

ISBN 5-7763-8361-7

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ

НАЦИОНАЛЬНАЯ АКАДЕМИЯ НАУК УКРАИНЫ

УКРАИНСКАЯ АССОЦИАЦИЯ ПО АВТОМАТИЧЕСКОМУ УПРАВЛЕНИЮ

АВТОМАТИКА

АВТОМАТИЗАЦИЯ

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ

КОМПЛЕКСЫ И

СИСТЕМЫ

№ 1(11) 2003

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
НАЦИОНАЛЬНАЯ АКАДЕМИЯ НАУК УКРАИНЫ
УКРАИНСКАЯ АССОЦИАЦИЯ ПО АВТОМАТИЧЕСКОМУ УПРАВЛЕНИЮ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

АВТОМАТИКА. АВТОМАТИЗАЦИЯ.
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

Издание Херсонского государственного технического университета

№ 1(11)

ХЕРСОН

2003

Основан в июле 1997 г.

Выходит два раза в год

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор: Тодорцев Ю.К.

Члены редколлегии: Аркадьев В.Ю. (зам. главного редактора), Бабак В.П., Бардачев Ю.Н., Бойко В.И., Большевцев А.Д., Бондарь В.М., Гаврилюк В.И., Герасимьяк Р.П., Григоровский Е.П., Гринавцев В.Н., Данилин В.Н., Дубинец Л.В., Дудюк Д.Л., Живица В.И., Карпинский Н.П., Кондратенко Ю.П., Кузнецов Б.И., Ладанюк А.П., Лут Н.Т., Максимов М.В., Мартиненко И.И., Мережко Ю.И., Михайлик В.Д., Мишин В.И., Павлов А.А., Политыкин Б.М., Праховник А.В., Радимов С.Н., Рогальский Ф.Б., Садовой А.В., Сарибекоев Г.С., Смолин Ю.А., Ткаченко А.Н., Тришкин В.Я., Труш В.Е., Хомченко А.Н., Червяков В.Д., Шарко А.В., Шикалов В.С., Эриванцев И.Н., Яськив В.И.

Корректор: Лебедеенко Н.О.

ОРГАНИЗАЦИИ - ОСНОВАТЕЛИ ЖУРНАЛА

Херсонский государственный технический университет
Одесский государственный политехнический университет
Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт"
Киевский международный университет гражданской авиации
Одесская государственная академия холода
Днепродзержинский государственный технический университет
Приднепровская государственная академия строительства и архитектуры
Национальный аграрный университет
Украинский государственный химико-технологический университет
Украинский государственный университет пищевых технологий
Украинская инженерно-педагогическая академия
Украинский государственный морской технический университет
Украинский государственный лесотехнический университет
Сумский государственный университет
Киевский государственный технический университет строительства и архитектуры
Государственная академия легкой промышленности Украины
Тернопольский государственный технический университет им. И. Пулюя
Тернопольская академия народного хозяйства
Днепропетровский государственный технический университет железнодорожного транспорта

Подп. в печ./по решению ученого совета ХГТУ/10.03г.

Усл. печ. листов 8.1 Тираж - 200 экз. Формат 60x84 1/8

Свидетельство о регистрации КВ № 2997 от 10.12.1997 г.

Офсетная печать

Цена договорная

© Херсонский государственный технический университет

С ЮБИЛЕЕМ!

ДО 45-РІЧЧЯ ХЕРСОНСЬКОГО ДЕРЖАВНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ

Усього сорок років знадобилося дружньому колективу Херсонського державного технічного університету щоб пройти шлях від учбово-консультаційного пункту (1957 рік) до Університету (1997 рік).

У 1957 р. в Херсоні був організований навчально-консультаційний пункт (НКП) Київського технологічного інституту легкої промисловості. У 1960р на базі НКП був створений загально-технічний факультет , а у 1961р згідно Наказу Мінвузу УРСР Херсонський ЗТФ було передано Одеському технологічному інституту харчової промисловості ім.М.В.Ломоносова (ОТІХП).

У грудні 1980 р на базі Херсонського філіалу ОТІХП був відкритий самостійний індустріальний інститут.

У різні роки навчальний заклад очолювали Семерніков Олександр Данилович (1961-1962), Заглубоцький Павло Михайлович (1963-1964), Александров Сергій Олександрович (1964 1965), Морін Юрій Федорович (1965 1971), Андросов Віктор Федорович (1971-1977), Шмат Костянтин Іванович (1977-1983), Грицак Володимир Трохимович (1983-1988), Васильєвих Леонід Аркадійович (1989 1996), Бардачов Юрій Миколайович (з 1996р по тепер час).

В 1997 р згідно Постанови Кабінету Міністрів України на базі Індустріального Інституту створено Херсонський державний технічний університет. Це стало можливим завдяки особистим зусиллям і наполегливості ректора ВНЗ, доктора технічних наук, професора Бардачова Юрія Миколайовича та вагомим здобуткам усього трудового колективу.

В університеті сьогодні здобуває освіту понад 10 тисяч студентів. На 37 кафедрах, понад 80% яких очолюють доктори наук, професори, працює 368 викладачів, з них 34 доктори наук, професори, 170 кандидатів наук, доцентів 18 академіків та членів-кореспондентів галузевих академій наук, 5 заслужених діячів науки і техніки та заслужених працівників освіти України, 32 відмінники освіти.

Технічний університет - лідер вищої освіти південного регіону. За високі показники в навчальній, науковій, методичній і виховній роботі трудовий колектив ВНЗ нагороджений такими відзнаками: дипломами "Золота книга України", "Золота фортуна" та призом "Золотий Борисфен" – кращому ВНЗ області. Крім цього, університет визнано Міністерством освіти і науки України кращим у групі технологічних ВНЗ.

Зі святом вас, дорогі друзі! Щастя, здоров'я, радості, світлого майбутнього, мудрих вчителів і вдячних учнів усім вам!

Члени редакційної колегії журналу ААЕКС

К 40- ЛЕТИЮ КАФЕДРЫ АТП ОНПУ

В 1963 году, в соответствии с приказом № 275 от 24.05.1963 года МВССО УССР, в Одесском политехническом институте (ныне Одесский национальный политехнический университет) создана кафедра АТП. Первым заведующим кафедрой до 1971 года был к. т. н., профессор Кон Л.И.(1909-1973) В период с 1971 по 1974 и с 1985 по 1987 кафедру возглавлял к. т. н., доцент Денисов Ю.С. С 1974 года с перерывом кафедрой заведует д. т. н., профессор Тодорцев Ю.К.

За эти годы кафедрой подготовлено свыше 1400 инженеров, специалистов и магистров, в том числе 42 человека для иностранных государств.

С момента создания на кафедре функционировала аспирантура. 27 аспирантов подготовили и защитили кандидатские диссертации. 5 человек защитили докторские диссертации.

Научные и методические разработки кафедры нашли отражение в 60 авторских свидетельствах, многочисленных научных статьях и докладах, в 1 учебнике, 1 учебном пособии, 5 брошюрах. Методическими разработками обеспечены все дисциплины рабочего учебного плана. Кафедра активно работает в украинской ассоциации по автоматическому управлению, принимая участие с 1994 года в ежегодных международных конференциях по автоматике.

В 2003 году открыта новая специальность 7.0925.02 «Компьютерно-интегрированные технологии и производства».

В настоящее время на кафедре работают: д. т. н., профессор Демченко В.А., д. т. н., профессор Максимов М.В.; к. т. н., доценты Бабич В.Ф., Бундюк А.Н., Рыжиков Ю.Г., Стопакевич А.А., Харабет А, Н.; старшие преподаватели Беглов К.В., Заричанская А.Г., Коньшева О.Н., Трусова Н.В., ассистент Жуковский М. Э. Филиал кафедры в ПО «Теплоэнерго» возглавляет выпускник кафедры к.т.н. Ищенко А.П.

В разные годы на кафедре работали: д.т.н. Ваганов А.И., к.т.н., доценты Андреев Л.П., Баласанян Г.А., Полоник В.С., Радзиевский Ю.П., Юсим В.М, старшие преподаватели Беглов И.В., Заборовец Н.П. Бережно сохраняется память о к.т.н., доцентах Муратове Г. Е.(1912-1994), Призанде М.Б.(1938-1987).

Члены редакционной коллегии журнала ААЭКС

СОДЕРЖАНИЕ

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБЪЕКТОВ И СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

<u>Білий Л.Д.</u> Моделювання періодичних процесів нелінійних електромеханічних систем.....	7
<u>Бобриков С.А., Пичугин Е.Д.</u> Коррекция характеристик элементов системы управления.....	11
<u>Бойченко С.В.</u> Математична модель технологічної системи рекуперації пари моторних палив.....	14
<u>Кирюшатова Т.Г.</u> Математическое моделирование коллективной деятельности в иерархических системах управления.....	22
<u>Китаев А.В., Клементьев А.В., Якимчук Г.С.</u> Внешние характеристики бесконтактного совмещённого синхронного электрического генератора с периодически изменяющейся структурой обмотки ротора.....	27
<u>Рудакова А.В., Кузик О.В.</u> Использование метода динамического программирования Беллмана в задачах оптимизации быстродействия манипулятора.....	31
<u>Хомченко А.Н., Цыбуленко О.В., Дембровская М.В.</u> Бариеентрические оценки электростатического поля в круге.....	35
<u>Шеховцов А. В.</u> Устойчивость нелинейных систем автоматического регулирования.....	40

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

<u>Ходаков В.Е., Ходаков Д.В.</u> Адаптивный пользовательский интерфейс: проблемы построения.....	45
--	----

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

<u>Головащенко Н.В., Боярчук В.П.</u> Аппаратурный состав для улучшения свойств трактов приёма – передачи информации в системах промышленной автоматики.....	58
<u>Коджа Т.И., Гогунский В.Д.</u> Эффективность применения методов нечеткой логики в тестировании.....	61
<u>Орлов В.В.</u> Оценка мощности случайного сигнала на основе корреляционной пространственной обработки.....	66

ЦИФРОВЫЕ И ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

<u>Ситников В.С.</u> Оценка верхней границы ошибок квантования в цифровом фильтре с фиксированной точкой.....	71
--	----

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА, КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

<u>Блинов Э.И., Кравцов В.И., Кравцов А.В., Недбайло А.Н.</u> Управление гибкими протяженными объектами направленными силовыми воздействиями	79
<u>Водічев В.А.</u> Аналого-цифровой регулятор режима металлообработки для верстатів з числовим програмним керуванням.....	86
<u>Марончук И.Е., Андропова Е.В., Баганов Е.А., Курак В.В.</u> Использование метода импульсного охлаждения насыщенного раствора-расплава для формирования наноразмерных структур InSb в матрице GaSb	91
<u>Никольский В.В., Сандлер А.К.</u> Моделирование процессов в вискозиметре с пьезоэлектрическим приводом	95
<u>Тверезовський В.С., Бараненко Р.В.</u> Принцип побудови елементів вимірювальних систем, представлених цифровими програмно керованими давачами.....	100
<u>Худяев А.А.</u> К проблеме повышения точности воспроизведения в классе многоканальных воспроизводящих систем с эталонной настройкой каналов.	104
<u>Шутов С.В., Аппазов Э.С., Марончук А.И.</u> Испытание фотоэлектрических преобразователей в условиях экстремальных температурных колебаний.....	113

ЭКОНОМИКА НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ПРОГРЕССА

<u>Бабенко Н.И., Крючковский Д.А., Маломуж Т.В.</u> Методы снижения влияния факторов субъективности и неопределенности в системах поддержки принятия решений.....	116
--	-----

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

<u>Быченко Ю.Ю., Тодорцев Ю.К.</u> Модернизация аппаратного комплекса для проведения испытания на плотность системы герметичного ограждения энергоблока с реактором ВВЭР-1000.....	121
---	-----

<u>РЕФЕРАТЫ</u>	124
------------------------------	-----

<u>СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ</u>	128
---	-----

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБЪЕКТОВ И СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

УДК 621.3.013.681.142.2

МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРІОДИЧНИХ ПРОЦЕСІВ
НЕЛІНІЙНИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ

Білий Л.Д.

Розрахунок періодичних процесів нелінійних електромеханічних систем в загальному випадку призводить до необхідності визначення стаціонарних (періодичних) розв'язків вихідної системи диференціальних рівнянь. Розв'язування цієї задачі доцільно виконувати методом побудови моделі чутливості до початкових умов [1].

Серйозною перешкодою на шляху використання цього методу є проблема визначення матриці переходу станів або матриці монодромії. В задачах електромеханіки запропоновано знаходити її у вигляді добутку двох інших матриць. Такий підхід використовувався в ряді практичних розрахунків, а тепер узагальнимо його на будь-яку електромеханічну систему.

Запишемо в загальному вигляді диференціальні рівняння будь-якої електромеханічної системи

$$\frac{dX}{dt} = A(X) \cdot (X + B(t)), \quad (1)$$

де $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)_t$ - вектор змінних; $A(X)$ - матриця коефіцієнтів; $B(t)$ - вектор вільних членів (збурюючих сигналів системи).

Вектор початкових умов диференціальних рівнянь (1) позначимо $X(0)$. Система рівнянь (1) при заданих початкових умовах $X(0)$ становить задачу Коші.

Якщо праві частини (1) є T -періодичними функціями, то існує періодичний розв'язок системи (1)

$$X(t) = X(t + T). \quad (2)$$

Вирази (1), (2) становлять двочкову T -періодичну крайову задачу для системи диференціальних рівнянь.

Як зазначалося раніше, нас цікавить усталений (періодичний) процес системи, при якому виконується рівність (2). В протилежному випадку буде існувати вектор похибок

$$F(X(0)) = X(0) - X(X(0), T) = 0. \quad (3)$$

Необхідно знайти такий розв'язок, при якому цей вектор був би рівний нулю. Його одержуємо внаслідок розв'язання трансцендентного рівняння (3). Для цього можна використати ітераційний метод Ньютона

$$X(0)^{k+1} = X(0)^k - [F'(X(0)^k)]^{-1} \cdot F(X(0)^k). \quad (4)$$

В цій задачі початкові умови стають шуканими невідомими.

Вираз в квадратних дужках є якобіаном системи рівнянь (3), тому для його визначення диференціюємо рівняння (3) по $X(0)$

$$F'(X(0)) = 1 - \Phi(T), \quad (5)$$

де

$$\Phi(T) = \frac{\partial X(X(0), T)}{\partial X(0)}. \quad (6)$$

Матрицю (6) називають фундаментальною матрицею або матрицею монодромії. В технічній літературі вона відома під назвою матриця переходу станів.

Їх отримаємо диференціюванням (1) по $x(0)$

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{\partial A(X)}{\partial X} \Phi(X + B(t)) + A(X)\Phi. \quad (7)$$

В практичних задачах матриця $A(X)$ є досить складною, а тому рівняннями (7) не можна скористатися при організації ітераційного процесу (4).

Знайдемо вектор інших змінних, які однозначно визначаються через X , а їх диференціальні рівняння були б простіші від (1). Позначимо вектор нових змінних через Y . Запишемо функціональну залежність між вектором нових змінних Y і вектором X у вигляді

$$Y = A(X)^{-1} X, \quad (8)$$

де $Y = (y_1, y_2, \dots, y_n)_t$ – вектор нових змінних.

Диференціюючи вираз (8) по $X(0)$, одержимо при $t = T$

$$\Phi(T) = \frac{\partial X(X(0), T)}{\partial X(0)} = A(X) \cdot S, \quad (9)$$

де

$$S = \partial Y / \partial X(0). \quad (10)$$

Якби в (9) множник (10) був відомий, то матрицю монодромії можна було б легко знайти. Для визначення матриці (10) необхідно мати систему диференціальних рівнянь для змінної Y , праві частини яких повинні лінійно залежати від X . Запишемо таку систему рівнянь у вигляді

$$\frac{dY}{dX} = C \cdot X + D(t), \quad (11)$$

де C – матриця параметрів вимірювальної системи; $D(t)$ – вектор вільних членів.

Тепер матрицю (10) визначимо з рівняння першої варіації, отриманого диференціюванням (11) по $X(0)$

$$\frac{dS}{dt} = CA(X)S. \quad (12)$$

Таким чином, функціональна залежність (8) дала змогу представити матрицю монодромії добутком матриці коефіцієнтів вихідної системи диференціальних рівнянь (1) і матриці чутливості до початкових умов додаткового рівняння (11).

На кожному кроці ітераційного процесу (4) сумісному інтегруванню підлягає система диференціальних рівнянь (1), (12).

Алгоритм

1. Маючи на k -й ітерації значення вектора $X(t)_k$ і матриць $A(X(t), t)$, $S(X(t), t)$ (на першому кроці початкові наближення $X(0)_0$ і $A(0)_0$, $S(0)_0$), інтегруємо рівняння (1), (12) на часовому інтервалі $[0, T]$. В результаті знаходимо $X(X(0), T)_k$, $A(T)_k$, $S(T)_k$.

Значення вектора $X(0)_0$ як нульове наближення формули Ньютона і початкова умова для (1) задається довільним. Але в тих випадках, коли розв'язок неоднозначний, тобто коли існує декілька періодичних розв'язків, значення $X(0)_0$ визначає вхід у зону притягання одного з них. Тому, щоб отримати сукупність усіх можливих періодичних розв'язків системи диференціальних рівнянь, необхідно варіювати значеннями $X(0)^0$.

Якщо враховувати, що для моменту часу $t = 0$, у відповідності з (6) буде $\Phi(0)^k = 1$, то згідно з (5) і (9) для матриці допоміжної моделі чутливості повинна строго задовольнятися умова

$$S(0)^k = [A(0)^k]^{-1}, \quad (13)$$

2. Маючи значення $X(T)_k$, $A(T)_k$, $S(T)_k$, згідно з (3) обчислюємо цільову функцію $F(X(0))$.

3. Згідно з (5) визначаємо значення матриці Якобі.

4. На підставі ітераційної формули (4) знаходимо уточнене значення вектора початкових умов $X(0)_{k+1}$.

5. Ітераційний процес закінчується при досягненні заданої точності входження в періодичний розв'язок

$$\text{mod}(X(0)^k - X(T)^k) \leq \varepsilon, \quad (14)$$

де ε – вектор заданих точностей обчислення змінних.

Висновки

1. Основна трудність побудови моделі чутливості до початкових умов електромеханічних систем - визначення матриці монодромії, розв'язана шляхом використання функціональної залежності між змінними стану й додатковими змінними (в електромеханічних системах між струмами контурів і потокозчепленнями), що дало змогу представити матрицю монодромії добутком двох матриць, перша з яких є матриця коефіцієнтів вихідної системи рівнянь, а друга досить просто знаходиться з диференціальних рівнянь першої варіації.

2. Побудована модель чутливості до початкових умов електромеханічних систем у загальному вигляді (диференціальні рівняння (1),(12)), спроможна знайти такі початкові умови, які виключають перехідну реакцію і відразу призводять до періодичного електромеханічного процесу в часовій області з задалегідь заданою точністю.

3. Алгоритм дає змогу розрахувати перехідні процеси досліджуваної системи при виключенні з нього ітераційного процесу (приймається теоретично $t \rightarrow \infty$, а практично – якесь велике значення).

Метод спроможній знайти неоднозначні розв'язки системи диференціальних рівнянь.

The method of build-up of model of parametric sensitivity to the starting condutions of a solution of the nonlinear differential equations is offered.

1. Чабан В.И., Билый Л.А. К расчету периодических режимов электроэнергетических устройств // Техническая электродинамика. – 1982. – №1. – С.73–77.

УДК 662.75

КОРРЕКЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕМЕНТОВ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Бобриков С.А., Пичугин Е.Д.

Характеристики некоторых элементов системы управления, в том числе и объекта управления, как статические, так и динамические, могут обладать нежелательными для разработчика системы управления свойствами, например, нелинейность статической характеристики, большая постоянная времени, интегрирующие свойства и пр. Нелинейность статической характеристики объекта управления - явление нежелательное, но часто встречающееся в практике. Например, морское судно, как объект управления, имеет неоднозначную статическую характеристику, что приводит в некоторых случаях к появлению автоколебаний в системе управления судном с авторулевым [1]. Нелинейности типа "люфт" имеют место в случаях, когда в системе управления есть механические передачи.

Известны методы коррекции динамических свойств элементов, путем включения корректирующего звена параллельно элементу, или в виде местной обратной связи [2]. Там же описан метод вибрационной линеаризации нелинейной статической характеристики, основанный на создании автоколебаний в части системы, включающей нелинейное звено. При этом для медленно меняющихся во времени сигналов нелинейное звено проявляет себя как линейное.

Задача одновременного улучшения как статических свойств элемента, так и его динамических свойств является актуальной.

На рис.1 приведена структурная схема системы коррекции характеристик элемента, позволяющая в ряде случаев не только "исключить" нелинейность статической характеристики, но также изменить динамические характеристики элемента. На рис.1 приняты следующие обозначения: $K_0(P)$ - передаточная функция элемента системы управления, характеристики которого желательно изменить; $K_{ж}(P)$ - передаточная функция желаемая; $K_{к}(P)$ - передаточная функция корректирующего звена.

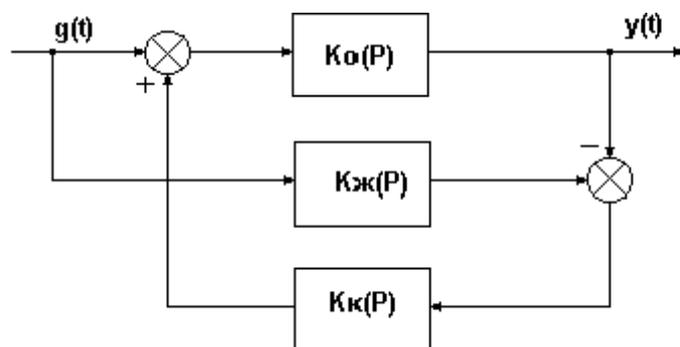


Рис.1 Структурная схема системы коррекции характеристик элемента

Передаточная функция системы коррекции, связывающая входное воздействие $g(t)$ с выходным сигналом $y(t)$, равна

$$W_{gy}(P) = \frac{Y(P)}{G(P)} = \frac{K_o(P)[1 + K_k(P)K_{ж}(P)]}{1 + K_o(P)K_k(P)} = \frac{K_o(P)\left[\frac{1}{K_k(P)} + K_{ж}(P)\right]}{\frac{1}{K_k(P)} + K_o(P)}. \quad (1)$$

Из (1) видно, что если $K_k(P)$ устремить в бесконечность, то в пределе передаточная функция всей схемы будет равна желаемой передаточной функции $K_{ж}(P)$. Как показывают результаты моделирования, в случае, когда корректируемый элемент - звено первого порядка и не имеет запаздывания - хороший результат (приближение передаточной функции всей схемы к желаемой) получается при условии $K_k(P) = K$ - постоянный коэффициент.

На рис.2 приведены результаты моделирования: а) статическая характеристика объекта; б) статическая характеристика того же объекта, но с коррекцией.

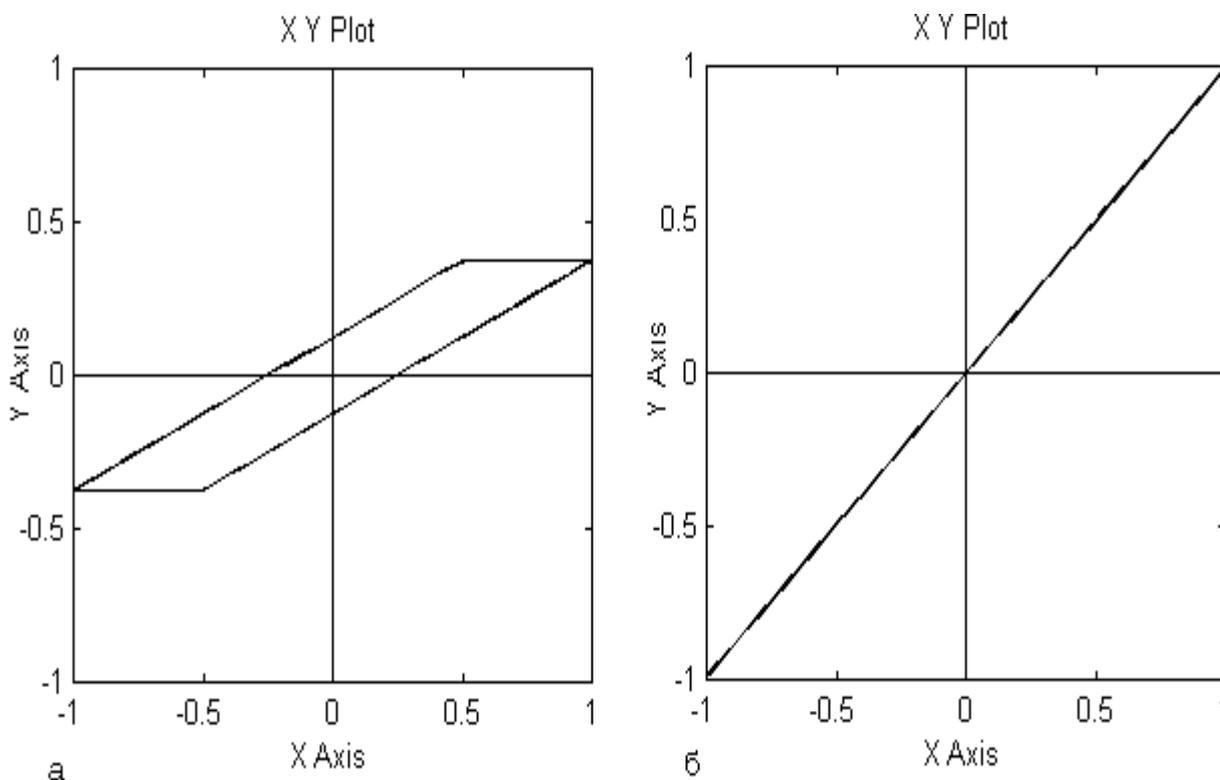


Рис.2 а) статическая характеристика элемента;
 б) статическая характеристика того же элемента, но с коррекцией при $K_{ж}(P) = 1$, $K_k(P) = 100$

Предлагаемая схема коррекции характеристик элементов позволяет не только исключить зону нечувствительности в статической характеристике, но также изменить динамические свойства элемента. На рис.3 приведены результаты моделирования объекта, со статической характеристикой типа "люфт" и инерционным звеном первого порядка. Как видно (рис.3,б) в системе коррекции объект практически становится пропорциональным звеном.

