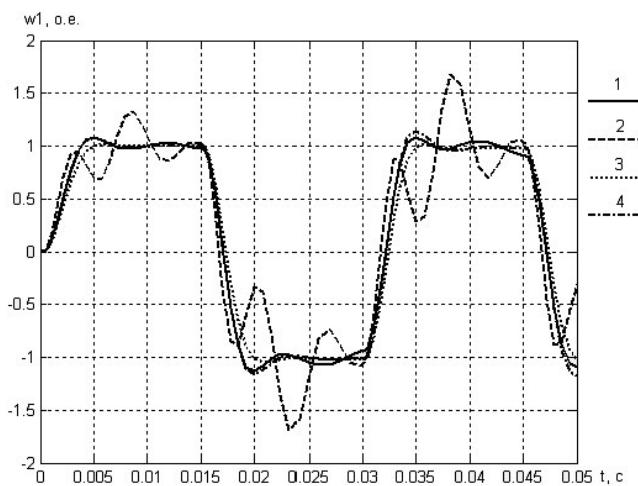


Рис 4. Кривые изменения частоты вращения вала двигателя в зависимости от коррекции динамики системы управления нечетким регулятором: 1 – ПИД нечеткий регулятор ($I_k = 1.08$), 2 – ПИ нечеткий регулятор ($I_k = 1.18$), 3 – ПД нечеткий регулятор ($I_k = 1.02$), 4 – экстремаль ($I_k = 1$)

Выводы. Применение нечеткого пропорционально-дифференциального регулятора от рассогласований на входах пропорционально-интегральных регуляторов скорости и тока на выход регулятора тока, поз-

воляет сохранять преимущества систем управления с активной последовательной коррекцией и эффективно подавлять колебания в системе управления.

Качество переходных процессов при различных функциях принадлежности существенно не изменяется, потому целесообразно выбирать треугольные или Гаусса функции принадлежности через их простоту реализации.

Выходные функции принадлежности следует выбирать типа Sugeno нулевого порядка, так как при линейно изменяющихся функциях слабо подавляются упругие колебания в системе управления.

Нечеткий регулятор плохо воспроизводит необходимый выходной сигнал при быстрых изменениях задающего и возмущающего сигналов в начале каждого воздействия, когда классические регуляторы компенсируют инерционное влияние электромагнитной и электромеханической постоянных времени. При переходе системы управления в принужденный режим, когда классические регуляторы работают неэффективно, подавляет упругие колебания нечеткий регулятор. Тем самым осуществляется временная селекция работы классических и нечеткого регуляторов.

При отсутствии колебательной составляющей упругих колебаний става в системе управления, нечеткий регулятор не влияет на динамику работы системы.

Изменение собственных частот упругих колебаний исполнительного механизма существенно не влияет на качество переходных процессов, если нечеткого регулятора настройка произведена на компенсацию упругих колебаний при минимальном числе штанг в стае.

Список литературы

1. Хилов В.С. Опыт применения частотно-управляемых приводов/В.С. Хилов, А.С. Бешта, В.Т. Заика.// Горн. информ.-аналит. Бюл., М.–2004.– №10.–С. 285-289.
2. Хилов В.С. Оценка собственных частот исполнительного механизма при нестационарных режимах// В.С. Хилов, В.В. Плахотник. // Сб. научн. тр. НГУ. – 2004.– №19, т.4.– С.145-150.
3. Бешта А.С. Математическая модель продольных и крутильных колебаний исполнительного механизма/ А.С. Бешта, В.С. Хилов, В.В. Плахотник //Гірн. електромеханіка та автоматика: науку-техню зб. – 2004.– Вип. 73.– С.118-125.
4. Півняк Г.Г. Принципи побудови системи керування електроприводом виконавчого механізму/ Г.Г. Півняк, О.С. Бешта, В.С., Хілов // Вісник НТУ «ХП».– 2003. – №10.–Т.1 – С.141-143.
5. Хилов В.С. Влияние упругих свойств трансмиссии и оборотной электродвижущей силы на динамику контура тока. /В.С Хилов//Сб. науч. тр. НГУ. –, 2005. – №,21.–С. 43-55.
6. Хилов В.С. Собственные частоты колебаний разомкнутого контура тока привода исполнительного механизма/В.С Хилов// Гірн. електромеханіка та автоматика: наук.-техн. зб. – 2005.– Вип.74.– С. 25-31.
7. Yager R. Essentials of Fuzzy Modelling and Control/ R.Yager R, D.Filev D // USA: John Wiley & Sons.– 1984. –387 P.
8. Леоненков А.В. Нечеткое моделирование в среде MATLAB и fuzzyTECH.–СПб.: БХВ-Петербург, 2003.–736 с.
9. Медведев В.С. Нейронные сети MATLAB 6/ В.С. Медведев, В.Г. Потемкин// –М: ДИАЛОГ-МИФИ. – 2002.–496 с.

Рекомендовано до друку: проф. Корсуном В.І.