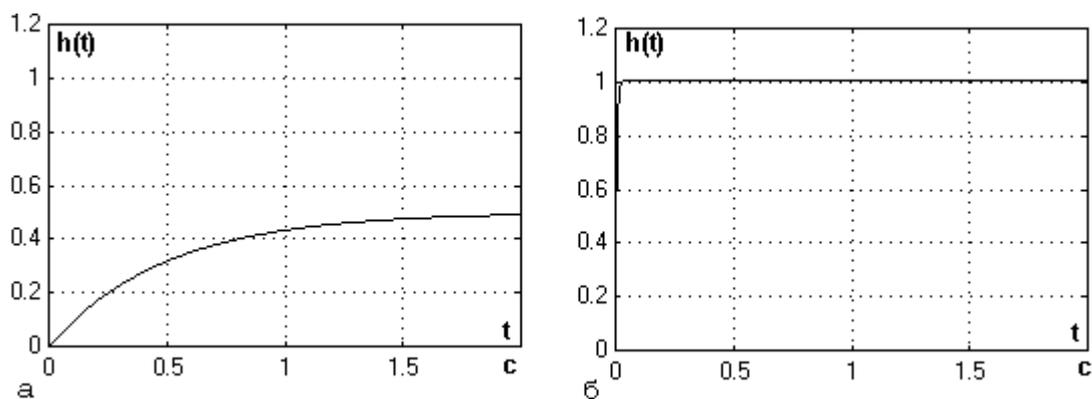


Рис. 3 а) переходная характеристика элемента;
 б) переходная характеристика того же элемента
 с коррекцией $K_{Ж}(P)=1$; $K_{К}(P)=100$

Элемент с интегрирующим свойством может быть преобразован в пропорциональное звено (рис.4) и наоборот, пропорциональное звено может быть преобразовано в интегратор (рис.5). Во всех рассмотренных случаях в качестве статической характеристики элемента принята нелинейность типа "люфт" с зоной нечувствительности 1,0.

В тех случаях когда элемент имеет порядок второй и выше, либо когда в элементе есть запаздывание, корректирующее звено следует выбирать из условия устойчивости замкнутого контура, образуемого звеньями $K_O(P)$ и $K_K(P)$.

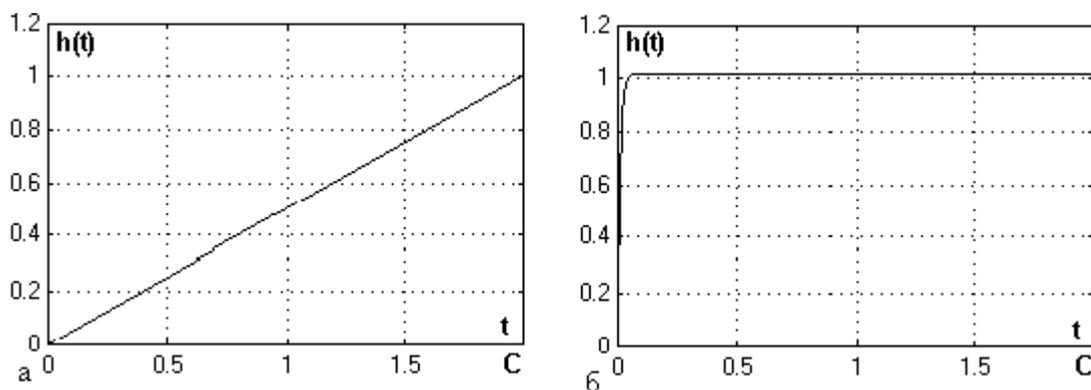


Рис. 4 а) переходная характеристика элемента;
 б) переходная характеристика того же элемента
 с коррекцией $K_{Ж}(P)=1/P$; $K_{К}(P)=100$

На рис.6 приведен пример коррекции характеристики объекта, передаточная функция которого имеет вид:

$$K_O(P) = \frac{1e^{-0,2P}}{0,2P + 1}$$

Статическая характеристика объекта - нелинейность типа "люфт".
 Передаточная функция желаемая принята следующего вида:

$$K_{Ж}(P) = 1.$$

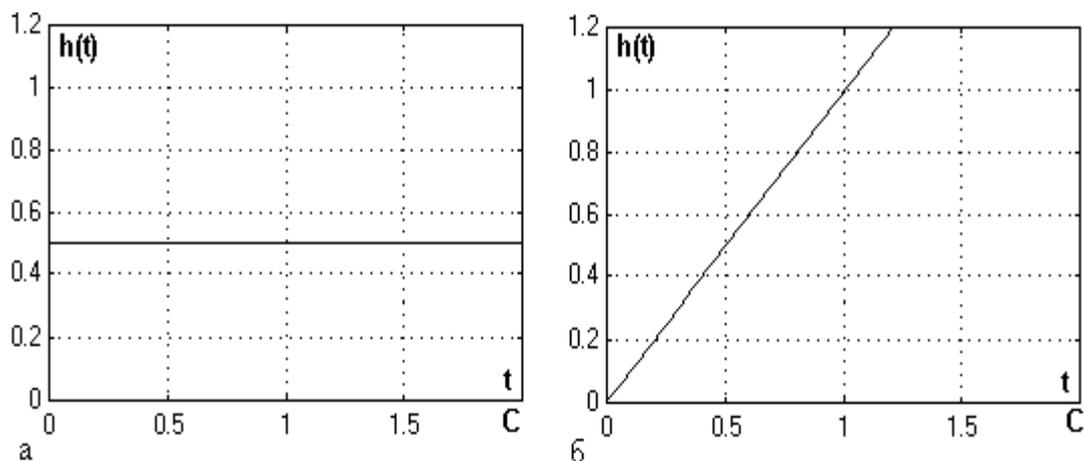


Рис. 5 а) переходная характеристика элемента;
 б) переходная характеристика того же элемента,
 но с коррекцией $K_{ж}(P)=1/P$; $K_k(P)=100$

Передаточная функция корректирующего звена определена из условия минимальной колебательности при минимальном времени переходного процесса:

$$K_k(P) = \frac{50(0,2P + 1)}{40P + 1}.$$

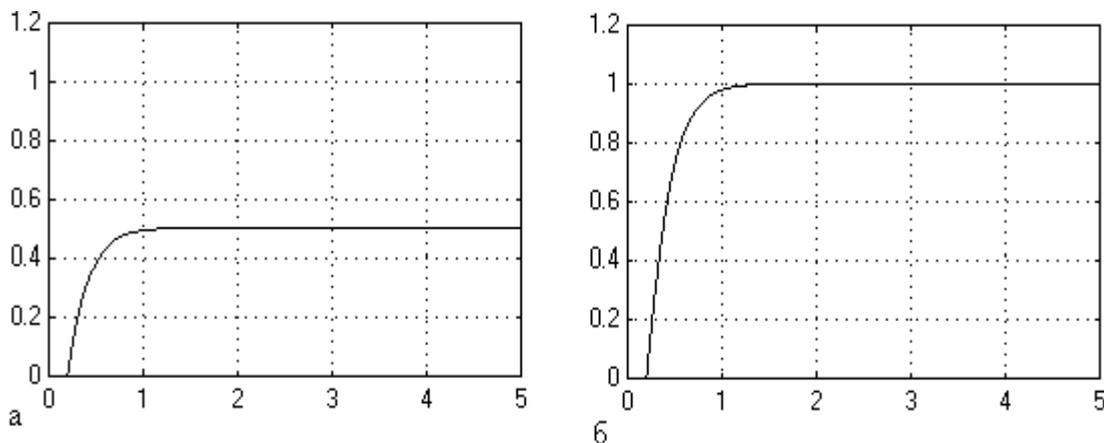


Рис. 6 а) переходная характеристика элемента;
 б) переходная характеристика того же элемента с коррекцией

Во всех приведенных примерах моделирование проводилось в пакете MATLAB-Simulink.

The block diagram including an any link of system, the reference link and correction link is considered. The scheme allows to receive, under certain conditions, on an output of a corrected link the transitive characteristic close to reference. It is shown, that the considered method of correction allows to compensate to nonlinear of the static characteristic (a zone of tolerance, a hysteresis) to change as necessary dynamic properties of a link.

Results of the modeling which has been carried out in package MATLAB-Simulink are submitted.

1. Кринецкий И.И., Пичугин Е.Д. Исследование автоматического управления курсом судна с учетом нелинейных характеристик системы // Судовождение и связь. Труды ЦНИИ морского флота, - Л.: Транспорт, 1967, вып. 83. – С.13–16.
2. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования- М.: Наука, 1972. – 768 с.

УДК 662.753.22+665.733.3

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ТЕХНОЛОГІЧНОЇ СИСТЕМИ РЕКУПЕРАЦІЇ ПАРИ МОТОРНИХ ПАЛИВ

Бойченко С.В.

Вступ

Однією з найбільш актуальних проблем нафтопродуктозабезпечення є втрати нафтопродуктів, значною частиною яких є втрати від випаровування при проведенні різних технологічних операцій, зокрема, зберігання, транспортування та розподілу. Сьогодні 40% нафти виливається у море під час аварій танкерів, 27% – при перекачці по нафтопродуктопроводам, 16% складають втрати при зберіганні та біля 0,5% надходить до води під час буріння [1].

Світові статистичні дані вказують на те, що загальні втрати нафти та нафтопродуктів від випаровування коливаються у межах 0,5–1,7% від загального об'єму переробленої сировини, в Україні 3–7% [2-27]. Якщо у середньому прийняти величину втрат на рівні 5%, то при переробці 19,4 млн. т нафти на рік (дані 2002 р.) збиток складе 970 тис. т. Таким чином, у процесах зберігання, транспортування та розподілу втрачається $\frac{1}{4}$ частина видобутої власної нафти.

Проблемі запобігання втратам нафти та продуктів її переробки від випаровування завжди приділялася велика увага вчених і практиків. Проте проблема втрат існує дотепер і вимагає невідкладного вирішення. У глобальному масштабі втрати нафтопродуктів – проблема енергетичної та екологічної безпеки.

Постановка завдання

Аналіз літературних джерел дозволяє зробити висновок про те, що використання понтонів, плаваючих криш, систем уловлювання легких фракцій та інших заходів не дозволяє успішно вирішувати проблему втрат легких фракцій, а запобігає втрати тільки незначної частини вуглеводнів. Відомі технічні розробки, як правило, орієнтовані на величезні капіталовкладення або, у кращому випадку, мають локальний характер.

Тому було поставлене завдання розробити технологічну систему рекуперації пари моторних палив, в основі якої лежить технічна простота і висока ефективність на підставі використання сорбційних процесів.

Вирішення задачі

Теоретичною базою для створення технологічної системи запобігання втратам від випаровування стала сучасна теорія випаровування вуглеводневих рідин, розроблена Л.С.Лейбензоном, О.С.Колесніковим, М.І.Білоконем, М.М.Константиновим, В.І.Черникіним, І.П.Бударовим, О.С. Ірисовим, Г.Ф. Большаковим, О.О. Гурєєвим, Ф.Ф. Абузовою та їх послідовниками [2,6-14] і теорія сорбції газів і пари, описана Брунауером

[28], К.М.Ніколаєвським [29], О.М.Серпіоною [30], Д.В.Сивухіним [31], М.В.Кельцевим [32], І.Є.Неймарком [33], М.М.Дубініним [34], Ю.Г.Фроловим [35].

Сучасні уявлення про випаровування рідин ґрунтуються на теорії подібності до процесів теплообміну, поглибленому розумінні молекулярного і конвективного перенесення тепла і речовини – розвитком гідродинамічної теорії теплообміну, а також теорій прилежового шару та будови рідини.

Виходячи з того, що сучасні уявлення про випаровування вуглеводневих рідин ґрунтуються на теорії подібності до процесів теплообміну, нами в основу вибору методу внаслідок багатогранності та складності явищ розроблювальної технологічної системи покладено поєднання феноменологічного (експериментально-аналітичного) та теоретичного (структурного) методів, яке передбачає складання детального математичного опису елементарних процесів, що входять до складного через застосування експериментально-аналітичних залежностей.

При проведенні даного моделювання дотримувалися основні вимоги та умови для побудови моделей [36,37]. Як відомо, основною умовою моделювання є подібність об'єкта та його моделі; чітке апріорне уявлення сутності фізико-хімічних процесів, що протікають в об'єкті; ізоморфізм цих процесів; уміння математично описувати ці процеси та використовувати методи моделювання.

Таким чином, завданням моделювання є комплексний опис процесів, що відбуваються при великих і малих “диханнях” резервуарної ємкості, таких як випаровування, масообмін, сорбція, десорбція, конденсація.

Розглянемо процес випаровування вуглеводневої рідини у гіпотетичній замкнутій резервуарній ємкості, що обладнана сорбційним модулем у складі технологічної системи рекуперації пари палива. У результаті випаровування вуглеводневого палива в резервуарі об'ємом V_p , в якому знаходиться вуглеводнева рідина, створюється насичена пароповітряна суміш (ППС). При підвищенні температури T і, відповідно, збільшенні тиску p , клапан “тиск” “дихального” клапана спрацьовує (мале “дихання”) і потік газу із швидкістю w проходить через прошарок сорбенту товщиною (висотою) H . При цьому частина молекул вуглеводневої пари адсорбується прошарком сорбенту. Після вирівнювання тиску клапан закривається і прошарок сорбенту прогрівається до температури T_n . При цьому відбувається процес десорбції вуглеводнів, які потім потрапляють до модуля конденсації з температурою T_k , де конденсуються й стікають у резервуар. Період циклу t_c адсорбції (десорбції) складає 90–120 хв. Після N циклів у сорбенті накопичуються не десорбовані вуглеводні масою Δm , тобто має місце гістерезис.

Над поверхнею рідини одночасно відбуваються процеси випаровування, дифузії, конвекції та конденсації пари. Швидкість пересування повітря у результаті конвективних потоків може бути прийнятою 0,05–0,10 м/с.

Для розрахунку процесів рекуперації надзвичайно важливо визначити кількість летючої речовини при будь-якій технологічній операції. А.В.Ликовим [38] було виведено формулу для визначення кількості рідини, що випарувалась

$$G = A \frac{M \cdot D}{R \cdot T} \cdot F_{\text{вип}} \phi \frac{P_S^t - P_{\text{пов}}}{1},$$

де A – коефіцієнт, що залежить від коефіцієнта Рейнольдса (при $Re = 200$ – 20000 $A = 0,5Re^{0,58}$, а при $Re = 20000$ – 200000 $A = 0,85Re^{0,76}$); M – молярна маса рідини, що випаровується; D – коефіцієнт дифузії пари рідини, що випаровується; R – газова стала пари рідини, що випаровується; T – абсолютна температура, яка дорівнює середньому арифметичному значенню від температури поверхні рідини та температури повітря;

$F_{\text{вип}}$ – поверхня випаровування; τ – тривалість випаровування; P_s^t – тиск насиченої пари рідини при температурі рідини t ; $P_{\text{пов}}$ – тиск насиченої пари рідини у повітрі; l – довжина шляху потоку повітря над поверхнею випаровування.

Набір даних за наведеною формулою для розрахунку кількості речовини, що випарувалася, демонструє існування труднощів для проведення таких розрахунків.

Тому для подальшого проведення моделювання скористаємось такими міркуваннями. Припустимо, що тиск у газовому просторі (ГП) резервуара дорівнює барометричному тиску, температура – температурі навколишнього середовища, концентрація пари однакова по об'єму ГП, а ППС підкоряється рівнянню стану газів і закону Дальтона. Таким чином, маса пари палива $m_{\text{п.п.}}$ буде розраховуватись за формулою

$$m_{\text{п.п.}} = Z V_p \rho_{\text{п.п.}} C_s = Z V_p \rho_{\text{п.п.}} \frac{P_s^{38}}{P_6},$$

де Z – коефіцієнт заповнення резервуара; V_p – об'єм резервуара, м³; $\rho_{\text{п.п.}}$ – густина пари палива, кг/м³; P_s^{38} – тиск насиченої пари палива; P_6 – барометричний тиск, кПа.

Враховуючи те, що молекула пари має кінетичну енергію вищу від кінетичної енергії молекули рідини, концентрацію молекул над рідиною можна визначити за формулою Больцмана [39]. Після деяких перетворень формула для визначення густини насиченої пари палива у ГП резервуара буде мати такий вигляд

$$\rho_{\text{п.п.}} = \rho_L \exp\left(-\frac{M_p L}{RT}\right),$$

де ρ_L – густина рідини; M_p – молярна маса вуглеводневої пари; L – теплота випаровування ($L_{\text{вип}} = 8,75 \cdot T_{\text{кип}} + 4,571 \cdot T_{\text{кип}} \cdot \lg T_{\text{кип}}$; $T_{\text{кип}} = (t_{\text{п.к.}} + 4 t_{\text{п.к.}} + t_{\text{к.к.}}) / 6$); R – універсальна газова стала.

Адсорбція пари вуглеводневої рідини прошарком сорбенту

Швидкість адсорбції, або кількість адсорбованої з потоку рідини за одиницю часу одиницею об'єму шару зернистого поглинача, визначається, зазвичай, за рівнянням кінетики сорбції

$$\frac{da}{dt} = \beta \cdot (c - y),$$

де a – кількість адсорбованої речовини на одиницю довжини сорбенту за період τ ; β – кінетичний коефіцієнт, який показує кількість речовини (y кг), що передається з потоку пароповітряної суміші 1 м³ сорбенту за 1 с при різниці концентрації речовини у парогазовому потоці c та концентрацією пари y , яка знаходиться у стані рівноваги з поглиненою речовиною (1 кг/м³), 1/с.

Застосовуючи теорію подібності, можна стверджувати, що рівняння кінетики сорбції є рівнянням масопередачі, а кінетичний коефіцієнт – коефіцієнтом масопередачі.

У загальному випадку процес адсорбції складається з таких етапів:

- 1) дифузія молекул речовини, що сорбується, із потоку пароповітряної суміші до зовнішньої поверхні частин сорбенту (зовнішній масообмін);
- 2) дифузія молекул речовини, що сорбується, по порам сорбенту (внутрішня дифузія);
- 3) власне сорбція внутрішньою сорбційною поверхнею поглинача.

Кількість речовини, що внаслідок молекулярної дифузії через ламінарний примежовий шар підводиться з потоку до поверхні поглинача, визначається, виходячи із закону Фіка [2]. Ця кількість речовини повинна бути рівною кількості поглиненої речовини, яка визначається за рівнянням кінетики сорбції. Тому

$$\beta \cdot (c - y) = -DF_{\text{пог}} \frac{dc}{dn},$$

де $F_{\text{пог}}$ – поверхня поглинання в одиниці об'єму шару поглинача, м²/м³; $\frac{dc}{dn}$ – градієнт концентрації (зміна концентрації на одиницю довжини шляху речовини, що дифундує).

Наведене рівняння є математичною аргументацією умов переходу речовини на межі поділу твердої та газоподібної фаз.

За допомогою теорії подібності можна, не інтегруючи диференційні рівняння, отримати з них методом подібного перетворення критерії подібності, а потім замінити ці диференційні рівняння залежністю між критеріями подібності (критеріальним рівнянням). Але вид такої залежності знаходять через експеримент. Існуючі приклади критеріальних рівнянь детально розглянуто у праці [30], тому скористаємось іншим підходом та виведемо рівняння для маси вуглекислої пари, що накопичені у циліндричному прошарку сорбенту.

Ізотерму сорбції $a = f(y)$, що є характеристикою сорбенту, опишемо ізотермою Ленгмюра (ізотерма I типу):

$$f(y) = \frac{c_0 y}{\gamma c_0 + \alpha y}, \quad (1)$$

де γ – коефіцієнт Генрі; $\alpha = \text{const}$ (характеризує лінійне розширення).

При малих концентраціях пари, вважаючи, що $\alpha = 0$, з (1) можна отримати ізотерму сорбції Генрі. З (1) знаходимо вираз для y :

$$y = \frac{\gamma c_0 a}{c_0 - \alpha a}. \quad (2)$$

Сорбент, що знаходиться у конструкції технологічної системи (сорбційному модулі), являє собою кульки діаметром 3–5 мм [40]. Кульки розміщені у циліндрі з боковими стінками висотою H і діаметром d . Через торці циліндра із швидкістю w прокачується ППС. Швидкість прокачування ППС через сорбент визначається різницею тисків у середині p_p та зовні резервуара p_6 . За законом Бернуллі

$$p_6 + \frac{\rho_{\Sigma} \omega^2}{2} = p_p$$

швидкість прокачування пароповітряної суміші буде складати:

$$\omega = \sqrt{\frac{2(p_p - p_6)}{\rho_{\Sigma}}},$$

де $\rho_{\Sigma} = \frac{(m_{\text{пов}} + m_{\text{п.п.}})}{V} = \rho_{\text{пов}} + \rho_{\text{п.п.}}$ – густина ППС; $m_{\text{пов}}$ – маса повітря у резервуарі.

Після низки математичних перетворень на базі системи нелінійних диференціальних рівнянь [39] (у часткових похідних), що описують процес адсорбції вуглеводневої пари прошарком сорбенту (граничні й початкові умови $a(z,0) = 0$; $c(z,0) = 0$; $c(0,\tau) = n_0$ відповідають відсутності адсорбованої пари у порах сорбенту у початковий момент часу $\tau = 0$ ($0 \leq a \leq H$) і наявності концентрації пари c_0 на вхідному торці циліндру із сорбентом z у довільний момент часу $\tau > 0$ ($a = H$; $c = \frac{1}{\beta} \frac{\partial a}{\partial \tau} + \gamma c_0 \frac{a}{c_0 - \alpha a}$; $c = c_0 = \text{const}$; температура газу та адсорбенту – сталі величини)

$$\frac{\partial a}{\partial \tau} + \frac{\partial c}{\partial \tau} = -\omega \frac{\partial c}{\partial z},$$

$$\frac{\partial a}{\partial \tau} = \beta c - \beta \gamma c_0 \frac{a}{c_0 - \alpha a}$$

отримано рівняння, що описує масу вуглеводневої пари $m_{\text{п.п.}}^a$, накопичену у циліндричному прошарку сорбенту діаметром $d_{\text{вн}}$ і довжиною H за одиницю часу τ :

$$m_{\text{п.п.}}^a = m_{\text{п.п.}} \int_{V_s} a(z, \tau) dV_p = \frac{r Q^2 - d_{\text{вн}}^2 m_{\text{п.п.}}}{4} \int_0^H a(z, \tau) dz \cdot$$

Одна з основних стадій будь-якого адсорбційного процесу – десорбція поглинутої пари – може здійснюватися різними методами: через підвищення температури прошарку адсорбенту; вакуумуванням системи; продувкою газом-носієм і т.п. [29,30,32,34]. Але у всіх випадках необхідною умовою результативного здійснення десорбційної стадії є наявність мінімального температурного рівня, який забезпечував би швидке видалення адсорбата.

Десорбція вуглеводневої пари, що поглинулась прошарком сорбенту

З аналізу літературних джерел випливає, що теоретичні основи стадії десорбції розроблені значно слабше, аніж теорія статички, кінетики та навіть динаміки адсорбції. Зважаючи на факт труднощів математичного опису десорбційних процесів більшість дослідників пропонують вирішення проблеми для окремих випадків із рядом припущень, а у деяких випадках – обмежитись емпіричними вирішеннями для окремих систем.

На відміну від прямого процесу (адсорбції), в якому визначальним фактором є дифузійні процеси, при оберненому процесі (десорбція) вирішального значення набуває швидкість “відривання” молекул від поверхні адсорбенту.

На сьогодні прийнято десорбційні процеси описувати за допомогою так званого “відносного методу розрахунку кінетики десорбції”, який оснований на припущенні того, що після видалення адсорбата з об’єму адсорбційних порожнин молекули, що залишились, утворюють мономолекулярний шар у відсутності взаємодії між адсорбованими молекулами, тобто за теорією Ленгмюра, швидкість десорбції визначається за рівнянням:

$$\frac{d\theta}{d\tau} = -k_1\theta + k_2p(1 - \theta),$$

де θ – ступінь заповнення поверхні; k_1, k_2 – константи швидкості прямого та оберненого процесів; p – тиск у системі.

Крім того, існує метод відносного розрахунку десорбційних кривих нормальних вуглеводнів парафінового ряду за сіткою десорбційних кривих стандартної речовини (наприклад, *n*-пентану) [32].

Кінетику десорбції описує рівняння

$$\theta = \theta_p e^{-\beta\tau},$$

де θ_p – ступінь заповнення поверхні при досягненні рівноваги; $e = 2,7183$; β – коефіцієнт, пропорційний фактору Больцмана ($v_o \exp(-E_{\text{дес}} / RT)$); v_o – кількість центрів адсорбції на одиниці поверхні; $E_{\text{дес}}$ – енергія активації десорбції).

Виходячи з вищевказаного, приходимо до того, що для опису десорбційних процесів у розроблювальній технологічній системі, найбільш правильним буде застосування емпіричного підходу через побудову кривої десорбції. А за отриманим рівнянням, що описує кінетику десорбції, можна оцінити кількість десорбованої речовини m_d .

Конденсація вуглеводневої пари

Для створення умов, необхідних для конденсації вуглеводнів, нами обґрунтовано можливість застосування термоелектричних холодильників через використання термоелектричних батарей [39-42]. Десорбована вуглеводнева пара захоплюється конвективними потоками і проходить через ребра термоелектричного модуля (ТЕМ), де підтримується відповідна температура (наприклад, мінус 10 – мінус 40°C). При цьому, у результаті теплообміну пара охолоджується та конденсується на поверхні ребер (гетерогенна конденсація). Згідно рівняння капілярної конденсації Кельвіна $\ln(p_k/p_p) = \pm 2\sigma V_m / (RT_r)$ конденсація відбувається на поверхні ядер конденсації (зародків) дуже малих розмірів. Внаслідок цього реакційна здатність сконденсованої речовини більше ніж макрофази. Для того щоб сконденсована речовина не поверталась у попередню фазу й конденсація продовжувалась, необхідне пересичення у даній системі. У загальному випадку швидкість конденсації визначається двома стадіями: утворенням ядер (зародків) конденсації й ростом зародків [35].

Масу конденсату наближено можна описати таким рівнянням

$$\Delta m_k = V_{\text{конд}} \Delta \rho,$$

де $V_{\text{конд}}$ – об'єм камери, де відбувається конденсація пари; $\Delta \rho$ – зміна густини насиченої пари при зміні температури.

Як відомо, густина насиченої пари пов'язана з температурою. Базуючись на цих міркуваннях, приходимо до наступного опису маси конденсату

$$m_k = V_{\text{конд}} \rho_L \left[\exp\left(-\frac{M_{\text{п.п.}} L}{RT_2}\right) - \exp\left(-\frac{M_{\text{п.п.}} L}{RT_1}\right) \right],$$

де T_2 – температура пари на вихідному торці циліндра із сорбентом; T_1 – температура холодних радіаторів термоелектричного модуля.

Теплоту, що необхідно витратити для конденсації пари палива можна описати таким рівнянням:

$$Q_k = c_p^{\text{п.п.}} m_{\text{п.п.}} (T_2 - T_1),$$

де $c_p^{\text{п.п.}}$ – теплоємність пари палива (середня величина теплоємності пари палива складає 1,6 кДж/(кг °К) при 0°C); T_1 – температура десорбції; T_2 – температура конденсації.

Сумарна теплота, що необхідна для нагрівання сорбенту та забезпечення процесів десорбції й конденсації, описується формулою:

$$Q_{\Sigma} = (Q_s + Q_k) / \Delta\tau,$$

де $\Delta\tau$ – тривалість роботи термоелектричного модуля.

Для визначення кількості батарей обов'язково необхідно враховувати основне правило роботи ТЕМ: для поглинання енергії (1 частина холоду) необхідно витратити 3 частини тепла (виділення енергії). Тому опис теплової потужності батареї оцінюється як три частини холодої потужності Q_{\max} :

$$Q_{\max}^T = 3Q_{\max}.$$

Базуючись на приведених міркуваннях, можна знайти кількість батарей Ω для формування ТЕМ

$$\Omega = \frac{Q_{\Sigma}}{Q_{\max}^T} = \frac{Q_{\Sigma}}{3Q_{\max}}.$$

Прогнозування та оцінку ефективності розроблювальної технологічної системи нами запропоновано здійснювати за показником ефективності рекуперації пари $E_{p.n.}$

$$E_{p.n.} = \frac{m_k}{m_{n.n.}} \cdot 100.$$

Висновок

Описані дослідження дозволяють удосконалити математичну модель технологічної системи рекуперації моторних палив, що створює необхідне теоретичне підґрунтя для прогнозування експлуатаційних параметрів цієї системи, підбору термоелектричних батарей та розрахунку ефективності запобігання втратам від випаровування при використанні такої системи на будь-якому підприємстві нафтопродуктозабезпечення.

Для реалізації моделі можна використовувати будь-яке програмне середовище. Отриманий програмний продукт буде корисним для використання і систематизації експериментальних даних.

World experience shows, that one of the basic ways of an output from fuel-energy and ecological crises is energy saving. The described mathematical model of technological system motor fuel recuperation (energy-conserving equipment) creates the necessary theoretical base to forecasting operational parameters of this system, selection of thermoelectric batteries and calculation of efficiency prevention of losses from evaporation at use of such system at any oil products supply enterprise.

1. Фашук Д.Я. Трагедии на “Божьей дороге” // Химия и жизнь. – 2003. – № 3. – С. 22–27.
2. Бойченко С.В. Рациональное использование углеводневых палив: Монография. – К.: НАУ, 2001. – 216 с.
3. Чичкин А.А. Звено технического прогресса // Газовая промышленность. – 1991. – № 1. – С. 2–4.
4. Шидловський А.К., Ковалко М.П., Вишневський І.М. Паливно-енергетичний комплекс України на порозі третього тисячоліття. – К.: Укр. енциклопедичні знання, 2001. – 400 с.

5. Шпак П.Ф. Рациональне використання власних ресурсів нафти й газу – головний фактор розвитку нафтогазового комплексу України // Нефть и газ. – 2000. – № 8. – С. 86–90.
6. Константинов Н.Н. Борьба с потерями от испарения нефти и нефтепродуктов. – М.: Гостоптехиздат, 1961. – 260 с.
7. Бударов В.П. Потери от испарения моторных топлив при хранении. – М.: РИО ВНИИСТ Главгаза СССР, 1961. – 139 с.
8. Хизгилов И.Х. Сохранение качества нефтепродуктов при их транспорте и хранении. – М.: Недра, 1965. – 192 с.
9. Аренбристер В.В. Техничко-экономический анализ потерь нефти и нефтепродуктов. – М.: Химия, 1975. – 160 с.
10. Серегин Е.П. Экономия горючего. – М.: Воениздат, 1980. – 144 с.
11. Абузова Ф.Ф. Борьба с потерями нефти и нефтепродуктов при их транспортировке и хранении. – М.: Недра, 1981. – 260 с.
12. Гуреев А.А., Камфер Г.М. Испаряемость топлив для поршневых двигателей. – М.: Химия, 1982. – 264 с.
13. Яковлев В.С. Хранение нефтепродуктов. Проблема защиты окружающей среды. – М.: Химия, 1987. – 150 с.
14. Зеркалов Д.В. Экономия нефтепродуктов: Справочное пособие. – М.: Недра, 1990. – 191 с.
15. Prater N.H. How to calculate vapor losses // Petroleum Journal. – 1955. – V. 9. – № 4. – P. 31–34.
16. Hoge T. Hydrocarbon vapor recovery eased // Oil and Gas Journal. – 1974. – № 24. – P. 146–150.
17. Regulation of Fuels and Fuel Additives: volatility Regulations for Gasoline and Alcohol Blends Sold in Calendar Years 1992 and Beyond. Final Rule // Federal Register (Environmental Protection Agency). – 1990. – Vol. 55. – № 112. – P. 40–80.
18. Comments of the American Petroleum Institute Concerning EPA’s August 19. 1987 Proposed Regulation of Fuels and Fuel Additives and Regulation of Refuelling Emissions // Docket Nos. (API). – 1988. – A-85–21. February 11.
19. Умергалин Т.Г., Хафизов А.Р., Мухамедзянов А.Х., Абызгильдин Ю.М. Технология улавливания низкокипящих бензиновых фракций из резервуаров // Нефтяное хозяйство. – 1989. – № 10. – С. 6–9.
20. Быков В.А. Как снизить потери нефтяных углеводородов // Нефтяное хозяйство. – 1990. – № 2. – С. 9–10.
21. Маликов Б.А., Михальков П.В. Пути сокращения потерь углеводородов // Нефтяное хозяйство. – 1990. – № 5. – С. 6–8.
22. Тронов В.П., Сахатбутдинов Р.З., Закиев Ф.А., Рахимов И.В., Ибрагимов И.В. Эксплуатация систем улавливания паров нефти на промыслах // Нефтяное хозяйство. – 1996. – № 12. – С. 50–52.
23. Хамидуллин Ф.Ф., Шайхутдинов М.Я., Гибадуллин А.А., Закиев Ф.А., Кавеев Х.З., Ибрагимов Н.М. Технологические потери углеводородов на объектах ОАО “Татнефть” и пути их сокращения // Нефтяное хозяйство. – 1998. – № 12. – С. 25–56.
24. Тронов В.П., Сахатбутдинов Р.З., Фаттаров Р.Б., Закиев Ф.А., Ибрагимов И.В. Совершенствование технологий утилизации углеводородов на нефтяных промыслах // Нефтяное хозяйство. – 1998. – № 1. – С. 57–59.
25. Хамидуллин Ф.Ф., Шайхутдинов М.Я., Гибадуллин А.А. Эффективность применения современных систем улавливания легких фракций нефти // Нефтяное хозяйство. – 1999. – № 6. – С. 52–53.
26. Шпак О.Г. Нафта і нафтопродукти. – К.: Ясон-К, 2000. – 370 с.
27. Кириллов Н.Г. Системы бездренажного хранения сжиженного природного газа // Химическое и нефтегазовое машиностроение. – 2003. – № 3. – С. 11–13.

28. Брунауер С. Адсорбция газов и паров. Т. 1. – М.: Издательство иностранной литературы, 1948. – 781 с.
29. Николаевский К.М. Проектирование рекуперации летучих растворителей с адсорберами периодического действия. – М.: Оборонгиз, 1961. – 238 с.
30. Серпионова Е.Н. Промышленная адсорбция газов и паров. – М.: ВШ, 1969. – 419 с.
31. Сивухин Д.В. Термодинамика и молекулярная физика. – М.: Наука, 1975. – 552 с.
32. Кельцев Н.В. Основы адсорбционной техники. – М.: Химия, 1976. – 512 с.
33. Неймарк И.Е. Адсорбенты и катализаторы. – К.: Наукова думка, 1978. – 147 с.
34. Дубинин М.М. Исследование адсорбционных процессов и адсорбентов. – Ташкент: ФАН, 1979. – 324 с.
35. Фролов Ю.Г. Курс коллоидной химии (Поверхностные явления и дисперсные системы): Учебник для вузов. – М.: Химия, 1982. – 400 с.
36. Веников В.А., Веников Г.В. Теория подобия и моделирования. – М.: Высш. шк., 1984. – 439 с.
37. Стругицкий В.Б. Математичне моделювання процесів та систем механіки. – Житомир: ЖіТі, 2001. – 612 с.
38. Лыков А.В. Тепломассообмен: Справочник. – М.: Энергия, 1978. – 479 с.
39. Бойченко О.В., Аксьонов О.Ф., Бойченко С.В., Дзедолік І.В. Разработка математической модели системы предотвращения потерь углеводородов от испарения в составе “дыхательного” клапана резервуарной емкости // Збірник наукових праць інституту проблем моделювання в енергетиці НАН України. – 2002. – Вип. 14. – С. 145–155.
40. Бойченко С.В., Бойченко О.В., Швець О.В., Ільїн В.Г. Дослідження кінетики адсорбції парів різних видів нафтового палива // Нафтова і газова промисловість. – 2001. – № 3. – С. 61–64.
41. Бойченко О.В., Аксьонов О.Ф., Бойченко С.В. Обґрунтування можливості застосування сорбентів і термоелектричних охолоджуючих пристроїв для запобігання природних втрат нафтових палив // Вісник НАУ. – 2001. – № 2. – С. 136–143.
42. Иванов С.В., Бойченко С.В. Теплова модель процесу конденсації пари палива // Доповіді НАН України. – 2002. – № 5. – С.117–120.

УДК 007.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КОЛЛЕКТИВНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ В ИЕРАРХИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ

Кирюшатова Т.Г

Решение такой сложной проблемы, как моделирование коллективной операторской деятельности возможно лишь в той мере, в какой удастся найти подходящие средства, т.е. язык для описания задачи, достаточно полно учитывающий ее специфику и обладающий вместе с тем необходимым уровнем абстракции, обеспечивающим приемлемую общность подхода.

В качестве первой серьезной проблемы, существенно затрудняющей разработку адекватных математических моделей операторской деятельности можно отметить отсутствие четко обоснованных и достаточно универсальных, содержательных моделей функционирования нервно-мышечного аппарата и мыслительных процессов человека, особенно на стадиях логической обработки предъявляемых сигналов и формирования решения.

Вторая группа проблем касается сознательного, творческого характера деятельности человека, существенным образом зависящей при прочих равных условиях от его личных субъективных данных, психофизиологического и эмоционального состояния, степени обученности и тренированности.

Третья группа проблем связана со способностями человека к самообучению и самоорганизации деятельности на базе предыдущего опыта. При создании математических моделей деятельности оператора в связи с этим возникают весьма трудные задачи адекватного отражения способностей человека к учету предыстории, интерполяции и экстраполяции контролируемых процессов, его адаптации к окружающей обстановке и выбору оптимальной стратегии поведения.

Четвертая группа проблем касается характеристик, присущих человеку как звену систем контроля и управления и связанных со свойственным человеку явлением запаздывания реакции по отношению к предъявляемому сигналу.

Пятая группа проблем вытекает из того факта, что и контролируемые процессы, и сама деятельность оператора, рассматриваемая как процесс, носит явно выраженный динамический характер, и потому они могут быть описаны надлежащим образом лишь в функциях, явно зависящих от времени.

К сожалению, значительная часть указанных выше проблем пока еще не получила достаточного отражения в существующих на сегодняшний день методиках моделирования операторской деятельности.

В настоящее время все, или, по крайней мере, значительная часть математических моделей деятельности человека в задачах управления, построенных на формализме теории автоматического управления, исходят из предположения о детерминированном характере этой деятельности. Необходимо отметить, что это предположение не оправдывается на практике даже в простейших ситуациях, относящихся к реакциям оператора на детерминированные сигналы, поскольку эти реакции явно случайны. Из других известных методов моделирования операторской деятельности следует отметить операционно-психофизиологический метод Г.М. Зараковского [3] и обобщенный структурный метод А.И. Губинского [1].

Первый из них основан на алгоритмическом описании трудовой деятельности оператора в форме логических схем. Алгоритм трудовой деятельности определяется как последовательность элементарных актов переработки информации и выполнения моторных действий вместе с логическими условиями перехода от одного акта к другому.

Применение обобщенного структурного метода ограничивается эргатическими системами, допускающими описание их функционирования в виде дискретных конечных алгоритмов, соответствующих схемам алгоритмов А.А. Ляпунова первого и второго рода. Представление алгоритмов осуществляется в виде совокупности специально введенных типовых функциональных единиц, для которых априори задаются необходимые числовые характеристики. Математическими моделями этого класса систем являются стохастические сети с петлями и циклами (поглощающие полумарковские цепи с произвольными законами распределения времени между переходами).

Существенными недостатками указанных выше методов является отсутствие учета динамики процесса, а также малая общность, связанная с необходимостью задания алгоритма деятельности. Если говорить о моделировании коллективной деятельности операторов, то современное состояние этой проблемы находится на еще более низком уровне. Из известных нам работ, можно отметить лишь работы [4,5], в которых в рамках имитационного моделирования построены модели коллективного поведения.

Учитывая недостатки описанных выше методов, наиболее перспективными, с нашей точки зрения, направлением моделирования операторской деятельности является направление, основанное на принципах искусственного интеллекта [7]. При таком подходе алгоритмы переработки информации, заложенные в математической модели,

могут и отличаются от алгоритмов, используемых человеком, однако математическая модель должна удовлетворять основным принципам теории эргатических систем.

В соответствии со сказанным выше, в качестве первого приближения к созданию модели на принципах искусственного интеллекта математическую модель рассматриваемой системы будем искать в классе самоорганизующихся систем управления с функциональной адаптацией.

В нашем случае имеется трехуровневая иерархическая система управления со связями между элементами системы одного уровня, подчиненных одному элементу следующего уровня по принципу «каждый с каждым», а между элементами разных уровней – по подчиненности.

Блок-схема предлагаемой модели показана на рис.1., где в целях упрощения операторы первого уровня управления показаны в виде бригад, поскольку модели каждого из них аналогичны.

Функционирование модели происходит следующим образом. Ошибка слежения поступает на блок взаимопомощи, который определяет, к какому конкретному оператору первого уровня следует ее направить. Непосредственно поступающая к оператору ошибка ϵ попадает на блок принятия решения, вырабатывается управляющее воздействие U^1 , воздействующее через блок взаимопомощи на управляемый процесс.

Блок принятия решения работает в режиме функциональной адаптации, которая происходит в результате оценки показателя функционирования. В математическую модель операторов первого уровня входит также блок оценки напряженности работы операторов.

С первого уровня на второй поступает информация об информационной напряженности работы операторов C и об ошибках слежения ϵ . На основе этой информации в блоке оценки вероятности выполнения задания вычисляется значение вероятности выполнения задания каждым оператором $P_{вз}$. На основании информации о вероятностях выполнения задания и об информационных напряженностях работы операторов принимается решение о взаимопомощи. В случае, если возможность взаимопомощи отсутствует, оператор второго уровня принимает решение об оказании помощи, которую осуществляет он сам при помощи управляющего воздействия U^2 . Блок принятия решения о помощи работает в режиме функциональной адаптации.

Со второго уровня управления информация о вероятности выполнения задания поступает на третий уровень управления на блок прогнозирования, в котором осуществляется прогноз вероятности выполнения задания на заданное время. Информация о прогнозируемой вероятности выполнения задания $P_{вз\Delta t}$ поступает на блок принятия решения, вырабатывающий управляющие воздействия U^2 . Блок принятия решения третьего уровня также работает в режиме функциональной адаптации, которая осуществляется по результатам оценки показателя функционирования.

В соответствии с приведенным выше математическим описанием приведен алгоритм функционирования модели.

Здесь блоки (1-7) описывают поведение операторов первого уровня управления. Блок 3 соответствует модели отслеживаемого процесса X , который генерируется n -мерный генератором случайных чисел. В блоке 4 вычисляется ошибка слежения $\bar{\epsilon}$. В блоке (5) строится матрица взаимопомощи L . В блоках (6) вычисляется ошибка ϵ , поступающая к конкретному оператору, выбор которого определяется матрицей L , а также воздействие U^1 , которое через матрицу L^T поступает ко входу процесса. В блоке 7 вычисляется текущее время t , прошедшее от начала процесса слежения, где интервал времени Δt_1 характеризует запаздывание, свойственное человеку-оператору.



Рис. 1 Блок – схема функционирования трехуровневой иерархической системы управления

По истечении времени t_1 , равном

$$t_1 = N_1 \Delta t_1 \quad (1)$$

и после прохождения информации через блоки, соответствующие моделям информационной напряженности операторов второго и третьего уровня управления, информация поступает на блоки (8-10), которые определяют режим самонастройки операторов первого уровня. Время t_1 характеризует время, необходимое оператору для оценки качества его деятельности. После настройки коэффициентов процесс слежения продолжается, начиная с блока 3, путем выборки нового вектора X .

Модель информационной напряженности работы операторов описывается блоком (8). Здесь по известным N значениям случайных процессов ε и X вычисляются средние значения $\bar{\varepsilon}$ и \bar{X} , корреляционные матрицы K и K^* , матрицы спектральных плотностей S_ε и S_x и наконец, вектор информационной напряженности работы операторов C .

Блоки (9-11) относятся к моделям операторов второго уровня управления. В блоке (9) вычисляется вероятность выполнения задания каждым оператором второго уровня. В блоке (10) выбираются операторы, которым необходимо показывать помощь и операторы, которые будут оказывать эту помощь, для чего строятся матрицы B^k , а также формируется управляющее воздействие U^2 , поступающее к операторам первого уровня.

В блоке 12 проверяется текущее время t_2 , которое равно

$$t_2 = N_2 \Delta t_2 \quad (2)$$

где

$$\Delta t_2 = N t_1 \Delta t_1 = t_1 \quad (3)$$

Здесь время Δt_2 определяет запаздывание операторов второго уровня, а t_2 - время, необходимое оператору второго уровня для оценки качества его деятельности.

По истечении времени t_2 и прохождения информации через блоки модели третьего уровня информация поступает на блоки, в которых осуществляется процесс функциональной адаптации операторов второго уровня управления. После настройки коэффициентов информация поступает на блоки формирования управляющего воздействия U^2 .

К модели операторов третьего уровня относятся блоки (12-15). В блоке (12) вычисляется значение вероятности выполнения задания всем коллективом, прогнозируемое на время ΔT_0 . В случае, если прогнозируемое значение P_0 меньше допустимого значения, то выявляются «слабые» бригады по прогнозируемым значениям и вероятностей выполнения задания, что производится в блоке (13) выявляются «слабые» операторы в «слабых» бригадах по прогнозируемым значениям их вероятностей выполнения задания. В блоке 14 проверяется текущее время t_3 , которое равно

$$t_3 = N_3 \Delta t_3, \quad (4)$$

где

$$\Delta t_3 = N_2 \Delta t_2 = t_2. \quad (5)$$

Здесь время Δt_3 определяет запаздывание оператора третьего уровня, а t_3 - время, необходимое оператору третьего уровня для оценки качества его деятельности.

По истечении времени t_3 информация поступает на блоки (16-18), в которых осуществляется процесс функциональной адаптации оператора третьего уровня. В блоке (16) вычисляются управляющие воздействия, вырабатываемые оператором третьего уровня.

Вышеописанная модель может быть использована при решении задач управления различными производственными коллективами.

The article is devoted to questions of modelling of collective activity in hierarchical control systems. The model of a three-level hierarchical control system which can be used at the decision of problems of management by various work collectives is offered.

1. Губинский А.И. Эргономическое проектирование судовых систем управления /А.И. Губинский, В.Г. Евграфов –Л: Судостроение, 1977. – 224 с.
2. Дюк В.А. Компьютерная психодиагностика. – Санкт-Петербург «Братство», 1994. – 364 с.
3. Зароковский Г.М. Психофизиологический анализ трудовой деятельности: Логическо-вероятностный подход при изучении труда управляющего типа.- М.:Наука, 1966. – 114 с.
4. Зигель А., Вольф Дж. Модели группового поведения в системе человек-машина. –М.: Мир, 1973. –261 с.
5. Иванов-Муромский К.А. и др. Психофизиология оператора в системах человек-машина/ К.А. Иванов-Муромский, О.Н. Лукьнова, В.А. Черноморец и др. – Киев: Наук. думка, 1980. – 344 с.
6. Трофимов Ю.Л. Инженерная психология. – Киев, «Либідь», 2002. – 264 с.
7. Уинстон П. Искусственный интеллект. – М.:Наука, 1980. – 520 с.

УДК 621.2.313.001.24

ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ БЕСКОНТАКТНОГО СОВМЕЩЁННОГО СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ГЕНЕРАТОРА С ПЕРИОДИЧЕСКИ ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ СТРУКТУРОЙ ОБМОТКИ РОТОРА

Китаев А.В., Клементьев А.В., Якимчук Г.С.

Рассматривается методика расчета и построения внешних характеристик бесконтактного совмещенного синхронного электрического генератора с периодически изменяющейся структурой обмотки ротора (БСЭГ ПСОР).

Повышение надежности электрооборудования шахт и рудников вызывает повышенный интерес специалистов к бесконтактным электрическим машинам и их характеристикам, важнейшей из которых являются внешние. В определенной мере эта проблема затрагивалась в работе [1], но кроме составления и определения параметров схемы замещения электрической машины автор далее не пошел.

Цель настоящей статьи – разработка методики расчета и полномасштабного исследования семейства внешних характеристик БСЭГ ПСОР при нагрузке, изменяющейся по модулю и аргументу.

Принципиальная электрическая схема генератора рассматриваемого типа согласно работе [1] приведена на рисунке 1.

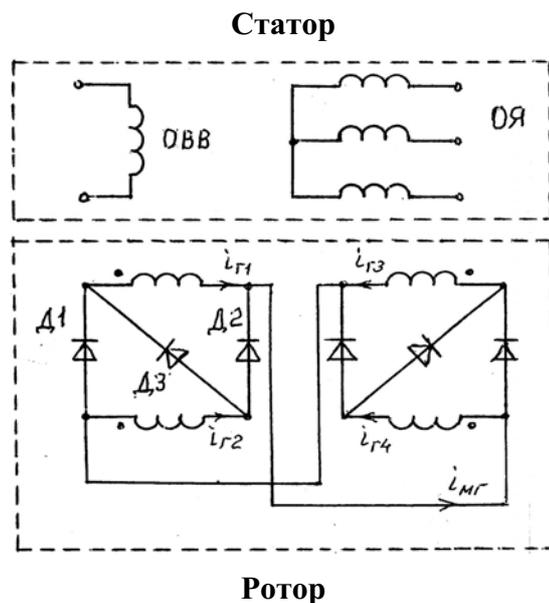


Рис. 1 Принципиальная электрическая схема БСЭГ ПСОМ

Его статор содержит две обмотки: якорную (ОЯ) и обмотку возбуждения возбудителя (ОВВ), причём магнитная связь между ними отсутствует. Питание ОВВ можно осуществить либо от независимого источника, либо от ОЯ через специальный регулятор. Обмотки ОЯ и ОВВ отличаются друг от друга своей полюсностью. Например, если генератор представляет собой двухполюсную машину, то ОВВ должна создавать четырёхполюсную магнитную систему. ЭДС, напряжения и токи, относящиеся к ОВВ и ОЯ, условимся обозначать соответственно индексами “b” и “a”. Конструкция ротора машины может иметь явнополюсное и неявнополюсное исполнение. В последнем случае она содержит две обмотки, связанные между собой общей магистралью. В свою очередь каждая обмотка состоит из двух катушечных групп, которые могут включаться друг с другом последовательно или параллельно в зависимости от полярности, создаваемой на зажимах диодов Д1, Д2, Д3. При вращении ротора от приводного механического двигателя в магнитном поле, создаваемом током I_b , протекающим по ОВВ, в катушечных группах будут наведены ЭДС. Под их действием в группах возникнут токи, которые создадут двухполюсное магнитное поле ротора. Условимся эти токи обозначать соответственно i_1, i_2, i_3, i_4 . Очевидно, что вращение поля совместно с ротором обеспечит генерирование в фазах ОЯ трёхфазной симметричной системы ЭДС, которая при подключении на выходные зажимы машины трёхфазного или однофазного приёмника определит ток нагрузки. В связи с принятой выше индексацией ЭДС и ток фазы ОЯ будем обозначать соответственно e_a и i_a .

При включении на выходные зажимы ОЯ БСЭГ ПСОМ переменной по модулю нагрузки $\underline{Z}_n = z_n \exp j\varphi_n$ (здесь z_n - модуль φ_n - аргумент) будут наблюдаться изменения выходного напряжения U_a и тока в цепи якоря I_a . Поскольку аргумент полного комплексного сопротивления \underline{Z}_n в зависимости от характера нагрузки также можно менять, то следует говорить о целом семействе характеристик $U_a = f(U_a)$, получивших название внешних. Они рассчитываются или определяются экспериментальным путём при условии сохранения значений токов I_b , I_{mg} и частоты вращения ротора ω . Рассмотрим аналитический путь определения интересующих нас характеристик.

С этой целью обратимся вначале к схеме замещения и векторной диаграмме неявнополюсной БСЭГ ПСОР, приведенным на рисунке 2 а), б).

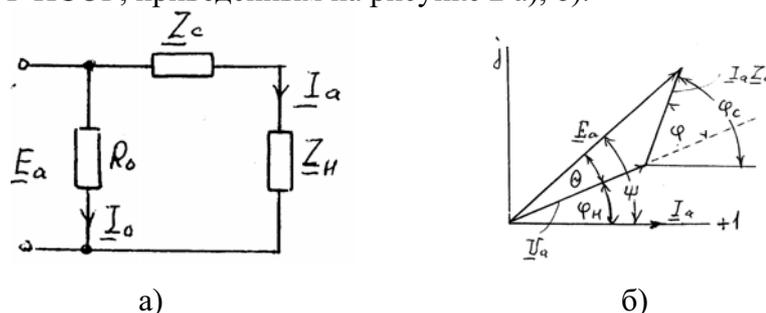


Рис. 2 Схемы замещения, векторная диаграмма и треугольник сопротивлений БСЭГ ПСОР

Применяя по отношению к векторной диаграмме теорему косинусов, получим аналитическое выражение внешней характеристики в виде:

$$\gamma_a = \sqrt{1 - \beta_a^2 \sin^2 \varphi} - \beta_a \cos \varphi, \quad (1)$$

где $\gamma_a = \frac{U_a}{E_a}$ - относительное значение выходного напряжения

E_a - ЭДС, наводимая в фазах ОЯ* в режиме х. х.;

$\beta_a = \frac{I_a}{I_{ak}}$ - относительное значение тока;

I_{ak} - ток I_a в режиме короткого замыкания;

$\varphi = \varphi_c - \varphi_y$ - угол, равный разности аргументов φ_c и φ_y ;

φ_c - аргумент полного комплексного синхронного сопротивления Z_c

Рассмотрим возможный диапазон изменения φ и β_a . Учтём, что в БСЭГ ПСОР сопротивление Z_c имеет активно-индуктивный характер с существенным преобладанием индуктивного. Сопротивление же Z_n может быть активным, индуктивным, ёмкостным и смешанным. Отсюда следует, что диапазон изменения φ лежит в пределах 180° . Поскольку схема рисунок 2а в общем случае представляет собой цепь с последовательным включением RLC, то при изменении нагрузки ёмкостного характера возможен режим резонанса напряжений. Тогда протекающий в цепи ток найдётся по соотношению $I_{a \max} = \frac{E_a}{R_c}$.

Ток же режима к. з. будет существенно меньше и равен $I_{ak} = \frac{E_a}{Z_c}$. То есть, ток $I_{a \max}$ - это достаточно большая величина, которое по мере снижения R_c к нулю будет стремиться к бесконечности. Однако практика расчетов показала, что для выяснения хода кривых семейства внешних характеристик достаточен диапазон изменения β_a в пределах $0 \div 2$. Тогда, заложив в программу расчёта дискретность изменения β_a , равной, например, 0.1, а $\varphi - 30^\circ$, получим в итоге наглядную графическую иллюстрацию искомого семейства (см. рисунок 3).

Она представляет собой совокупность выпуклых кривых, расположенных над базовой прямой АВ, отвечающей условию $\varphi = 0$. Все эти кривые симметричны относительно перпендикуляра ДС, восстановленного из середины базовой прямой и подчиняющегося уравнению $\gamma_a = \beta_a$. При высшем предельном значении $\varphi = 180^\circ$ внешняя характеристика

имеет вид двух граничных прямых AN и BM, удовлетворяющих соответственно уравнениям $\gamma_a = 1 + \beta_a$ и $\gamma_a = \beta_a - 1$.

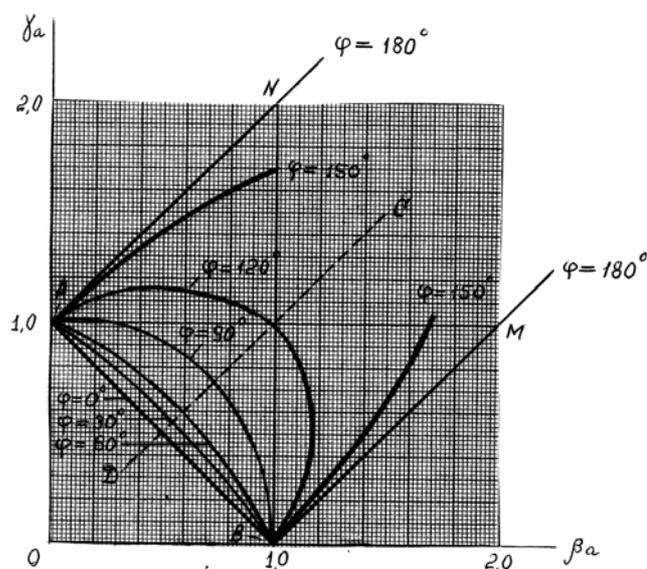


Рис. 3 Семейство внешних характеристик

Для точек пересечения перпендикуляра ДС с зависимостями семейства $\gamma_a = f(\beta_a)$ справедливо равенство:

$$\beta_a + \beta_a \cos \varphi = \sqrt{1 - \beta_a^2 \sin^2 \varphi}.$$

Его решение даёт координатное расположение точек пересечения по оси абсцисс и ординат:

$$\beta_{\text{апер}} = \gamma_{\text{апер}} = \frac{1}{\sqrt{2(1 + \cos \varphi)}}.$$

Высоту подъёма любой из рассматриваемых точек или линию прогиба δ можно найти по соотношению:

$$\delta = \frac{2\beta_{\text{апер}} - 1}{\sqrt{2}}$$

Характерно, что кривые, отвечающие условию $\varphi > 90^\circ$, имеют экстремум по току и напряжению. Их значения $\beta_{\text{ам}}$ и $\gamma_{\text{ам}}$, а также координатное расположение $\beta_{\text{ам}}$, $\gamma_{\text{ам}}$ определяются путём исследования производных $\frac{d\beta_a}{d\gamma_a} = 0$ и $\frac{d\gamma_a}{d\beta_a} = 0$. Результаты исследования дают следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{а}\beta} &= -\beta_a \cos \varphi; & \beta_{\text{ам}} &= \csc \varphi; \\ \beta_{\text{а}\gamma} &= -\text{ctg} \varphi; & \gamma_{\text{ам}} &= \beta_{\text{ам}} = \csc \varphi. \end{aligned}$$

Что же касается вопроса внешних характеристик явнополюсного генератора, то, как показано в [3], его схема замещения всегда может быть сведена к схеме рисунке 2 а), но X_c следует заменить на X_q , а E_a на некоторую фиктивную расчётную ЭДС $E_{\text{аQ}}$, значение которой определяется по соотношению:

$$E_{aQ} = \frac{X_q}{X_d} E_a + \left(1 - \frac{X_q}{X_d}\right) V_a \left(\cos \theta + \frac{R}{X_q} \sin \theta \right),$$

где X_q, X_d - соответственно индуктивные сопротивления по осям q и d ;

R - активное сопротивление фазы ОЯ;

θ - угол сдвига между ЭДС E_{aQ} и U_a .

Далее на основании идентичности схем замещения обоих генераторов можно утверждать, что семейства их внешних характеристик при использовании относительных значений тока и напряжения абсолютно одинаковы.

Выводы

1. Разработана методика расчета и построения внешних характеристик БСЭГ ПСОР во всем диапазоне нагрузок, изменяющихся по модулю и аргументу.
2. Установлено, что при использовании относительных величин внешние характеристики представляют собой семейство симметричных выпуклых кривых, соответствующих характеру нагрузки.

The technical of calculating external characteristics of contactless synchronous electrical generator with periodically changing structure of rotor winding is offered on the basic of the method of equivalent generator and the theory of four-pole electric machine according to which the electrical machine is considered as an object of automatic control. Large-scale research of the family of external characteristics is done at loadings varying on module and argument.

1. Клементьев А.В., Олейников А.М. Особенности электромагнитных процессов в бесконтактном совмещённом генераторе с периодически изменяющейся структурой обмотки ротора // Электротехника. – 2000. – №3. – С. 22–25.
2. Китаев А.В. Математическое описание электромагнитных процессов трансформаторов на основе теории четырёхполюсников // Электричество. – 2000. – №4. – С. 64–69.
3. Важнов А.И. Электрические машины. – Л: Энергия, 1969 – 605 с.

УДК 517.9

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ДИНАМИЧЕСКОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ БЕЛЛМАНА В ЗАДАЧАХ ОПТИМИЗАЦИИ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ МАНИПУЛЯТОРА

Рудакова А.В., Кузик О.В.

Введение

В последние годы в различных отраслях промышленности для интенсификации производства стали применяться гибкие производственные системы. Наиболее важной технологической компонентой такого интегрированного производства является манипуляционный робот, представляющий собой сложный пространственный механизм с несколькими степенями свободы, содержащий жесткие и упругие звенья, передачи и приводы, который является единой динамической системой, требующей оптимального управле-

ния. Оптимальный закон управления манипулятором можно получить, задав функционал максимального быстродействия и решив обратную задачу кинематики.

Постановка задачи

Задача максимального быстродействия задается следующим образом. Необходимо переместить захват манипулятора из начального состояния в конечное за минимальное время, с учетом существующих ограничений на обобщенные скорости и ускорения. Считается, что в начальном и конечном состояниях скорости звеньев манипулятора равны нулю.

Функционал максимального быстродействия задается в виде

$$t_L - t_0 = \sum_{l=0}^{L-1} (t_{l+1} - t_l) \rightarrow \min, \quad (1)$$

или

$$t_{l+1} - t_l = \int_{S_l}^{S_{l+1}} \frac{dS}{\sqrt{\dot{S}^2}} = \frac{S_{l+1} - S_l}{\sqrt{(\dot{S}_{l+1}^2 + \dot{S}_l^2)/2}} \rightarrow \min,$$

где t_l и t_{l+1} – время перехода манипулятора в l -ое и в $l+1$ -ое промежуточные состояния; S_l , S_{l+1} – значение обобщенной координаты в l -ом и в $l+1$ -ом состояниях; l – точка на траектории захвата.

Ограничения, накладываемые на обобщенные скорости и ускорения, имеют вид:

$$\dot{S}_l^2 \leq \frac{v_{j\max}^2}{(q'_{jl})^2}, \quad (2)$$

$$-2a_{j\max} \leq \dot{S}_l^2 \left(q''_{jl,l+1} - \frac{q'_{jl,l+1}}{S_{l+1} - S_l} \right) + \dot{S}_{l+1}^2 \left(q''_{jl,l+1} + \frac{q'_{jl,l+1}}{S_{l+1} - S_l} \right) \leq 2a_{j\max}, \quad (3)$$

где

$$q''_{jl,l+1} = 0.5(q''_{jl} + q''_{jl+1}), \quad q'_{jl,l+1} = 0.5(q'_{jl} + q'_{jl+1}),$$

q'_{jl} , q'_{jl+1} , q''_{jl} , q''_{jl+1} – обобщенные скорости и ускорения в l -ой и в $l+1$ -ой точке траектории движения захвата манипулятора.

В крайних точках манипулятор покоится, следовательно

$$\dot{S}_0^2 = 0, \text{ и } \dot{S}_L^2 = 0. \quad (4)$$

Таким образом, \dot{S}_l^2 следует выбирать таким, чтобы выполнялись условия (2) – (4) и при этом время перемещения (1) было минимальным.

Решение задачи

Поставленная задача достаточно сложна, так как у манипулятора есть ещё ограничения на обобщенные координаты q_j . Следовательно, прежде чем решать задачу оптимизации, нужно определить $L-1$ промежуточных состояний, для которых определить последовательность векторов x_0, x_1, \dots, x_L , через которые следует провести траекторию движения, и обобщенные координаты q_{jl} .

В качестве исходных данных для расчета оптимальных движений манипулятора используются матрицы, определяющие расположение оборудования относительно системы координат, связанной с манипулятором; матрицы, определяющие расположение детали на оборудовании; «векторы подхода», задающие направления возможных движений в рабочей зоне станка при загрузке-разгрузке; ограничения на точки траектории, обусловленные геометрической формой станков; ограничения на обобщенные координаты манипулятора; кинематическая и динамическая модели манипулятора; ограничения на число опорных точек; начальная и конечная точки движения манипулятора.

Обобщенные координаты в начале интервала l , то есть в момент времени t_0 , известны. Для момента t_1 найдем обобщенные координаты при помощи метода последовательных приближений, который заключается в следующем: в нулевом приближении обобщенным координатам $q_1^{(0)}, q_2^{(0)}, \dots, q_n^{(0)}$ задают произвольные значения, значения обобщенных координат в первом приближении $q_1^{(1)}, q_2^{(1)}, \dots, q_n^{(1)}$ находят из системы уравнений

$$(t_n)_{\nu\mu} = (t_n^{(k-1)})_{\nu\mu} + \sum_{j=1}^n (u_{nj})_{\nu\mu}^{(k-1)} (q_j^{(k)} - q_j^{(k-1)}), \quad (5)$$

где $(t_n)_{\nu\mu}$ - $\nu\mu$ -тый элемент матрицы T_n , равной произведению матриц перехода A_i ($i=1..n$).

Матрицы перехода A_i состояются из матриц элементарных перемещений (вращения и сдвига)

$$A_i = B_{вр}(k, Q_i) B_{сд}(k, S_i) B_{сд}(i, a_i) B_{вр}(i, \alpha_i), \quad (6)$$

$(u_{nj})_{\nu\mu}$ - $\nu\mu$ -тый элемент матрицы $U_{ij} = dT_i/dq_j$. Матрицы элементарных перемещений имеют вид

$$B_{вр}(k, Q_i) = \begin{bmatrix} \cos Q_i & -\sin Q_i & 0 & 0 \\ \sin Q_i & \cos Q_i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B_{сд}(k, S_i) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & S_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$B_{сд}(i, a_i) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & a_i \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B_{вр}(i, \alpha_i) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha_i & -\sin \alpha_i & 0 \\ 0 & \sin \alpha_i & \cos \alpha_i & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Так как приближенные значения $q_j^{(k-1)}$ известны, то из системы (5) определяются уточненные значения $q_j^{(k)}$. Итерационная процедура вычислений продолжается до тех пор, пока разность $q_j^{(k)} - q_j^{(k-1)}$ не становится меньше наперед заданной малой величины ε . При расчете на ЭВМ необходимо следить за тем как велико число итераций, обеспечивающих заданную точность. Если траектория проходит близко от особой точки, в которой сливаются два решения, то число итераций будет возрастать. В этом случае для уменьшения объема вычислений целесообразно уменьшить расчетный шаг по траектории. Одновременно, плохая сходимость итераций – свидетельство того, что траектория выбрана неудачно и манипулятор может работать неустойчиво.

Расчеты показывают, что самой оптимальной траекторией движения манипулятора между двумя точками является прямая. Если из-за внешних препятствий движение по прямой организовать невозможно, то траекторию движения необходимо разбить на ряд прямолинейных отрезков, соединяющих опорные точки движения. При решении данной задачи необходимо учитывать геометрию технологического оборудования и тип технологической оснастки, предусмотреть возможность разного захвата детали, применять метод матриц четвертого порядка, использовать как кинематическую, так и динамическую модель манипулятора.

Задача поиска опорных точек решается с помощью моделирования на ЭВМ процесса движения манипулятора на основе кинематической и динамической модели механизма манипулятора.

Задача о наилучшем выборе величины \dot{S}_1^2 решается методом динамического программирования. Выбирается параметр точности решения ε – шаг изменения величины \dot{S}_1^2 ; последовательно рассматриваются интервалы (S_l, S_{l+1}) , начиная с последнего ($l = L-1$). На каждом интервале табулируются две функции \dot{S}_{l+1opt}^2 и $\tau_l(\dot{S}_l^2)$, причем величина \dot{S}_l^2 в таблицах меняется с шагом ε . Считается, что функция $\tau_{l+1}(\dot{S}_{l+1}^2)$ уже известна. Величина τ_l – это минимальное время, за которое манипулятор можно перевести из точки S_l в конечное состояние, выполнив условия (2-4), если в точке S_l задана скорость \dot{S}_l^2 . Величина \dot{S}_{l+1opt}^2 – это значение \dot{S}_{l+1}^2 при оптимальном движении манипулятора, обеспечивающем его приход в конечное состояние за время τ_l . Для последнего интервала, где \dot{S}_{l+1}^2 не может иметь, согласно (4), никаких значений кроме 0, и $\tau_l(0) = 0$. Таблицы для $l < L$ строятся следующим образом: Аргумент \dot{S}_l^2 последовательно увеличивается с шагом ε , начиная от нулевого значения. При каждом значении \dot{S}_l^2 в таблицу τ_l записывается вначале очень большое значение τ_l , далее, просматривается таблица для функции $\tau_{l+1}(\dot{S}_{l+1}^2)$ и для каждой точки этой таблицы проверяется выполнение неравенств (2-3). Если $\dot{S}_l^2 = 0$ и \dot{S}_{l+1}^2 равно нулю, то все неравенства выполняются. При очень большом значении \dot{S}_l^2 неравенства не выполняются ни при каких значениях \dot{S}_{l+1}^2 .

Пусть для некоторой пары $\dot{S}_l^2, \dot{S}_{l+1}^2$ неравенства выполнены. Тогда вычисляется

$$\tau_l^{предв}(\dot{S}_l^2) = \tau_{l+1}(\dot{S}_{l+1}^2) + \frac{S_{l+1} - S_l}{\sqrt{(\dot{S}_{l+1}^2 - \dot{S}_l^2) / 2}}. \quad (7)$$

Полученные значения сравниваются с ранее записанными в таблицу τ_l значениями $\tau_l(\dot{S}_l^2)$. Если новое значение $\tau_l^{предв}$ меньше старого, оно заносится в таблицу, иначе там сохраняется старое значение. Если таблица τ_l – обновляется, то одновременно в таблицу \dot{S}_{l+1opt}^2 заносится значение \dot{S}_{l+1}^2 , для которого величина $\tau_l^{предв}$ оказалась менее найденной прежде. В итоге после просмотра всей таблицы $\tau_{l+1}(\dot{S}_{l+1}^2)$ для точки \dot{S}_l^2 находится минимальное значение τ_l и одновременно наилучшее значение \dot{S}_{l+1}^2 , при котором этот минимум достигается.

Табулирование $\tau_l(\dot{S}_l^2)$ и $\dot{S}_{l+1opt}^2(\dot{S}_l^2)$ требует конечного числа операций. Производя расчеты по всем значениям l , можно построить таблицу $\tau_0(\dot{S}_0^2)$, из которой нам нужна только одна точка (при $\dot{S}_0^2 = 0$), то есть $\tau_0(0)$ – минимальное время, за которое покоящийся в точке S_0 манипулятор можно перевести в точку S_L , подойдя к этой точке в нулевой

скоростью. Чтобы узнать, как изменяется скорость \dot{S} вдоль траектории, последовательно просматривают интервалы (S_l, S_{l+1}) , начиная с первого, для которого $l=0$. В начале каждого интервала \dot{S}_l^2 - известная величина (на первом интервале она равна нулю). Для этого известного значения \dot{S}_l^2 выбирается из таблицы $\dot{S}_{l+1opt}^2(\dot{S}_l^2)$ наилучшее значение \dot{S}_{l+1}^2 и берется следующий интервал. Так последовательно находятся все наилучшие значения \dot{S}_l^2 , обеспечивающие быстрое действие.

Заключение

Исходя из вышеизложенного, можно сделать вывод, что, если ввести сильные ограничения на скорость и ускорение одной обобщенной координаты q_i и слабые ограничения по прочим обобщенным координатам, то оптимальный закон движения складывается из трех этапов, связанных с q_i : разгон с предельным ускорением \ddot{q}_{imax} , движение с предельной скоростью \dot{q}_{imax} , предельное гашение скорости с замедлением \ddot{q}_{imax} . Если ужесточить ограничения на скорость и ускорение по прочим обобщенным координатам, то характер определения оптимального движения усложняется:

- 1 этап – разгон с предельным для q_3 ускорением \ddot{q}_{3max} ;
- 2 этап – движение с предельной для q_1 скоростью \dot{q}_{1max} ;
- 3 этап – гашение скорости с предельным замедлением \ddot{q}_{3max} .

Таким образом, оптимальные законы движения komponуются из интервалов, на каждом из которых одно из ограничений (на \dot{q}_i или \ddot{q}_i) для какой-то одной из обобщенных координат становятся действующими (соответствующее неравенство превращается в равенство).

In the article are brought prospects of use numerical methods and theories of matrixes for deciding the problems of kinematics of manipulation robotics. Offered method of determination of general coordinates, velocities and speedups of sections of manipulator on given motion paths. Stated Bellman's method of dynamics programming adapted for deciding the problems of optimal control of moving a manipulator.

1. Вукобратович М., Стокич Д. Управление манипуляционными роботами: Теория и приложения. – М.: Наука, 1985.
2. Галиуллин А.С. Обратные задачи динамики. – М.: Наука, 1981.
3. Топчеев Ю.И. Атлас для проектирования систем автоматического регулирования. – М.: Машиностроение, 1989.
4. Динамическое управление роботами. /Под ред. Е.И. Юревича. – М.: Наука, 1984.

УДК 517.2

БАРИЦЕНТРИЧЕСКИЕ ОЦЕНКИ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО ПОЛЯ В КРУГЕ

Хомченко А.Н., Цыбуленко О.В., Дембровская М.В.

Постановка проблемы

Основная проблема теории эллиптических задач заключается в разработке простых, удобных и достаточно точных методов быстрой оценки стационарного поля, сформированного граничными потенциалами. Рассматриваемые здесь методы исследования

электростатических полей без каких-либо усложнений распространяются на гидромеханику безвихревых течений идеальной жидкости, стационарные температурные поля, некоторые задачи плоской теории упругости и другие задачи, опирающиеся на модель „мыльной пленки” [1]. Повышенное внимание исследователей к круглой области мотивируется следующими причинами. Во-первых, круговая область имеет самостоятельное значение, и для нее получены точные решения многих важных задач. Во-вторых, экспериментаторы часто используют круг в своих опытах. Это позволяет оценивать возможности новых методов с помощью тестов на круге. Наконец, еще одна, не менее важная причина заключается в том, что многие области произвольного очертания допускают конформное отображение в круг. Очень важно, что при конформном отображении уравнение Лапласа $\varphi''_{xx} + \varphi''_{yy} = 0$, моделирующее потенциал электростатического поля в координатной плоскости (x, y) , переходит снова в уравнение Лапласа $\varphi''_{uu} + \varphi''_{vv} = 0$ в координатной плоскости (u, v) . Далеко не все уравнения в частных производных обладают этим важным свойством инвариантности. Для исследования электростатического потенциала в плоской области мы применяем методы барицентрического усреднения (МБУ), опирающиеся на полезные свойства центра масс (барицентра) материальных точек (расчетных узлов на границе области).

Анализ предшествующих публикаций

МБУ появились как результат настойчивых попыток одного из авторов настоящей статьи разработать упрощенный несеточный метод типа Монте-Карло для решения уравнения Лапласа с граничными условиями Дирихле [2-4].

Наибольшее распространение получил вариант МБУ с треугольным вычислительным шаблоном (симплексом) и барицентрическими координатами исследуемой точки в качестве весов монте-карловской оценки. В предшествующих работах показано, что на таком шаблоне реализуется схема случайных блужданий частицы в симплексе с поглощающими узлами в вершинах. Именно такая схема отвечает граничным условиям Дирихле. Симплекс-шаблон легко адаптируется к границам произвольной конфигурации, поэтому в таком варианте МБУ можно обойтись без конформного отображения области в круг. Любое фиксированное положение симплекса („стоп-кадр”) ассоциируется с выборкой из трех граничных значений потенциала. Совокупность „стоп-кадров” дает выборку граничных значений потенциала, „расслоенную” по три значения в группе. Некоторые граничные значения могут входить в разные группы. На каждом „стоп-кадре” трехточечная граничная задача решается точно. Это означает, что потенциал, построенный на симплекс-шаблоне, точно удовлетворяет уравнению Лапласа, а также граничным условиям Дирихле. Заключительный этап сводится к вычислению арифметического или взвешенного среднего на совокупности „стоп-кадров”. Если же область круговая, то в качестве вычислительного шаблона можно использовать правильный шестиугольник, вписанный в окружность. Теперь моделируется шестимаршрутная схема блужданий, и этого часто бывает достаточно для получения приемлемой точности вычислений. В отличие от МБУ с треугольным шаблоном в этом варианте можно ограничиться всего одним „стоп-кадром”. В качестве весов в монте-карловских оценках используются гексагональные базисы: ПБ (полиномиальный) [5, 6] или ДРБ (дробно-рациональный) [7, 8]. Представляет интерес сравнение альтернативных базисов с точки зрения точности вычислений электростатического потенциала в круге. С этой целью ниже сформулирована задача Дирихле для уравнения Лапласа в круге, допускающая построение точного решения.

Постановка задачи

Сечение бесконечной металлической трубы – круг единичного радиуса. На границе сечения задан потенциал: $A \sin^2 \varphi + B \cos^2 \varphi$, где A и B - экстремальные значения потен-

циала. Найти распределение электростатического потенциала внутри трубы. Математическая формулировка задачи такова: внутри круга $\rho = 1$ найти решение уравнения Лапласа:

$$U''_{\rho\rho} + \frac{1}{\rho} U'_\rho + \frac{1}{\rho^2} U''_{\varphi\varphi} = 0, \quad (1)$$

удовлетворяющее граничному условию

$$U(\rho, \varphi) \Big|_{\rho=1} = A \sin^2 \varphi + B \cos^2 \varphi, \quad (2)$$

где ρ, φ – полярные координаты текущей точки.

Основная часть

В математической физике уравнение (1) часто называют уравнением потенциала. Это связано с тем, что этому же уравнению удовлетворяет потенциал магнитного поля в магнитостатике, а также потенциал гравитационного поля в теории гравитации Ньютона. Уравнение (1) является математической моделью и для множества других физических явлений [1]. Легко убедиться, что решением задачи (1)-(2) является функция [9]:

$$U(\rho, \varphi) = \frac{A+B}{2} - \frac{A-B}{2} \rho^2 \cos 2\varphi, \quad (3)$$

В прямоугольных декартовых координатах решение имеет вид:

$$U(x, y) = \frac{1}{2}(A+B) - \frac{1}{2}(A-B)(x^2 - y^2), \quad (4)$$

а граничное условие:

$$U(x, y) \Big|_{\Gamma} = Ay^2 + Bx^2. \quad (5)$$

В численных экспериментах экстремальные значения потенциала будут конкретизированы.

Как видим, заданное граничное условие сформировало достаточно сложное электростатическое поле в виде седлообразной поверхности гиперболического параболоида (гипара). Гауссова кривизна гипара отрицательна. Во многих задачах с этим свойством связаны дополнительные трудности.

Предварительный (докомпьютерный) анализ решения показывает, что арифметическое среднее экстремальных граничных значений потенциала установилось не только в центре круга (что вполне естественно), но и на взаимно перпендикулярных диаметрах, совпадающих с биссектрисами координатных углов. Это линии среднеарифметического уровня, которые отделяют выпуклые участки поверхности $U(x, y)$ от вогнутых. Четко выраженная симметрия точного решения есть результат „суперпозиции” симметрии граничного условия и симметрии исследуемой области. Это позволяет при детальном исследовании поля ограничиться лишь четвертью круга. Вполне понятно, что такую выпукловогнутую поверхность сложно аппроксимировать линейными полиномами на треугольных носителях – симплексах. Для получения приемлемой точности потребуются не только предварительные знания о поведении граничной функции, но и опыт компьютерных экспериментов с МБУ. Основные трудности связаны с неудачным выбором расчетных узлов и неправильной оценкой необходимого количества „стоп-кадров”. Таким образом, выбор

ки граничных значений могут быть (по терминологии математической статистики) не-презентативными, что приводит к искажениям выборочного среднего (барицентрической оценки). На рис. 1 изображены линии уровня электростатического поля в круге единичного радиуса при $A = 10$, $B = 50$.

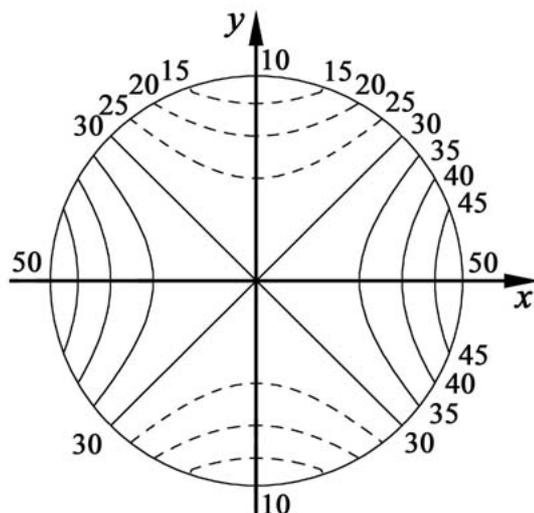


Рис. 1 Линии уровня электростатического поля в круге.
На выпуклых участках сплошные линии, на вогнутых – пунктирные.

Линии уровня поля представляют собой гиперболы с асимптотами, параллельными биссектрисам координатных углов. Фрагмент поверхности гиперболического параболоида, вырезанный по асимптотам (с прямоугольным планом), широко применяется в строительстве. Специалисты называют такую оболочку асимгиполоидом.

Адекватное моделирование нелинейных эффектов распределения потенциала достигается применением более совершенных вычислительных шаблонов МБУ (например, гексагональных). Ясно, что веса монте-карловских оценок и в этом варианте МБУ определяются так, чтобы исследуемая точка внутри области служила центром масс (барицентром) расчетных узлов на границе области. Первые вычисления на гексагональных дискретных элементах были связаны с исследованиями нейтронной диффузии и теплопроводности в ядерных реакторах. Существенных результатов в этом направлении достиг Ишигуро, который в начале 80-х годов прошлого века на основе идей Уачспресса сконструировал ДРБ [7]. К этому же времени удалось построить и ПБ на правильном шестиугольнике [5, 6]. Здесь мы используем эти базисы в качестве весовых коэффициентов монте-карловских оценок электростатических потенциалов в круге. Вычислительная технология заключается в следующем. Первую вершину (расчетный узел) вписанного в круг гексагона совмещаем с точкой $(1;0)$. Остальные расчетные узлы располагаются на контуре круга регулярно через 60° . Для первого угла запишем выражения функции формы:

$$\text{ДРБ 1: } \psi_1(x, y) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{4y^2}{3} \right) \left((1+x)^2 - \frac{y^2}{3} \right) (3 - x^2 - y^2)^{-1}; \quad (6)$$

$$\text{ДРБ 2: } f_1(x, y) = \frac{1}{10} \left(1 - \frac{4y^2}{3} \right) \left((1+x)^2 - \frac{y^2}{3} \right) \left(1 + \frac{2}{3} \left(\left(1 - \frac{x}{3} \right)^2 - \frac{y^2}{3} \right)^{-1} \right); \quad (7)$$

$$\text{ПБ: } \varphi_1(x, y) = \frac{1}{6} (x - 2y^2 + 1)(2x + 1). \quad (8)$$

Остальные функции базисов получаются соответственно из (6)-(8) последовательным поворотом системы координат на 60° . Нетрудно убедиться, что все базисы удовле-

творяют интерполяционной гипотезе Лагранжа. Это означает, что базисная функция, отвечающая узлу k равна единице в этом узле и нулю – в остальных узлах гексагона. Оценка электростатического потенциала в произвольной внутренней точке (x, y) круга имеет вид математического ожидания. Например, для ПБ:

$$U(x, y) = \sum_{k=1}^6 \varphi_k(x, y) \cdot U_k, \quad (9)$$

где U_k - значение граничного потенциала в узле k .

В таблице сопоставлены точные значения, линейная (на треугольнике), билинейная (на квадрате) и гексагональная аппроксимации (ПБ и ДРБ) потенциалов в круге.

Таблица 1

Точные значения и барицентрическая аппроксимация потенциалов.

точка	точный потенциал	линейная аппрокс.	билинейн. аппрокс.	гексагон ДРБ-1	гексагон ДРБ-2	гексагон ПБ
(0;0)	30	30 $\Delta=0\%$	30 $\Delta=0\%$	30 $\Delta=0\%$	30 $\Delta=0\%$	30 $\Delta=0\%$
$(\frac{1}{2}; 0)$	35	34,35 $\Delta=1,86\%$	35 $\Delta=0\%$	33,33 $\Delta=4,77\%$	34,33 $\Delta=1,91\%$	35 $\Delta=0\%$
$(\frac{1}{2}; \frac{3}{4})$	23,75	23,71 $\Delta=0,17\%$	23,75 $\Delta=0\%$	23,64 $\Delta=0,46\%$	24,16 $\Delta=1,73\%$	23,75 $\Delta=0\%$

Примечание: Буквой Δ обозначена относительная погрешность.

Выводы и перспективы

Рассмотренная задача – убедительная иллюстрация к известному утверждению о том, что граничное условие „сильнее” дифференциального уравнения. В самом деле, отчетливо выраженное немонотонное поведение поля обусловлено граничной функцией (2). Не всякий вычислительный шаблон способен с достаточной точностью восстановить такое поле, в особенности, если величина размаха экстремальных значений граничных потенциалов на порядок (и более) превосходит диаметр исследуемой области. Линейная и билинейная аппроксимации имеют повышенную чувствительность к изменению положения вычислительного шаблона, что требует увеличения количества „стоп-кадров”. Можно получить безошибочные результаты на единственном „стоп-кадре” билинейной аппроксимации, если вершины квадрата совместить с точками экстремальных граничных потенциалов. Именно эти результаты помещены в таблицу. Среди гексагональных шаблонов выгодно отличается модель с ПБ, которая обеспечивает безошибочные вычисления независимо от ориентации „стоп-кадров”. В перспективе планируется пополнение барицентрического „инструментария” вычислительным шаблоном с ортогональными маршрутами. Такой шаблон, как и симплекс, хорошо адаптируется к границам произвольной конфигурации. Кроме того, интересно учесть влияние заземлений на отдельных участках границы исследуемой области.

The noncomplicated algorithms of barycentrical averaging method for estimation of electrostatic field in the circle are proposed. The obtained approximations are compared with the exact solution.

1. Фарлоу С. Уравнения с частными производными для научных работников и инженеров: Пер. с англ. – М.: Мир, 1985.– 384 с.

2. Хомченко А.Н., Иванов В.А., Камаева Л.И., Петрина В.Н. Расчет футеровки шахтных копровых шкивов // Изв. вузов. Горный журнал. – 1986. № 5. – С. 69–71.
3. Хомченко А.Н. Случайные блуждания и конечноэлементные аппроксимации температурных полей // Матем. модели, методы решения и оптимальн. проектир. гибких пластин и оболочек: Межвуз. сб. научн. тр. – Саратов: СГУ, 1988. – С. 80–82.
4. Хомченко А.Н. Вероятностные схемы в дискретном анализе температурных полей // Инж. – физич. журнал. 1988. – Т. 55, № 2. – С. 323–324.
5. Хомченко А.Н. Об одном проекционно-сеточном алгоритме вычислительной механики // VI Всесоюз. съезд по теор. и прикл. механике: Аннот. докл. – Ташкент, 1986. – С.628–629.
6. Хомченко А.Н. К расчету температурных полей в сотовых структурах методом конечных элементов // Инж. – физич. журнал. 1987. – Т. 52, № 2. – С. 301–305.
7. Ishiguro M. Construction of hexagonal basis functions applied in the Galerkin-type finite element method. // J. Inf. Process. 1984. V.7, №2. – P. 89–95.
8. Хомченко А.Н. О дробно – рациональной интерполяции на шестиугольном конечном элементе // Вісник Запорізького державного університету (Серія: фізико-математичні науки). – 2002. – № 3. – С. 84–87.
9. Будникова Т.В., Жукова-Малицкая Г.А., Кузьмин Ю.Н. Задачи по математической физике. – Ленинград: ЛПИ, 1981. –86 с.

УДК 674.142.2.03

УСТОЙЧИВОСТЬ НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Шеховцов А. В.

Введение

Характерными чертами нашего времени являются сложность, развитие и изменения. Усилия в создании энергетических установок большой мощности и быстродействующих систем управления, разработке новых материалов, убыстрении транспортных средств и развитии глобальной системы связи вовлекли нас в условия взаимозависимости материалов, оборудования и человека, которые существовали ранее на более или менее совершенно независимой основе, если в действительности они вообще существовали. Связанная с этим потребность в понимании и приведении в терпимое взаимодействие кажущихся не связанными человека и машины вызвала прогрессирующее дробление и дифференциацию наук и специализаций.

В работе представлен подход, основанный на понятии эквивалентного комплексного коэффициента усиления, который может быть использован для анализа влияния нелинейности в сложных или простых системах регулирования. Эффективность этого подхода не ограничивается числом элементов, накапливающих энергию, и этот подход дополняет нормальные процедуры, используемые при анализе и синтезе линейных систем. В этом смысле он представляет собой мощный инженерный метод.

В случае линейных систем регулирования на вопрос об устойчивости конкретной системы всегда имеется определенный ответ, зависящий только от значений параметров системы [1]. Использование критериев Рауса и Найквиста, метода корневого годографа или знание запаса по фазе позволяет судить об устойчивости системы. С помощью этих методов можно определить, приведет ли приложение к системе, находящейся в начальный момент в состоянии покоя, управляющего сигнала или возмущения произвольной величины при условии, что линейность системы не нарушается, к затухающему переходному процессу при отключении

внешнего воздействия для устойчивой системы или к возрастанию выходной величины, монотонному или колебательному — для неустойчивой системы.

Для нелинейных систем регулирования устойчивость систем зависит не только от их параметров, но также от величины входного или возмущающего воздействия. Более того, система может иметь ряд различных видов реакций при отключении входного или возмущающего воздействия. Может иметь место устойчивый режим или неустойчивый режим в смысле соответствующего режима линейной системы. Поскольку для ряда условий нелинейного режима работы отклонение параметров системы от их линейных значений может быть мало или имеет место лишь при чрезвычайно больших значениях входных величин, система с точки зрения устойчивости иногда может рассматриваться как линейная.

Постановка задачи

Незатухающие колебания постоянной амплитуды, оцениваемой как большая или малая в зависимости от требуемой точности регулирования представляют собой другой тип реакций, который может иметь место при приложении возмущений к системе регулирования [2]. Рассмотрим типичные переходные процессы в нелинейных системах с малой и большой амплитудами незатухающих колебаний соответственно. Амплитуды незатухающих колебаний могут рассматриваться как большие или малые в зависимости от того, можно ли пренебречь влиянием этих незатухающих колебаний. Надо отметить, что при оценке допустимости колебаний следует учитывать не только амплитуду колебаний, но также влияние колебаний на такие факторы, как перегрев оборудования или уменьшение срока службы из-за чрезмерного износа. Короче говоря, если незатухающие колебания достаточно малы, чтобы их можно было считать допустимыми, то система рассматривается как устойчивая. Если незатухающие колебания настолько велики, что не могут считаться допустимыми, то говорят, что система неустойчива.

В связи с устойчивостью нелинейных систем представляет интерес отметить тот факт, что амплитуда входного сигнала или возмущение может определить характер переходного процесса в системе. Для малых входных сигналов система может быть устойчива в линейном смысле, для больших входных сигналов в этой же системе могут существовать незатухающие колебания с фиксированной амплитудой и, наконец, для еще больших входных сигналов система может оказаться неустойчивой в линейном смысле. Таким образом, прежде чем определить устойчивость нелинейной системы автоматического регулирования, необходимо определить диапазон величин, характеризующих условия, в которых эта система будет работать.

Анализ задачи

Основные методы, применяемые для определения устойчивости нелинейных систем регулирования, опираются на понятие эквивалентного комплексного коэффициента усиления и используют критерий Найквиста для нахождения условий устойчивости. Фундамент для анализа устойчивости заложили Кохенбургер и Джонсон, и разработанные ими методы используются нами в дальнейшем. Несмотря на то, что методы исследования устойчивости по Ляпунову в настоящее время привлекают все большее внимание, они в основном применимы к системам с небольшим количеством элементов, накапливающих энергию, и их использование в задачах с большим числом таких элементов весьма ограничено.

В качестве примера анализа устойчивости системы в нелинейном режиме работы рассмотрим несложную систему регулирования с непосредственной обратной связью. Элементы системы, описываемые передаточными функциями $G_1(\eta\omega)$ и $G_2(\eta\omega)$, линейны и их передаточные функции зависят от частоты ω , а не от амплитуды а сигналов на их входах. Произведение этих двух передаточных функций равно:

$$G(\eta\omega) = G_1(\eta\omega) G_2(\eta\omega) \quad (1)$$

Хотя объединение двух линейных элементов в один предполагает, что расположение нелинейности в системе регулирования не имеет особого значения, это, как будет показано далее, справедливо лишь в первом приближении.

Элемент, описываемый передаточной функцией $G'(a)$, является нелинейным; абсолютное значение и фаза его эквивалентного комплексного коэффициента усиления не зависят от частоты синусоидального сигнала, подаваемого на его вход, однако они зависят от амплитуды входного сигнала.

При применении обычного линейного подхода к задаче исследования устойчивости отношение C/R может быть выражено через передаточные функции и эквивалентный комплексный коэффициент усиления следующим образом:

$$\frac{C}{R} = \frac{G'(a)G(\eta\omega)}{1 + G'(a)G(\eta\omega)}. \quad (2)$$

Условие, при котором происходит нарастание колебаний и имеет место неустойчивость в линейном смысле, заключается в равенстве нулю знаменателя выражения (2):

$$1 + G'(a)G(\eta\omega) = 0 \quad (3)$$

Переписывая уравнение (3) следующим образом:

$$G(\eta\omega) = - \frac{1}{G'(a)} \quad (4)$$

можно получить соотношение между передаточной функцией $G(\eta\omega)$ и эквивалентным комплексным коэффициентом усиления $G'(a)$, при котором в системе существуют колебания нарастающей амплитуды. В связи с тем, что возрастание амплитуды колебаний изменяет значение $G'(a)$, соотношение, определяемое формулой (4), справедливо лишь для какой-либо определенной амплитуды и частоты колебаний. При таких условиях могут поддерживаться незатухающие колебания данной амплитуды и частоты.

Вычисленные амплитуда и частота незатухающих колебаний могут несколько отличаться от значений, полученных экспериментально. Следовательно, этот метод может рассматриваться как неплохое качественное приближение к реальным характеристикам. Амплитуда a_1 характеризует порядок величин амплитуд, при которых достигается граница устойчивости. При правильном проектировании должен выбираться подходящий коэффициент безопасности, обеспечивающий удовлетворительные характеристики системы и позволяющий избежать незатухающих колебаний.

Для иллюстрации подхода, использующего представление системы на комплексной плоскости, рассмотрим условно устойчивую позиционную систему регулирования, содержащую усилитель с насыщением, при различных значениях амплитуды входного сигнала. Такой тип системы может встретиться при обычном позиционном регулировании, когда в качестве устройства, измеряющего ошибку, или в качестве усилителя сигнала ошибки используется усилитель с характеристикой насыщения, позволяющая определить эквивалентный комплексный коэффициент усиления $G'(a)$ этого элемента. Далее для упрощения коэффициент усиления K , связанный, вообще говоря, с $G'(a)$, будет считаться относящимся к передаточной функции $G(\eta\omega)$. Тогда для этого случая можно считать, что $G'(a)$ и $A_s(a)$ эквивалентны.

Представим на комплексной плоскости годограф $G(\eta\omega)$ как функцию частоты и годографы $G'(a)$ и $-1/G'(a)$ как функции величины a , или иначе, отношения входных сигналов I_L / I_{\max} . Для введения в систему возмущения или задающего воздействия предположим, что задающее воздействие в начальный момент времени имеет вид скачка. Начальная ошибка,

вызванная этим скачком, является входным воздействием усилителя с насыщением и может считаться соответствующей максимальному значению входного сигнала $I_{\text{макс}}$. Для малых значений $I_{\text{макс}}$ система не находится в насыщении, $a = 1,0$ и имеет место обычный устойчивый режим работы условно устойчивой линейной системы. Точка $(-1, +j0)$ не охвачена кривой $G(j\omega)$ и, кроме того, нигде не имеет место равенство

$$G(j\omega) = \frac{1}{G'(a)}.$$

Для больших величин задающего воздействия, таких, что $I_{\text{макс}} > I_L$, но $1 > a > a_1$ значение $1/G'(a)$ находится на отрицательной действительной полуоси, но ни при каких значениях ω или a не выполняется равенство $G(j\omega) = -1/G'(a)$. Следовательно, система устойчива; регулируемая величина C при подаче на вход задающего воздействия большой величины будет вначале колебаться, но затем установится устойчивый линейный режим, соответствующий значению $a=1,0$. Процесс является сходящимся, поскольку при $a > a_1$ система устойчива, и поэтому значение регулируемой величины с каждым колебанием все более приближается к значению задающего воздействия. В связи с этим сигнал на входе элемента с насыщением уменьшается, в результате чего величина a увеличивается и степень устойчивости системы растет.

При несколько больших значениях входного воздействия имеет место неравенство $I_L / I_{\text{макс}} \leq a$ и выполняется условие $G(j\omega) = -\frac{1}{G'(a)}$. Из уравнения (4) видно, что это равенство является условием неустойчивости, так что амплитуда регулируемой величины $I_{\text{макс}}$ будет стремиться увеличиваться дальше, приводя к дальнейшему уменьшению величины a . При значениях $a_1 > a > a_2$ годограф $G(j\omega)$ охватывает значения $-1/G'(a)$ и условия неустойчивости продолжают выполняться. При этом амплитуды $I_{\text{макс}}$ продолжают возрастать. И, наконец, когда $I_{\text{макс}}$ достигает таких значений, что $I_L / I_{\text{макс}} = a_2$, амплитуда колебаний становится постоянной.

Любое дальнейшее увеличение амплитуды колебаний приводит к такому изменению величины — $1/G'(a)$, что годограф $G(j\omega)$ перестает ее охватывать. Это приводит к более устойчивому режиму работы, т. е. к уменьшению амплитуды регулируемой величины и соответственно $I_{\text{макс}}$, до тех пор, пока не достигается выполнение равенства $\frac{I_L}{I_{\text{макс}}} = a_2$. Любое дальнейшее уменьшение величины $I_L / I_{\text{макс}}$ приводит к увеличению больших значений a , соответствующих $a_2 < a < a_1$ и годограф $G(j\omega)$ вновь начинает охватывать величину $-1/G'(a)$. Это вновь приводит к возникновению неустойчивости, вызывающей возрастание амплитуды колебаний и приводящей систему в режим незатухающих колебаний постоянной амплитуды, соответствующей значению a_2 и постоянной частоты ω_2 . Таким образом, пересечение $G(j\omega)$ и $1/G'(a)$ определяет точку, в которой существуют устойчивые незатухающие колебания постоянной амплитуды и частоты — так называемый устойчивый предельный цикл.

При еще больших значениях задающего воздействия $a < a_2$, точка $-1/G'(a)$ лежит слева от годографа $G(j\omega)$ и не охватывается им. Вначале, до тех пор пока отклонение регулируемой величины от задающего воздействия не достигнет значения $I_L / I_{\text{макс}} = a_2$, система устойчива, однако при достижении этого значения, в системе устанавливаются и поддерживаются незатухающие колебания с такой амплитудой. В этом случае система приближается к устойчивому предельному циклу со стороны начальных возмущений большей амплитуды,

чем амплитуда незатухающих колебаний.

В следующем примере показано, как незатухающие колебания могут возникнуть при начальных рассогласованиях, больших или меньших, чем амплитуда установившихся колебаний. Следует отметить, что точка $G(\eta\omega) = -1/G'(a)$ характеризует неустойчивый предельный цикл в том смысле, что при $\frac{I_L}{I_{\max}} > a_1$ система устойчива, а при $\frac{I_L}{I_{\max}} < a_1$ система неустойчива.

Выводы

Таким образом, точка неустойчивого равновесия характеризует собой нижний предел амплитуд входных сигналов, ниже которых установившиеся колебания не возникают и выше которых возникают колебания с амплитудой, нарастающей до тех пор, пока не достигается точка устойчивого равновесия.

Для иллюстрации того, как описанный здесь подход, использующий понятие эквивалентного комплексного коэффициента усиления, может быть применен на практике, рассмотрим работу условно устойчивой позиционной системы регулирования, содержащей предварительный усилитель с насыщением, входным сигналом которой является скачкообразное воздействие.

Увеличение входных сигналов, приводящее к уменьшению a_0 не влечет за собой заметного увеличения времени переходного процесса. Однако при дальнейшем значительном увеличении амплитуды входного сигнала a_0 переходный процесс принимает вид колебаний с увеличивающейся амплитудой, так что a_0 достигает значения, меньшего, чем a_1 . При достаточном времени амплитуда, несомненно, достигнет значения, соответствующего a_2 и в системе установятся незатухающие колебания. Это явление незатухающих колебаний большой амплитуды наблюдалось ранее в позиционных системах регулирования с большим коэффициентом усиления, обладающих насыщением, однако аналитическое объяснение этому было найдено значительно позже. Подход, использующий понятие эквивалентного комплексного коэффициента усиления, дает способ аналитического нахождения ответа на вопрос об устойчивости довольно простых, но важных нелинейных систем автоматического регулирования.

The application of automatic control as means of improvement of the characteristics of system is the important method of increase of value of system. Basic of these advantages are increase of accuracy of performance by system of her task and increase of speed of system, reduction of time of reaction of system. However such systems can become more unstable or oscillatory. In this connection in given clause some questions connected to accuracy, quality of transients and stability of system.

1. Ямпольский Л. С., Полищук М. Н. Оптимизация технологических процессов в гибких производственных системах. – К.: Техника, 1988. – 175 с.
2. Graham and McRuer D., Analysis of non-linear control systems, New York, Wiley, 1981.

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 338.24

**АДАПТИВНЫЙ ПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКИЙ ИНТЕРФЕЙС:
ПРОБЛЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ**

Ходаков В.Е., Ходаков Д.В.

По мере совершенствования вычислительной техники повышаются требования к адаптивности интерфейсов «пользователь ЭВМ». Под адаптивным пользовательским интерфейсом (АИ) понимают взаимосвязанную совокупность программных и технических средств, позволяющую конечному пользователю (АИ) наиболее эффективно использовать все предоставленные системой возможности путем автоматически настраиваемого интерфейса под конкретного пользователя.

Можно выделить несколько этапов развития средств взаимодействия человека и ЭВМ. На первом этапе главной задачей было создание интерактивных систем взаимодействия человека и ЭВМ, а также алгоритмических языков программирования, позволяющих организовывать ввод/вывод информации в привычной для человека форме. Второй этап отличался развитием технических, математических, информационных, лингвистических и других средств, совершенствования методов, форм, режимов, видов, языков общения, появлением диалоговых систем.

Третий этап характеризовался тенденцией к созданию оптимальных условий работы пользователей с ЭВМ, построению «интеллектуальных» диалоговых средств, обеспечивающих повышение способности ЭВМ к совместному решению задач в системе «человек - ЭВМ». Акценты смещались в сторону адаптации к конкретному пользователю.

Для четвертого этапа характерно существенное увеличение числа информационных ресурсов, доступных в интерактивном режиме пользователям компьютеров, интеграция ПК в вычислительные сети и глобальную компьютерную сеть Internet – все это обуславливает необходимость изучения качественно новых подходов к проблеме обеспечения эффективного взаимодействия, связанных с разработкой адаптивных пользовательских интерфейсов с использованием моделей пользователей и методов искусственного интеллекта (ИИ). Одной из наиболее значимых проблем, которой исследователи в настоящее время уделяют максимум внимания, является с одной стороны адаптация структуры информационных потоков и параметров интерфейса к нуждам индивидуального КП, а с другой – адаптация пользователя к компьютеризированной системе.

Среди важнейших задач развития средств взаимодействия человека и ЭВМ является формирование принципов построения адаптивных интерфейсов, адаптивных информационных систем. Адаптивность переходит в разряд наиболее важных свойств системы, в значительной степени определяющих эффективность работы автоматизированных систем управления и их репутацию [1,2].

Интерфейс между человеком и компьютером является своеобразным коммуникационным каналом, назначение которого – облегчить пользователю взаимодействие с некоторыми функциями программы, не обременяя лишними заботами и не всегда востребованными знаниями. Существует очевидная зависимость между уровнями внутренней сложности интерфейса и соответственных знаний, необходимых человеку для его использования [3, 4]. Чем «примитивней» устроен интерфейс, тем больше специальных знаний требуется от человека.

Вопросы взаимной адаптации системы к пользователю и пользователя к системе, по-прежнему остаются открытыми [5].

Адаптация пользователя к системе может осуществляться следующим образом: изменением в поведении и работе пользователя за счет пластичности характеристик и поведения пользователя; возможностью и желанием пользователя выбрать соответствующий вид и характер работы; обучением пользователя.

Методы и средства адаптации пользователя к системе в основном основаны на изучении и обучении пользователя. Для организации адаптации пользователя к системе необходимо учитывать психофизиологические характеристики пользователя, его поведение и состояние, используется тестирование (диагностирование) пользователя, формирование его динамического психофизиологического портрета.

Разработаны разнообразные тесты для определения психологических и интеллектуальных особенностей человека.[6] Для создания адаптивных интерфейсов нами были выбраны тесты: – вербальный тест Айзенка для оценки интеллектуальных способностей и склонности к нестандартному мышлению, шкала самооценки Ч.Д. Спилберга и Ю.Л. Ханина, предназначенная для определения уровня реактивной и личностной тревожности и опросник EPQ по методике Айзенка для изучения индивидуально-психологических свойств личности.

Вербальный тест Айзенка предназначен для определения умственных способностей и степени обладания нестандартным мышлением людей.

Шкала самооценки Спилберга-Ханина предназначена для исследования уровня тревожности в данный момент (реактивная тревожность) и уровня тревожности как устойчивой характеристики (личностная тревожность).

Тест EPQ по методике Айзенка предназначен для изучения индивидуально-психологических черт личности – нейротизма, экстро- и интро- версии и психотизма.

Использование указанных тестов позволяет получать данные для определения: способность пользователя к обучению и нетрадиционному мышлению (интеллектуальные способности), особенности психологических типов пользователей, душевное состояние пользователя (тревожность, психологический комфорт и дискомфорт на рабочем месте), характеристики пропускной способности пользователя, оптимальные для здоровья пользователя характеристики рабочего места.

Используя тест Айзенка, и имея представление о коэффициенте интеллекта пользователя, можно рекомендовать или не рекомендовать пользователю определенный вид деятельности, а также производить отбор наиболее подходящих пользователей.

На основании шкалы самооценки Спилберга-Ханина периодически контролируя реактивную (в данный момент) и личную (постоянную) тревожность пользователя ЭВМ, можно при наличии повышенных показателей принять ряд мер по борьбе с психологическим дискомфортом пользователей, как то: увеличение перерывов для психологической релаксации, подбор на ответственные должности и рабочие места с большим психологическим напряжением сотрудников, менее подверженных стрессам, оздоровление психологического климата, слежение за психологическим состоянием работника вне предприятия и т.д.

С использованием этих трех тестов были разработаны адаптивные интерфейсы для АРМ диспетчера электросетей и для областной системы управления чрезвычайными ситуациями [7]. Для АИ информационной системы ВУЗа использовались три других теста: полноцветного цветового теста Люшера, вербального теста Айзенка и теста компьютерной грамотности.

Тест Люшера основан на экспериментально установленной зависимости между предпочтением человеком определённых цветов (оттенков) и его текущим психологическим состоянием.

Из имеющихся в арсенале психологов прожективных тестов только тест швейцарского психолога М. Люшера за короткое время (10 мин) может дать глубокую и обширную, свободную от сознательного контроля испытуемого характеристику его внутренних диспозиций. Применение теста не ограничивается ни интеллектуальными, ни языковыми,

ни возрастными рамками, ни состоянием, в котором находится испытуемый. Тест тонко работает даже с дальтониками и теми, кто, как им кажется, выбирает нарочно не то, что им нравится. Тест Люшера успешно применяется для: самодиагностики и коррекции своего психологического состояния; анализа семейных конфликтов и причин, затрудняющих устройство своей личной жизни; контроля динамики волевой и эмоциональной сферы спортсменов в процессе тренировок и во время соревнований; отбора кандидатов в психотерапевтические группы, для более адекватного подбора психотерапевтических воздействий; проведение судебно-психологических экспертиз; анализа внутреннего состояния трудновоспитуемых подростков и (не) совершеннолетних преступников с целью направленной глубинной коррекции их поведения.

Прохождение данного теста осуществляется при первоначальной регистрации пользователя в системе. После прохождения теста полученная информация записывается в модель пользователя. При необходимости пользователь может в любой момент повторно пройти данный тест, и в зависимости от полученных результатов, в его модель будут внесены изменения.

Тест компьютерной грамотности предназначен для определения уровня компьютерной грамотности пользователя. Тест состоит из сорока вопросов на компьютерную тематику. От результатов, полученных при прохождении теста Айзенка и теста компьютерной грамотности, в системе зависит:

- насколько подробный уровень справочной системы необходимо иметь;
- необходимо ли обучение, перед началом работы.

После прохождения тестирования пользователю предлагается (если он прошёл тестирование по тесту Люшера) набор цветowych схем, соответствующих текущему психофизиологическому состоянию пользователя, и соответствующие шрифтовые схемы.

В зависимости от результатов, полученных при прохождении двух последних тестов, запускается или не запускается программа обучения, при этом у пользователя остаётся возможность вызвать программу обучения в любой момент при необходимости.

Процесс обучения конкретному виду деятельности сводится к выполнению операций модификации исходного алфавита, что содержит в качестве элементов конечное счетное множество событий:

$$G_1 = \{g_1, g_2, \dots, g_i, \dots, g_m\},$$

в качестве которых выступают понятия, привычки, алгоритмы, методы синтеза новых алгоритмов в предметной области. Такими операциями могут быть расширение выходного алфавита

$$G_2 = G_1 \cup \{g_i\}_i = g_{i1}g_{i2}\dots g_{ij}\dots g_{iT}(g_{ij} \in G_1),$$

а также, в какой-то момент времени – перекодирование G_1 , изменение его структуры, изменения элементарных событий. В итоге обучаемый получает дополнительную информационную нагрузку.

Если I_0 – теоретико-информационная мера пропускной способности пользователя; R – информационная перенасыщенность входного сообщения ($0 \leq R \leq 1$), тогда имеем следующие соотношения:

- а) для пользователя, который не обучался

$$I_0 \leq (I_{\text{вх}})_{\text{max}};$$

- б) для тренированного пользователя

$$I_0 \leq (I_{\text{вх}})_{\text{max}} \cdot (1 - R);$$

в) в процессе обучения пользователя

$$(I_{вх})_{\max} \cdot (1 - R) < I_{ср} < (I_{вх})_{\max}.$$

Важным моментом в деятельности пользователя является контроль за правильностью соотношения:

$$I_{\Sigma} = I_{н} + I_{д} + I_{р} \leq I_0,$$

где I_{Σ} - суммарный информационный поток; $I_{н}$ - часть входного потока, которая направляется пользователю без предыдущей обработки; $I_{р}$ - часть информационного потока, который направляется через систему; $I_{д}$ - нормативно-справочная информация.

Необходимым является согласование пропускных способностей человека и системы. Нужно учитывать, что скорость усвоения информации человеком является постоянной только определенный отрезок времени.

Величина $V_{чел} = \frac{Q}{t_n}$ - является пропускной способностью «сенсорного входа» человека по приему и переработке информации и зависит не только от объема представляемой информации Q , но и от способов ее представления, целей и задач пользователя, степени его обученности, субъективных и внешних факторов [8, 9].

При соблюдении условия $V \leq V_{чел}$. пропускная способность $V_{чел}$ обеспечивает переработку текущего количества информации Q за время, не превышающее предельно допустимое $T_{н \cdot доп}$:

$$\frac{1}{V_{чел}} = T_n \leq T_{н \cdot доп}. \quad (1)$$

Невыполнение условия (1) усложняет работу пользователя и приводит к ошибкам, перегрузкам, задержке принятия решений. Снижение перегрузки и времени T_n может быть достигнуто за счет фильтрации потока информации, введения дополнительных пользователей, сокращения количества информации, поступающее к пользователю, увеличения скорости переработки им информации. Последнее может быть достигнуто за счет обученности и тренированности. Как показывают исследования [10 11, время T_n экспоненциально убывает с увеличением степени обученности и тренированности:

$$T_n = (T_0 - T_{ост})e^{k\tau} - T_{ост}, \quad (2)$$

где T_0 - время переработки в начальный момент обучения. $T_{ост}$ - время переработки при $\tau \rightarrow \infty$; τ - время обучения; k - постоянная обучения.

Величина $T_{ост}$ в (2) при $\tau \rightarrow \infty$ обусловлена физиологическими возможностями конкретного пользователя.

Задача обучения не менее актуальна, чем задача контроля оборудования, поскольку ошибочные действия пользователя (оператора, ответственного дежурного), особенно в нештатных ситуациях, могут привести к крупномасштабным авариям. Справится с работой в таких ситуациях может только обученный пользователь. Процесс обучения, является замкнутым процессом, в котором такие параметры, как уровень обученности, время получения того или иного навыка, служат выходом, а задачи и указания - входом. Процесс обучения (привития навыка) может быть представлен в виде иерархической функциональной системы, в которой сужается, т.е. падает, поток навыков, направленный от периферии к центру до какого-то устойчивого положения[10

Для построения оптимального процесса обучения необходимо определить: каково число этапов обучения, число обрабатываемых задач в этапах и сколько упражнений должна содержать каждая задача, оптимальное число повторений каждого упражнения, длительность его выполнения и др. Число этапов и задач можно определить из анализа ситуаций производственной деятельности пользователя.

Процесс обучения при может быть разделен на процесс привития навыков восприятия и считывания информации с достаточной точностью, прогнозирования ее значений и процесс привития навыков по принятию решений. Действительно, деятельность оператора в системе может быть представлена этими двумя процессами – информационной подготовкой принятия решения и собственно процессом принятия решения.

Каждая из названных операций практически однозначно характеризуется определенным значением. Так, операции опознавания и различения характеризуются пороговыми значениями сигналов (s_1 – для звукового и s_2 – для зрительного каналов), операции считывания – точностью получаемых значений параметров – s_3 . Таким образом, формируется вектор состояния процесса обучения:

$$S = (s_1, \dots, s_s, \dots, s_n).$$

Для каждой из ($\overline{j=1, n}$) названных операций, исходя из анализа процессов управления и требований практики, могут быть указаны результаты z_j , образующие вектор Z . Только экспериментальные исследования позволяют установить вид функциональной зависимости компонент вектора состояния процесса обучения во времени при заданных z_j , а также получить характеристики зависимости потери навыков.

К задачам адаптации компьютеризированной системы к пользователю относятся: оптимизация рабочего места пользователя; коррекция ошибок пользователя при работе с системой; адаптация параметров информационной среды, с которой взаимодействует пользователь; изменение уровня сложности интерфейса в соответствии с характеристиками пользователя; адаптация к интенсивности информационного обмена между пользователем и системой; адаптация технической системы к целям и намерениям пользователя; выбор оптимальных для пользователя форм и последовательностей представления информационных ресурсов; агрегирование поступающей к пользователю информации.

Под организацией рабочего места пользователя понимается оптимальное размещение постоянного места работы пользователя с учетом психофизиологических, антропометрических данных, обеспечение комфортных условий работы, а так же рациональная планировка оборудования и помещений [12].

Агрегирование поступающей от объекта управления информации распадается на две задачи: формирование обобщенных характеристик; динамическая визуализация образов, отображающих состояние, соответствующая характеристикам. На практике удается формально описать лишь часть знаний об управляемом объекте, следовательно, контроль состояния объекта по обобщенным характеристикам позволяет определять лишь тенденции развития процесса.

Указанные соображения об ограниченных возможностях формализации делают логичной следующую идею визуализации контролируемого объекта: это должно быть единое изображение, отдельные части которого изменяются в зависимости от изменений значений обобщенных характеристик; а характер изменения изображения должен быть связан с оценкой характера развития процесса. Реализацию этого целесообразно выполнять на основе когнитивной графики [13]. Основное назначение этих элементов заключается в визуализации состояния процесса контролируемого объекта. Пользователю легче понять ситуацию на объекте посредством изображения, однозначно ассоциирующемуся с объектом, нежели анализировать формализованное и избыточное статистической информацией сообщение.

Пользователи в интерфейсе могут менять меню, добавлять макрокоманды, назначать действия кнопкам панелей инструментов и перестраивать элементы на экране монитора. Одно из возможных решений этой проблемы может заключаться в представлении самой системе автоматически изменять интерфейс для пользователя, согласно его потребностям. Система создает модель пользователя, на основании которой и выстраивается в последствии процесс адаптации.

Однако системы с адаптивным интерфейсами АИ могут вызвать у пользователя чувство потери контроля, возможны некоторые неточности в предсказании желаний и поведения пользователя, что может вызвать эффект «враждебности» со стороны пользователя.

Для представления пользователю свободы управления система должна спрашивать его о принятии тех или иных вариантов адаптации, за пользователем остается право принять или отклонить адаптационные изменения. Однако выполнение таких правил диалога может быть затруднительно для пользователей систем, работающих в рамках жестких временных ограничений. Поэтому должен находиться разумный компромисс.

Необходимость выбора и отображения той или иной панели инструментов может определяться по совокупности переменных, которые определяют такое понятие как «важность панели инструментов».

«Важность панели инструментов» используется для того, чтобы определять, какая панель будет скрыта из рабочей области зоны наблюдения пользователя. Если максимально допустимое ограничение на отображение панели достигло предела, и возникла необходимость в отображении новой, тогда необходимо освободить пространство для новой панели. Важность панели (ВП) может выражаться как:

$$ВП = K_1(T_c) + K_2(T_{п.в.}) + K_3(Ч_в),$$

где T_c – время отображения панели; K_1, K_2, K_3 – коэффициенты важности панелей.
 $T_{п.в.}$ – время с момента последнего взаимодействия. Если использовалась недавно, то системой присваивается панели более высокая степень значимости.

$$T_{п.в.} = e^{-(t_{тек} - t_{взаим})},$$

где $t_{тек}$ – текущее время; $t_{взаим}$ – время, когда произошло последнее взаимодействие с адаптивной панелью.

$Ч_в$ – частота взаимодействия. Показывает, как часто используется панель:

$$Ч_в = \frac{N}{t_{тек} - t_{соз}},$$

где N – число взаимодействий с панелью со времени ее создания; $t_{тек}$ – текущее системное время; $t_{соз}$ – время создания панели.

Выбор оптимальных форм отображения предполагает использование принципа максимальной выразительности информации, формирующего определенные преимущества для восприятия ее пользователем. Используется три типа информации: об объекте в целом; о подсистемах объекта; о непосредственно измеряемых параметрах.

Пока достижение полной адаптации системы невозможно ввиду ряда факторов, наиболее существенными из которых являются следующие:

1) Практически все прикладные ПС, обеспечивающие гибкую настройку функциональных возможностей и параметров интерфейса, требуют, что бы эти настройки выполнялись непосредственно пользователем, т.е. априорно рассчитаны на то, что максимум сервисных удобств получит квалифицированный ПК.

2) Поведение системы в целом является достаточно пассивным и статичным, т.е. исключает возможность ее постоянного активного участия в процессии адаптации к пользователю.

3) Характеристики пользователя, равно как состояние системы, подвержены существенным изменениям в процессе работы, что требует внесения соответствующих корректировок в параметры процесса взаимодействия.

В последние годы в качестве критериев интерфейсной адаптации используют характеристики пользователей, оказывающее наибольшее влияние на характер интерактивного взаимодействия, а также непосредственно на сам процесс решения задач [13]. Впервые было показано на возможность использования характеристик пользователя для этих целей нами еще в 70-е годы [14]

Приведем краткий перечень основных критериев, имеющих на сегодняшний день практическое применение, которые условно разделены на 7 смысловых групп [15]

а) Демографические показатели: возраст; пол; антропометрические данные.

б) Индивидуально-психологические особенности: отношения к нововведениям; уровень субъективного контроля; способность самостоятельно принимать решения; заинтересованность в помощи.

в) Психомоторные качества: способность концентрироваться; подверженность ошибкам; способность переключать внимание; степень развитости самоконтроля.

г) Когнитивные особенности: характеристики когнитивного стиля; индуктивная/дедуктивная стратегия; функциональная асимметрия полушарий головного мозга; когнитивные возможности

д) подготовленность: образования пользователя; профессиональная компетентность; знание системных задач и интерфейса; экспертный уровень.

е) Мотивация: цели; потребности; задачи; ожидания.

ж) Характер системного взаимодействия: предпочтения; привычки; специфические ситуации; стресс – факторы.

В последнее время в адаптивных системах используется «модель пользователя» [13,14,15]. Модель пользователя представляет собой совокупность характеристик потенциальных пользователей, которые должны быть учтены при подборе индивидуальной системы взаимодействия.

Если каждому пользователю системы соответствует своя модель, отличная от других моделей пользователей, то такой подход является индивидуальным. При стереотипном подходе, наоборот, используется предполагаемая принадлежность пользователя к определенной модели (классу), количество которых строго ограничено. Обычно создают несколько моделей пользователей. И. Бомон выделяет 3 модели: «модель новичка», «модель продвинутого пользователя» и «модель эксперта» [5]. При индивидуальном подходе заранее известно, какая модель будет сформирована для конкретного пользователя. После формирования модели пользователя происходит подстройка интерфейса системы под конкретную модель.

Эффективность работы КС зависит от уровня подготовки пользователя, так как каждый пользователь должен обладать знанием о том:

- какая информация необходима для решения текущей задачи;
- какой объем необходимой информации доступен в настоящее время;
- как найти текущую информацию.

Пользователь должен обладать некоторой «моделью» КС, т.е. некоторыми знаниями о ее внутренней структуре.

Существующие подходы к решению этой проблемы предполагают использование специальных системных компонент и особых принципов построения АИ: использование пиктограмм, минимизация объема служебной информации по сравнению с информацией, необходимой пользователю, применение динамических и контекстных меню и пр.

В процессе взаимодействия с КП система должна собирать информацию относительно его деятельности, индивидуальных особенностях и информационных потребностях. Таковой набор может включать в себя:

- настроить параметры интерфейса в соответствии с индивидуальными особенностями КП;
- выбрать оптимальную для конкретного КП форму и последовательность представления сообщений;
- принять во внимание цели и планы пользователя, для выполнения которых ему нужна требуемая информация, и представить, если это необходимо, дополнительную релевантную информацию;
- учесть, что пользователь знает или не знает о текущей ситуации, и избежать избыточности или неясности в ответах и объяснениях.

МП является неотъемлемым компонентом адаптивного интерфейса, при этом основными источниками получения знаний о КП могут быть:

- априорные сведения о КП, полученные при его регистрации;
- информация об ответных действиях КП на запросы системы;
- информация о структуре и параметрах процесса взаимодействия.

Пока ни один из известных интерфейсов не может считаться совершенным ни с позиции учета степени адаптации, ни с позиции искусственного интеллекта, ни с эргономической позиции (дизайн, «прозрачность», удобство, и т.п.), ни с профессиональной (модифицируемость, наличие специальных функций).

Не смотря на определенные успехи в использовании МП в АИ вопросы описания встроенных МП, методы создания АИ с моделью пользователя. Решение этих задач требует проведение дальнейших исследований моделей конечного пользователя, моделей взаимодействия, изучение особенностей представления и формализации знаний о пользователе, выявление новых форм и методов проведения адаптации.

При построении адаптивного интерфейса используется три вида адаптации: фиксированная, полная и косметическая.

При фиксированной адаптации пользователь явно выбирает уровень диалоговой поддержки. Очевидно, что новичку требуется больше средств поддержки, чем эксперту. Сформулировано правило двух уровней, согласно которому система обеспечивает два вида диалога:

- подробный диалог, обеспечивает всемерную поддержку начинающих;
- краткий диалог, предназначен для экспертов и обеспечивающий небольшую поддержку либо совсем лишенный ее.

Структура типа «меню» можно рассматривать как подробный диалог, а структуру «вопрос-ответ» - как краткий. Правило двух уровней было расширено до правила N уровней.

Полная адаптация подразумевает стремление построить модель пользователя, которая изменяется по мере работы последнего с системой и определять стиль диалога, адаптируя его в зависимости от этих изменений.

Косметическая адаптация призвана обеспечить гибкость интерфейса без учета поведения пользователя и без однозначного выбора им конкретного стиля взаимодействия, что достигается путем применения сокращенных вводов ответов; ответов по умолчанию и макросов; многоуровневой помощи.

Они являются косметическими в том смысле, что вносят по существу лишь поверхностные изменения в базовую структуру, но являются, тем не менее, весьма полезными, поскольку делают интерфейс более универсальным.

На основе общих принципов построение информационных систем вытекают принципы построения адаптивных интерфейсов.

1) Принцип соответствия назначения и структуры интерфейса поставленным целям и задачам. Невозможно построить универсальный многофункциональный интерфейс, ко-

торый мог бы быть использован и в составе АСУ реального времени, и в составе системы управления физическим экспериментом и т.п. Типизация и универсальность возможна только в рамках определенных классов систем.

2) Принцип минимизации затрат ресурсов пользователя:

- КП должен выполнять только ту работу, которая необходима и не может быть выполнена системой, не должна быть повторением выполненной работы;

- КП должен запоминать как можно меньшее количество информации, так как это увеличивает его способность принимать оперативные решения в экстремальных случаях.

3) Принцип максимального взаимопонимания, непротиворечивости и естественности. Работа с системой должна быть естественна, проста, не вызывать у пользователя дополнительных сложностей в поиске необходимых элементов интерфейса. Выдаваемая на монитор информация не должна требовать перекодировки или дополнительной интерпретации. Если в процессе работы КП использованы некоторые приемы., то и в других случаях приемы работы должны быть идентичными. Работа с системой посредством АИ должна соответствовать установленным, привычным нормам.

4) Принцип не избыточности. Пользователь должен вводить только минимальную информацию (например для числа 00010 - 10) недопустим ввод введенных ранее данных (аналогичен принципу однократного ввода В.М. Глушкова)

5) Принцип непосредственного доступа к системе помощи. Система должна обеспечивать пользователя необходимыми инструкциями удовлетворять трем критериям: качество и количество обеспечивающих команд; характер сообщений об ошибках; наличие подтверждений производимых системой действий.

6) Принцип гибкости. АИ должен позволять общаться с системой пользователям с различными уровнями подготовки.(для неопытных пользователей интерфейс может быть организован как и иерархическая структура меню, для опытных - из команд, комбинаций нажатий клавиш и параметров командной строки).

7) Принцип максимальной концентрации пользователя на решаемой задаче и локализации сообщений об ошибках. АИ должен помогать концентрировать внимание КП на конкретно решаемой задаче.

8) Принцип учета профессиональных навыков КП. На основе сбора некоторых данных, получаемых из модели пользователя, проектируется "человеческий компонент", который тесно вплетается в особенности функционирования всей системы. Формирование же концептуальной системы означает осознание и овладение алгоритмами функционирования АИ.

9) Принцип легкости пользования и простоты обучения. АИ не должен приводить пользователя в раздражение, вынуждать к необдуманным действиям. АИ учитывает, что пользователь приобретает опыт работы с системой, цели пользователя изменяются в ходе работы с системой и характеризуется простотой исправления ошибок. Управлению работы с системой можно легко обучиться, система обеспечивает обучение в процессе работы.

10) Принцип надежности. Система должна быть надежна с точки зрения работы пользователя. Она готова к работе всегда, когда это требуется, аварии бывают редко, время ответа системы не превышает установленных пределов. В системе реализуются возможности защиты информации и обеспечения необходимой степени секретности.

Исходя из анализа принципов построения адаптивных интерфейсов можно определить набор положений, входящих в концепцию пользовательского интерфейса: методы получения и накопления знаний о пользователе и процессе взаимодействия с ним; требуемая информация о пользователе должна быть получена на основе наблюдений за его действиями и представлен в виде МП; наличие механизмов тестирования, обучения и самообучения, обеспечивающих коррекцию МП, в соответствии с динамикой процесса взаимодействия; состоят из двух подсистем: неизменной (фиксированной) и изменяемой (адаптивной) частей; в целях соответствия требованиям универсальности, практического использования, адаптивный интерфейс должен иметь модульную структуру, предусмат-

ривающую возможность настройки отдельных компонент и должна создаваться, пополняться база знаний о пользователях, зарегистрированных в системе. Следовательно, блок интеллектуальной обработки знаний о пользователях является в адаптивном интерфейсе ключевым.

На рис.1 представлена блок-система адаптивного интерфейса.

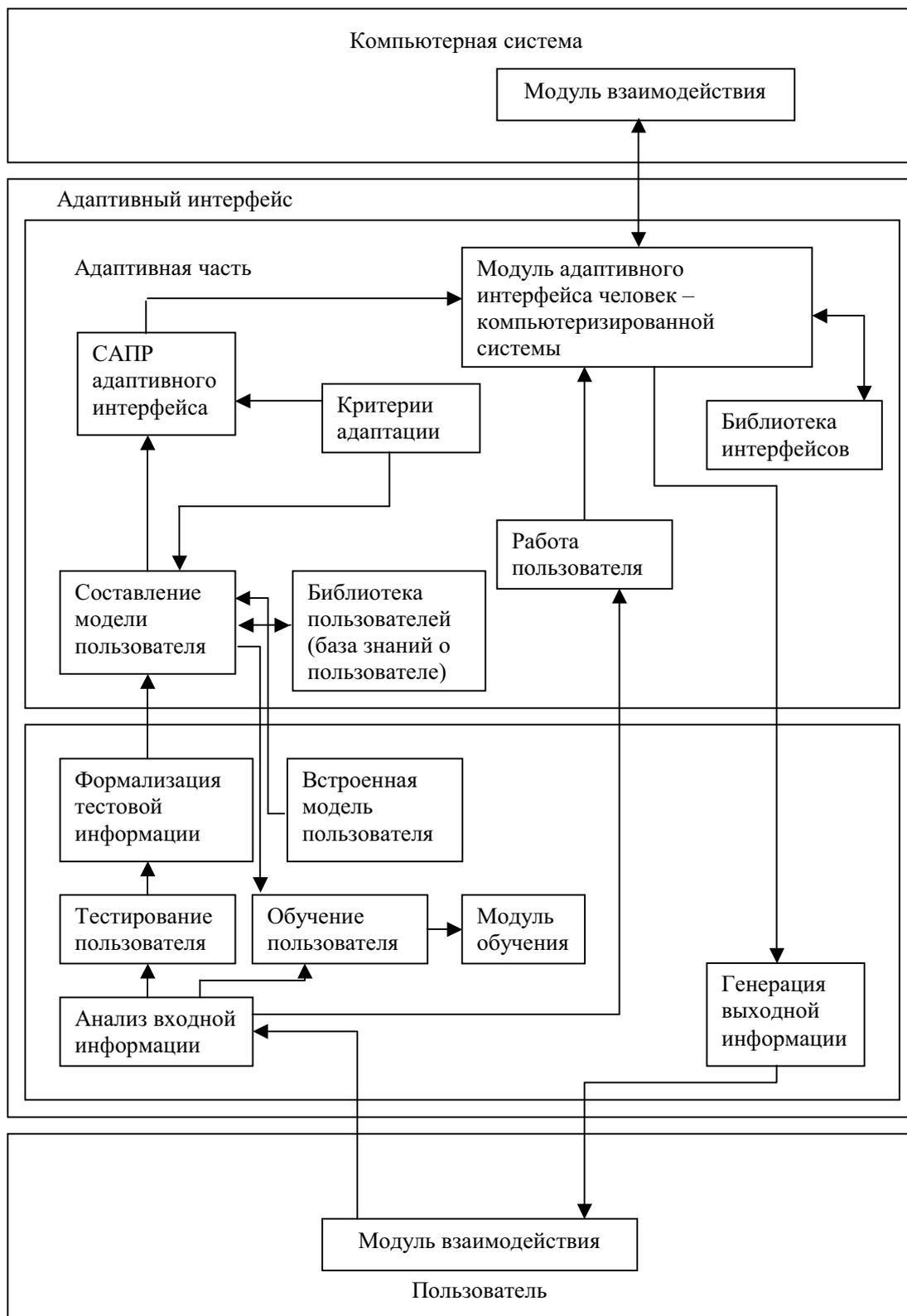


Рис. 1 Концептуальная схема разделения интерфейса на неизменяемую и адаптивную части

Разделение интерфейса на неизменяемую и адаптивную части позволяет в значительной мере решать вопросы типизации АИ и упростить реализацию.

Неизменная часть интерфейса – это часть системы, имеющая жесткий сценарий своего поведения по отношению к пользователю. Неизменная часть является неким обрамлением, базовым и опорным модулем основной (адаптивной) части, и благодаря которой происходит инициализация, поддержка, обмен данными и завершение работы адаптивной части.

Неизменной частью чаще всего является сценарий инициализации сеанса пользователя, сценарий идентификации пользователя, завершение сеанса, сценарий обучения пользователя работе с системой, неизменные для любых групп пользователей и для каждого в отдельности, открытие общей базы данных и поддержка работы с ней, поддержка работа с окнами, настройка окон, информация «О программе» (рис. 2).



Рис. 2 Схема неизменной части АИ

Адаптивная часть интерфейса — является ключевой частью интерфейса и отличается от неизменной наличием множества разнообразных сценариев своего поведения по отношению к пользователю. Адаптивная часть базируется на неизменной части и поддерживается ею в своей работе, инициализируется ею, извлекает из нее необходимые данные.

Адаптивной частью интерфейса является все, что связано со сценариями аутентификации пользователя, тестирования, создания "модели пользователя" или "пользовательского интерфейса", настройки функциональных, интерактивных, вспомогательных и оформительных аспектов взаимодействия.

В АИ для информационной системы ВУЗа модель пользователя индивидуальна: диалоговая структура, зависит от определенных показателей. Этими показателями или критериями являются уровень интеллекта пользователя и знание пользователем компьютера.

В системе используется модели: "модель новичка", "модель продвинутого пользователя" и "модель эксперта" (рис. 3) Для определения модели (класса) пользователю необходимо пройти идентификацию, это происходит на первой стадии до тестирования. При инициализации нового сеанса, пользователю, входящему в систему впервые, необходимо выбрать логин, по которому он будет входить в систему, профиль или тип, отметить структурные подразделения, к которым он принадлежит. После формирования модели пользователя происходит подстройка интерфейса под эту модель.

Для адаптации пользователя используется несколько методов. Одним из них является обучение. Обучение необходимо, когда пользователь не обладает достаточной квалификацией для обеспечения оптимальной работы с системой.

Программа обучения производит обучение пользователя с системой на основе создания модели пользователя. В процессе обучения пользователь обучается правильной работе с компонентами программы, условиям при которых пользователь сможет выполнить определенные действия (войти в систему, выполнить запросы и т.д.).

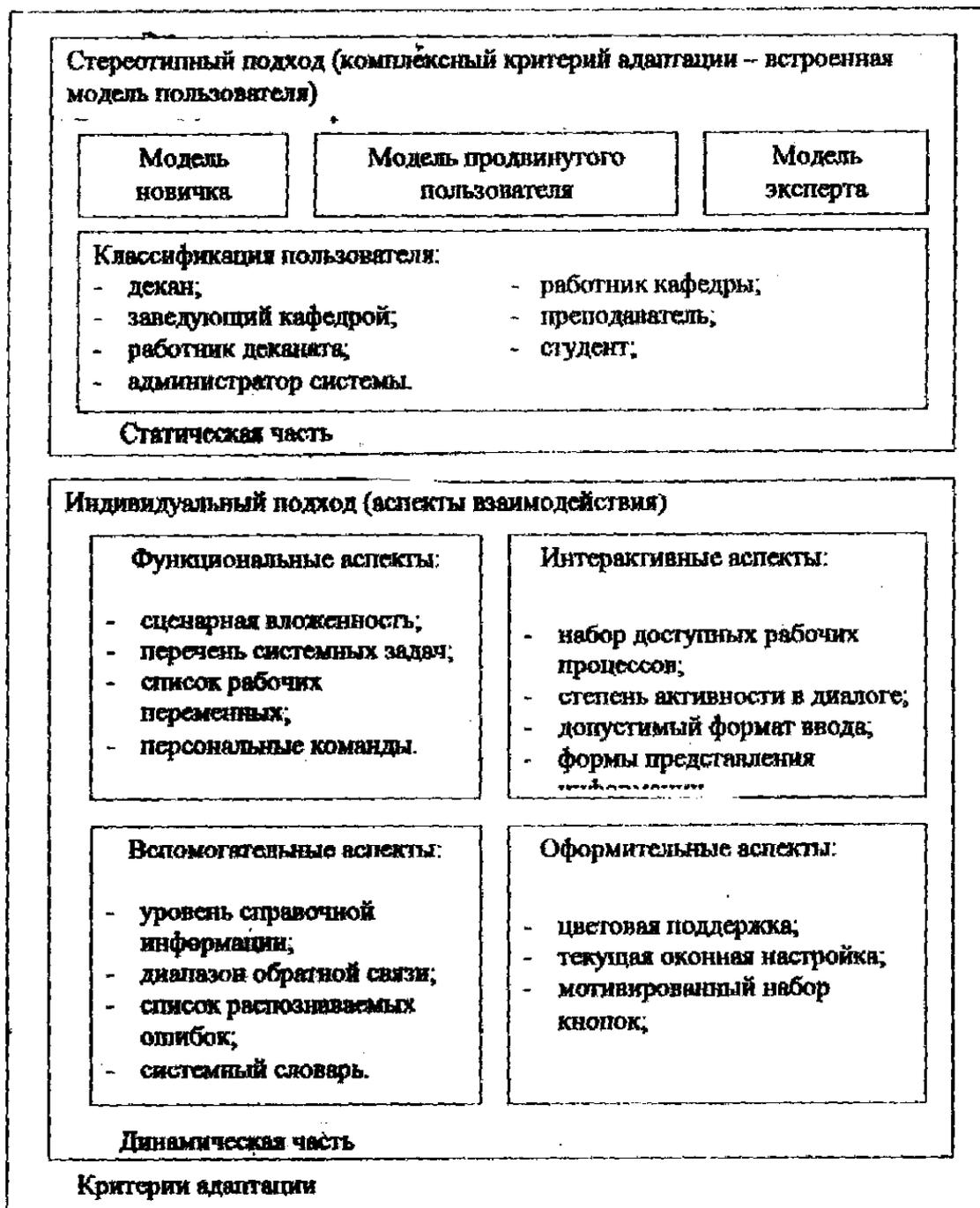


Рис. 3 Адаптивная часть АИ

В заключении отметим, что сформированные принципы построения адаптивных интерфейсов позволяют разрабатывать интерфейсы для различных приложений, облегчают понимание структуры и ее реализацию.

The article is devoted to questions of construction of adaptive user interfaces and adaptive information systems. The generated principles construction of adaptive interfaces allow to develop interfaces for various appendices, facilitate understanding of structure and its realization.

1. Штейбух К. Автомат и человек. Кибернетические факты и гипотезы. Пер. с нем. М.: «Сов. Радио», 1966. –276 с.
2. Узеловский П.Я. Семиотические подходы к исследованию пользовательского интерфейса. Новости искусственного интеллекта, № 2, 1994. – С. 7–57.

3. Бараш Л.С. Эволюция технологий взаимодействия человека и компьютера //Компьютерное обозрение № 4 1999. – С.12–13.
4. Данилов О. Альтернативные интерфейсы // Компьютерное обозрение № 4 1999. – С.14–17.
5. Денинг В., Эссиг Г., Маас С. Диалоговая система «человек-ЭВМ». Адаптация к требованиям пользователя – М.: Мир 1984. – 110 с.
6. Психология личности. Альманах психологических тестов. –М.: Педагогика, 1990. – 224 с.
7. Соколова Н.А. Ходаков Д.В. Адаптивный интерфейс АРМ диспетчера системы электросетей Автоматика. Автоматизация. Электрические комплексы и системы, №2 (7), 2000. – С. 48–56.
8. Темников Ф.Е., Афонин В.А., Дмитриев В.И. Теоретические основы информационной техники. – М.: Энергия, 1976. – 424 с.
9. Введение в эргономику. Под редакцией В.П. Зинченко. - М.: «Сов. радио», 1974. – 352 с.
10. Автоматизация процессов управления воздушным движением. / Под ред. Крыжановского Г.А. – М.: «Транспорт». 1981. – 400 с.
11. Ходаков Д.В. Повышение скорости усвоения информации пользователем // Вестник ХГТУ №1(5), 1999, С. 68–71.
12. Костюк В.И., Ходаков В.Е., Системы отображения информации и инженерная психология – К.: «Вища школа». 1977. – 192 с.
13. Албу В.А., Хорошевский В.Ф. КОГР-система когнитивной графики. Разработка, реализация, применение. // Техническая кибернетика №5, 1990. – С. 105–119.
14. Гаврилова Т.А., Зудилова Е.В. Адаптивный диалог и модель пользователя. Труды международного семинара по компьютерной лингвистике и ее приложениям «Диалог-95». Казань, 1995.
15. Ходаков В.Е. некоторые характеристики информационного обслуживания в АСУ. Механизация и автоматизация управления, 1978, № 3. – С. 43–47.
16. Зудилова Е.В. Современное состояние в области проектирования адаптивных систем. // КИИ-96 – Инженерия знаний. – 255 с.

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

УДК 621.391.3

АППАРАТУРНЫЙ СОСТАВ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ СВОЙСТВ ТРАКТОВ ПРИЁМА – ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ ПРОМЫШЛЕННОЙ АВТОМАТИКИ

Головащенко Н.В., Боярчук В.П.

В настоящее время в трактах приема-передачи информации систем промышленной автоматике используются простые сигналы – одиночные импульсы. Одиночные импульсы – носители информации телеуправления, телесигнализации. Например: “включить”, “выключить”, “больше нормы”, “меньше нормы”, “пожар”, “взрыв”, “не соблюдения режима” и т.д. На современном этапе для более сложных систем управления и контроля в промышленной автоматике целесообразно простые сигналы заменить на сложные. Одним из вариантов сложных сигналов являются шумоподобные кодированные сигналы (ШКС).

Простые сигналы являются безизбыточными носителями информации, и база простых сигналов равна единице:

$$V_{\text{пр}} = \Delta F \cdot T = 1,$$

где ΔF - полоса частот сигнала, T – длина сигнала.

Сигналы ШКС являются сигналами с введенной избыточностью кода и поэтому база сложных сигналов вида ШКС больше единицы:

$$V_{\text{пр}} = \Delta F \cdot T \gg 1.$$

Базу сигнала можно увеличивать за счет увеличения T при этом увеличивается энергия сигнала и, как следствие, повышается помехоустойчивость приема-передачи. А еще можно базу увеличивать за счет увеличения ΔF , при этом увеличивается распределительная способность за временем, которое важно при построении устройств синхронизации.[1]

Преимущество ШКС для совершенствования качества приёмопередающего тракта заключается в том, что при использовании ШКС должен быть согласованный прием информации по полосе частот пропускания и по структуре сигнала.

Из всего перечня ШКС целесообразно остановить выбор на АМн - радиосигналах и ЧМн - радиосигналах. Структурные модели квазиоптимальных приемников сложных АМн и ЧМн-радиосигналов представлены на рис. 1 и рис. 2.

Дополнительно, для приема простых сигналов, последовательно включенному один за одним полосовым фильтром, амплитудным детектором, фильтром нижних частот необходимо будет включить последовательно за этим приемочным звеном цифровой видеокоррелятор.

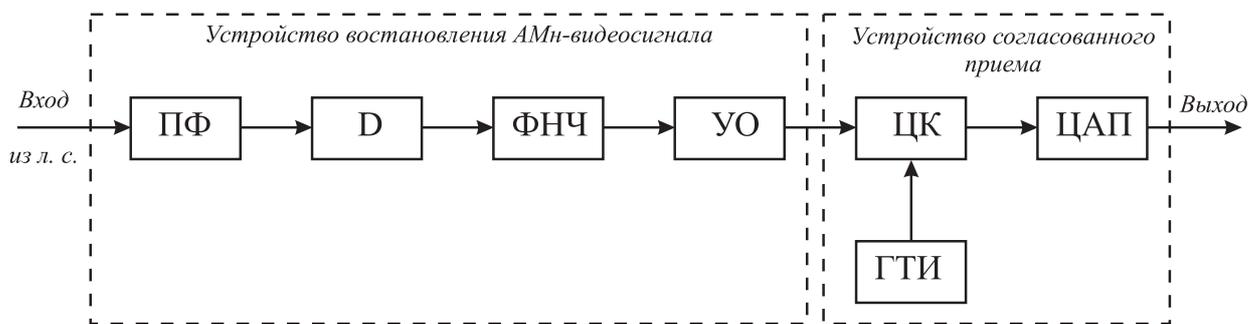


Рис. 1 Структурная модель квазиоптимального приемника АМн - радиосигналов

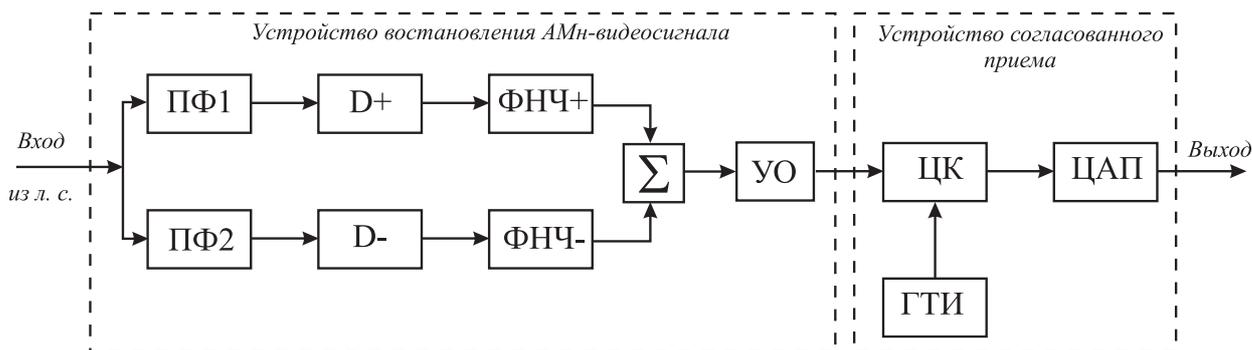


Рис. 2 Структурная модель квазиоптимального приемника ЧМн - радиосигналов

Где: ПФ – полосовой фильтр, D – детектор, ФНЧ – фильтр нижних частот, УО – усилитель-ограничитель, ЦК – цифровой коррелятор, ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь, ГТИ – генератор тактовых импульсов, D+ и D- – детектор положительных и отрицательных полярностей, ФНЧ+ и ФНЧ- – для приема положительных и отрицательных полярностей.

Согласованный прием по полосе частот пропускания в представленных схемах обеспечивается полосовым фильтром, который не требует больших аппаратных затрат.[2] А согласованный прием по структуре сигнала обеспечивается знаковым цифровым коррелятором. Структурная модель знакового цифрового коррелятора изображена на рис. 3, где 1 – вход для записи в память ЦК кодового слова, которое подается также в линию связи; 2 – вход, на который подается кодовое слово, которое уже прошло линию связи и устройство восстановления его структуры; 3 – вход, на который подается импульсы сдвига.

Принцип работы предлагаемой модели коррелятора заключается в следующем. В статическом регистре сдвига весь цикл измерений сохраняется кодовое слово, корреляционную функцию которого необходимо определить. Это кодовое слово поступает на вход 1 от генератора квазислучайных последовательностей (КСП). На вход 2 в реальном масштабе времени поступает КСП в виде знакового сигнала, который прошел через линию связи и схему восстановления структуры КСП. На вход 3 поступают тактовые импульсы, которые сдвигают. Схема сравнения определяет количество поразрядных совпадений и расхождений кодовых слов: того, что сохраняется в RГСТАТ и того, что находится в данный момент в RГДИН. Таким образом цифровой коррелятор определяет степень соответствия принятого кодового слова с кодовым словом, которое сохраняется в памяти коррелятора.

Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) превращает превосходящее количество совпадений и расхождений в напряжение. То есть на выходе ЦАП сигнал будет представлен в форме удобной для наблюдения. В данном случае необходимо использовать ЦАП унитарного (одиночного) кода в напряжение.

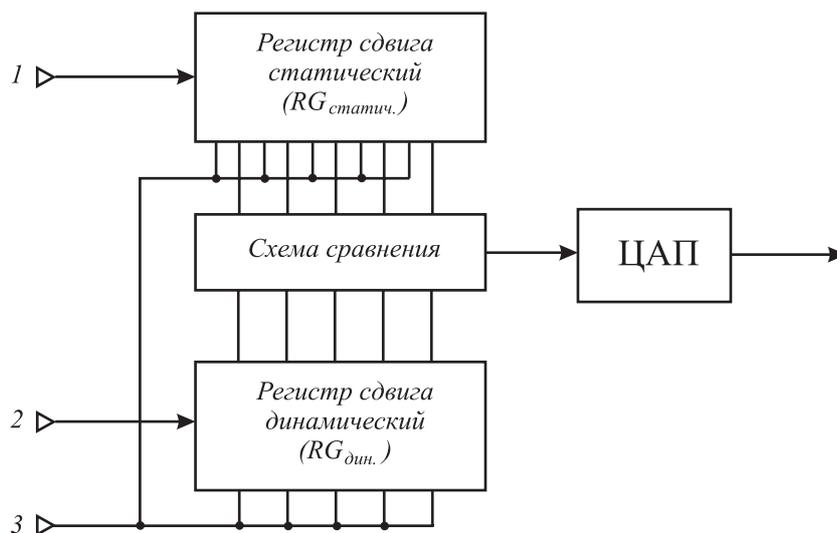


Рис. 3 Структурная модель знакового цифрового коррелятора

Представленный тип знакового цифрового коррелятора был смоделирован с использованием прикладной программы Electronics Workbench. При записи слова в статический регистр сдвига и сравнении его со словом динамического регистра, как показано на рисунке 4, на выходе цифрового коррелятора была получена автокорреляционная функция, которая представлена на рисунке 5.

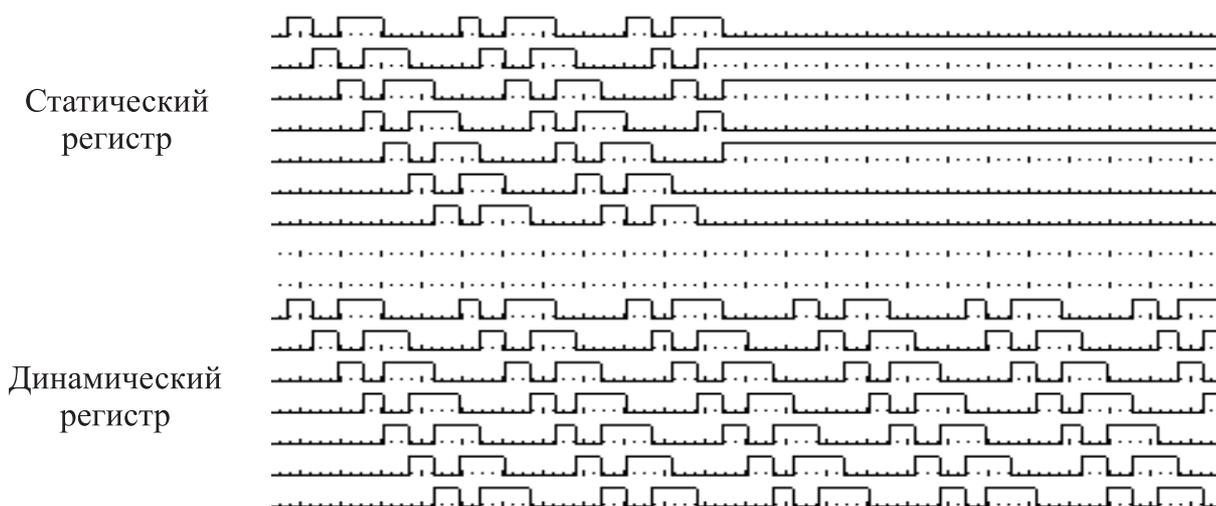


Рис.4 Сохранение КСП в регистре сдвига статическом.

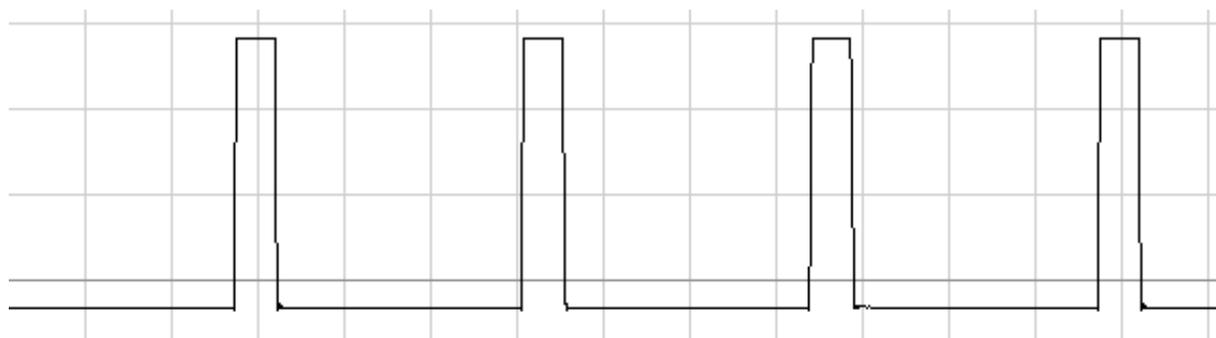


Рис. 5 Автокорреляционная функция ШКС

Подытоживая, можно сказать, что введение сложных сигналов вместо простых Ш обеспечивают комплексное улучшение параметров и характеристик трактов приема-передачи информации в системах передачи информации. С применением такого вида сложных сигналов как ШКС, аппаратурные затраты и осложнения будут незначительными, потому, что в основном можно будет использовать уже существующую аппаратуру. Так же, свойства ШКС разрешают использовать их для построения многоканальных систем передачи информации.

The article deals with the questions of transmission of information. As the title implies the article describes method for mends the quality of information link of recession – transmission in industrial automation system. Much attention is given to hardware.

1. Корниловская Н.В., Рогальский Ф.Б., Ротонос И.В. Метод оценки помехоустойчивости квазиоптимального приема одного класса шумоподобных кодированных сигналов. – Вестник 3(16) Херсон - 2002.-с.154-159.

2. Корниловская Н.В., Головащенко Н.В., Мороз Е.А. Амплитудно-фазо-частотные характеристики активных LC – фильтров типа одиночного резонансного контура и полосовых LRC – фильтров. – Сборник научных статей по компьютеризованным системам управления и автоматики. Херсон –2000. – 87с.

УДК 681.3:378.146

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДОВ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ В ТЕСТИРОВАНИИ

Коджа Т.И., Гогунский В.Д.

Одним из наиболее эффективных направлений повышения качества учебного процесса в Вузах является создание и эксплуатация автоматизированных систем контроля знаний (АСКЗ). Известно множество практических реализаций систем автоматизированного тестирования, как по отдельным дисциплинам, так и универсальных систем оценивания знаний (т.н. “конструкторов тестов”). Однако многие из них не лишены недостатков, обуславливающих настороженное и даже негативное отношение к подобным системам. Наиболее существенные причины, сдерживающие широкое применение автоматизированных систем обучения и контроля знаний:

- необходимость формулирования вариантов ответов на тестовые задания по принципу “один абсолютно правильный” — “N абсолютно неправильных”, что не дает возможности организовать полноценное тестирование по слабо формализованным дисциплинам, для которых характерна диалектичность знаний (гуманитарные, общественно-политические, социально-экономические дисциплины);

- примитивность и негибкость процедур расчета итоговой оценки, сводимых либо к определению отношения количества правильных ответов к количеству заданных вопросов, либо к суммированию баллов, назначаемых за каждый правильный ответ.

Переход от задания истинности предлагаемых вариантов ответов в категориях двоичной логики (“правильно — неправильно”) к более общей и универсальной схеме оценивания с учетом частично верных или неполных ответов возможен с помощью функций принадлежности, определяемых в категориях нечеткой логики. Такой переход не отрицает

и традиционный подход, поскольку в соответствии с современными представлениями двоичная логика может считаться частным случаем нечеткой логики.

Интуитивная простота нечеткой логики как методологии решения проблем идентификации гарантирует ее успешное использование во встроенных системах контроля и анализа информации. При этом могут использоваться приемы человеческой интуиции и опыт экспертов по знаниям.

Практическая реализация предлагаемых принципов с применением методов теории нечетких множеств осуществлена на основе Автоматизированной системы контроля знаний [1] для усовершенствования алгоритма оценки результатов тестирования.

АСКЗ предназначена для систематизированного контроля и оценки знаний, и для формирования базы данных с целью сохранения результатов тестирования. АСКЗ включает 5 программных модулей, 3 из которых составляют собственно программу тестирования, а остальные, — программную среду, позволяющую создавать и редактировать вопросы и базу данных системы.

Программный модуль «Выбор темы и идентификация студента» предназначен для выбора из предлагаемых списков названия и темы курса (дисциплины), по которой будет производиться тестирование, группы и фамилии тестируемого.

«Создание и редактирование тестов» — программный модуль, содержащий поле ввода вопроса теста и 6 полей для ввода вариантов ответов, применяется для выполнения следующих действий:

- создание и редактирование вопросов и вариантов ответа теста в рабочем файле заданной темы;
- просмотр (от первого до последнего, либо наоборот) вопросов и вариантов ответа;
- удаление вопроса и вариантов ответа из рабочего файла заданной темы;
- очистка полей ввода от записей;
- формирование рабочего файла «Экзамен»;
- переход к подсистеме формирования файлов базы данных.

Модуль «Тестирование» — выполняет непосредственное представление вопросов и вариантов ответа на вопросы теста, а также анализ ответов и запись результатов анализа в базу данных системы.

Программный модуль «Просмотр результатов тестирования» позволяет выводить информацию о дате прохождения теста, оценке и количестве передач по каждой теме. При этом существует возможность выводить результаты одного студента, одной группы, одной темы, а также весь массив данных по всем темам и группам.

Основным программным модулем среды разработки базы данных системы тестирования является подсистема «Создание и редактирование базы данных тестов», в которой выполняются следующие операции:

- создание и редактирование списка курсов (дисциплин);
- создание папки курса (файла списка тем курса, файла списка групп, файла анализа результатов);
- создание и редактирование списка групп курса;
- создание и редактирование списка тем курса.

При формировании списка тем курса задается и может быть откорректированным количество вопросов в тесте, время, отводимое на тестирование, максимальная сумма баллов за ответ.

Благодаря применению способа автоматической генерации вопросов теста, а также возможности формирования специализированных баз данных вопросов по каждой теме опроса, можно быстро проверить уровень подготовки обучаемого по заданной теме. Предлагаемая организация баз данных вопросов позволяет преподавателю формировать тесты, рассчитанные на воспроизведение изученного материала по одной теме, либо объединять несколько тем, весь курс.

По окончании тестирования АСКЗ дает возможность просматривать правильные ответы на только что поставленные вопросы. Формирование условий самообучения позволяет существенно повысить результаты усвоения учебного материала.

Решение поставленной задачи усовершенствования алгоритма оценки результатов тестирования сводится к идентификации нелинейного объекта с одним выходом и многими входами [2]. Взаимосвязь переменных «вход—выход» задается в виде экспертных высказываний: ЕСЛИ <входы>, ТО <выход>, представляющих собой нечеткие базы знаний.

Нами рассматривается объект с четырьмя входами и одним выходом вида:

$$d = f_y (x_1, x_2, x_3, x_4), \quad (1)$$

где d — выходная количественная переменная, отображающая оценку за ответ на текущий вопрос (диапазон изменения (0—1));

x_1, x_2, x_3, x_4 — входные количественные переменные (в скобках указаны термы, которыми они оцениваются);

x_1 — количество правильных вариантов ответа в вопросе (1, 2, 3, 4, 5);

x_2 — количество верных ответов, указанных тестируемым (1, 2, 3, 4, 5);

x_3 — общее количество всех ответов, выбранных тестируемым (1, 2, 3, 4, 5);

x_4 — общее количество вариантов ответов в вопросе (2, 3, 4, 5, 6).

Для наглядности приведем пример вопроса с вариантами ответа из курса «Информатика, основы программирования и применения ЭВМ» по теме «Вычисления в электронных таблицах MS Excel»:

Какие типы операторов применяются при записи формул в MS Excel ?

- | | | | |
|----|--------------------------------------|---|---|
| 1. | Операторы описания типов переменных. | √ | |
| 2. | Арифметические операторы. | √ | √ |
| 3. | Операторы сравнения переменных. | √ | √ |
| 4. | Адресные операторы. | √ | |
| 5. | Текстовые операторы. | √ | |
| 6. | Операторы перехода. | | |

Флажок \checkmark указывает на выбранный вариант ответа. Первый столбец флажков соответствует правильным вариантам полного эталонного ответа для данного вопроса. Предположим, что тестируемый частично ответил на данный вопрос (второй столбец флажков), при этом выбрал один неверный вариант ответа. Т.о. в данном примере $x_1=4$; $x_2=2$; $x_3=3$; $x_4=6$. В общем случае для данного вопроса (с шестью вариантами ответа, из которых четыре правильных) в зависимости от ответа тестируемого возможно 11 сочетаний значений входных переменных. Если же учесть что в эталонном ответе может быть от одного до пяти верных вариантов, то таких сочетаний будет уже более 90, что исключает возможность «угадывания» верных ответов.

Разобьем диапазон изменения выходной переменной на 10 частей (0; 0,1; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5; 0,6; 0,7; 0,8; 1), так, чтобы каждому сочетанию значений параметров входных переменных было поставлено в соответствие одно из решений: $d_j (j = \overline{0-1})$.

Нечеткая база знаний представляет собой совокупность правил вывода ЕСЛИ <входы>, ТО <выход>, которые отражают опыт эксперта и его понимание причинно—следственных связей в рассматриваемой задаче принятия решения. Сформируем матрицу знаний, определяющую систему логических высказываний типа «ЕСЛИ—ТО, ИНАЧЕ»:

$$\begin{aligned} & \text{ЕСЛИ } (x_1 = 1) \text{ И } (x_2 = 1) \text{ И } (x_3 = 5) \text{ И } (x_4 = 6) \text{ ИЛИ} \\ & \quad (x_1 = 2) \text{ И } (x_2 = 2) \text{ И } (x_3 = 5) \text{ И } (x_4 = 6) \text{ ИЛИ} \\ & \quad \quad \quad \dots \quad \quad \quad \text{ИЛИ} \\ & \quad (x_1 = 5) \text{ И } (x_2 = 1) \text{ И } (x_3 = 2) \text{ И } (x_4 = 6), \end{aligned} \quad (2)$$

ТО $d = 0,1$, ИНАЧЕ и т.д.

Таким образом, искомое соотношение (1), устанавливающее связь между входными параметрами x_i и выходной переменной y , формализовано в виде системы нечетких логических высказываний (2), которая базируется на матрице знаний определенной экспертом, связывающей значения входных переменных x_1, x_2, x_3, x_4 с одним из возможных типов решения $d_j, j = \overline{0-1}$.

Функция принадлежности $\mu^T(x)$ характеризует субъективную меру (в диапазоне $[0,1]$) уверенности эксперта в том, что четкое значение x соответствует нечеткому терму T .

Предлагается использовать простую для настройки аналитическую модель функций принадлежности переменной x произвольному нечеткому терму T в виде:

$$\mu^T(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x-b}{c}\right)^2}, \quad (3)$$

где b и c — параметры настройки: b — координата максимума функции, $\mu^T(b)=1$; c — коэффициент концентрации (растяжения) функции.

Для нечеткого термина T число b представляет наиболее возможное значение переменной x . Для упрощения моделирования будем использовать для всех переменных x_1, x_2, x_3, x_4 только одну колоколообразную форму функций принадлежности. Для этого приведем интервалы изменения каждой переменной к одному универсальному интервалу $[0,4]$ с помощью следующих соотношений:

$$\mu^j(x_i) = \tilde{\mu}^j(u) \quad , \quad u = 4 \frac{x_i - \underline{x}_i}{\overline{x}_i - \underline{x}_i} \quad , \quad j = 1, 2, 3, 4, 5 \quad , \quad (4)$$

где $[\underline{x}_i, \overline{x}_i]$ — интервал изменения переменной $x_i, i = \overline{1,4}$.

Аналитическая модель функций принадлежности:

$$\tilde{\mu}^j(u) = \frac{1}{1 + \left(\frac{u-b}{c}\right)^2} \quad , \quad (5)$$

а ее параметры b и c приведены в таблице 1.

Таблица 1

Параметры грубых функций принадлежности

Терм	1	2	3	4	5
b	0	1	2	3	4
c	0,923	0,923	0,923	0,923	0,923

Выбор таких функций обусловлен тем, что они являются хорошими аппроксимациями функций принадлежности, полученных от эксперта методом парных сравнений [2] (см. рис. 1).

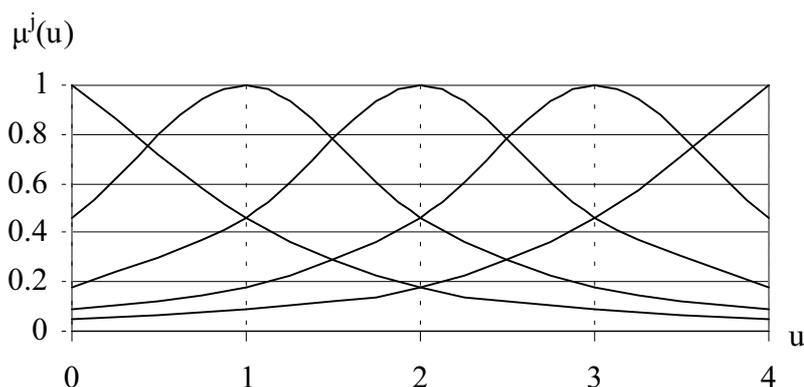


Рис. 1 Грубые функции принадлежности

Используя операции \wedge (И — \min) и \vee (ИЛИ — \max), можно записать систему нечетких логических уравнений, связывающих функции принадлежности входных и выходных переменных:

$$\begin{aligned} \mu^d(x_i) = & [\mu^1(x_1) \wedge \mu^1(x_2) \wedge \mu^5(x_3) \wedge \mu^5(x_4)] \vee [\mu^2(x_1) \wedge \mu^2(x_2) \wedge \mu^5(x_3) \wedge \mu^5(x_4)] \vee \\ & \vee [\mu^2(x_1) \wedge \mu^1(x_2) \wedge \mu^5(x_3) \wedge \mu^5(x_4)] \vee [\mu^3(x_1) \wedge \mu^2(x_2) \wedge \mu^5(x_3) \wedge \mu^5(x_4)] \vee \\ & \vee [\mu^3(x_1) \wedge \mu^1(x_2) \wedge \mu^4(x_3) \wedge \mu^5(x_4)] \vee [\mu^3(x_1) \wedge \mu^1(x_2) \wedge \mu^3(x_3) \wedge \mu^4(x_4)] \vee \\ & \vee [\mu^4(x_1) \wedge \mu^2(x_2) \wedge \mu^4(x_3) \wedge \mu^5(x_4)] \vee [\mu^4(x_1) \wedge \mu^1(x_2) \wedge \mu^2(x_3) \wedge \mu^5(x_4)] \vee \\ & \vee [\mu^5(x_1) \wedge \mu^1(x_2) \wedge \mu^2(x_3) \wedge \mu^5(x_4)], \end{aligned} \quad (6)$$

Аналогичным образом записываются логические уравнения для остальных решений выходной переменной d .

Таким образом, решая поставленную задачу на уровне структурной идентификации, получаем алгоритм оценки уровня усвоения знаний основанный на нечетких логических высказываниях, который позволяет однозначно оценить ответ тестируемого с учетом как абсолютно правильных, так и частично правильных либо неполных вариантов ответов.

В отличие от традиционной математики, требующей на каждом шаге моделирования точных и однозначных формулировок, нечеткая логика предлагает совершенно иной уровень трансформации данных, благодаря которому творческий процесс моделирования происходит с использованием минимального набора закономерностей. Нечеткий метод позволяет резко сократить объем производимых вычислений, что, в свою очередь, приводит к увеличению быстродействия нечетких систем.

Эффективность применения методов нечеткой логики в процессе контроля и оценки уровня усвоения знаний можно проследить на рис. 2, где представлена гистограмма изменения усредненных оценок ответов тестируемых по учебному курсу "Информатика, основы программирования и применения ЭВМ" (1643 тестирования, 3 группы). Каждый столбец гистограммы соответствует определенной теме курса, а последний столбец отображает средние оценки по результатам прохождения экзаменационного теста. Как видно из рисунка, по всем без исключения темам оценка ответов с применением методов теории нечетких множеств несколько выше соответствующей оценки с помощью выборочной системы. Это объясняется тем, что в то время когда «выборочная система» оценивает частично правильный ответ нулевым баллом, «система на нечеткой логике» определяет общее количество всех ответов, выбранных тестируемым, а из них — количество верных ответов. Затем, используя логические уравнения, составленные исходя из нечеткой базы знаний, оценивает этот ответ баллом от 0 до 1. Предложенный алгоритм позволяет повысить объективность оценки уровня усвоения знаний. Он основан на методах и моделях, развиваемых в рамках теории интеллектуальных вычислений и инженерии знаний, и относится к концепции интеллектуального тестирования.

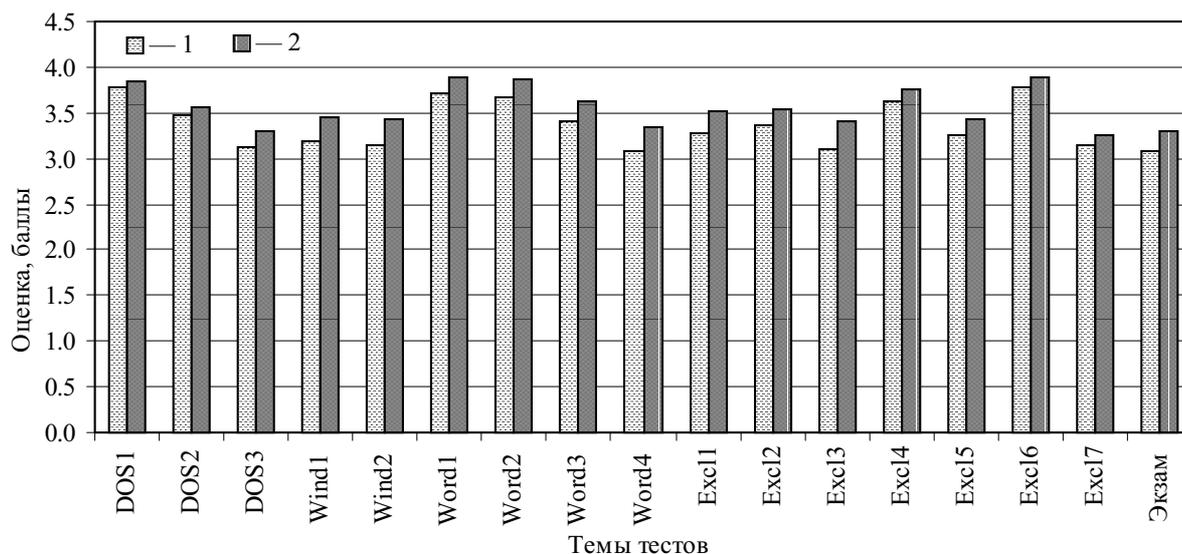


Рис. 2 Гистограмма изменения усредненных оценок ответов по темам: 1 — с помощью выборочной системы; 2 — с применением методов теории нечетких множеств

Таким образом, подводя итоги, можно сказать, что нечеткая логика в некоторых простейших случаях позволяет улучшить качество управления интеллектуальными системами. Причем решающую роль в оптимизации показателей эффективности играют эксперты, которые определяют количество входных и выходных переменных, число термов для каждой переменной, виды функций принадлежности, т.к. изменение этих параметров приводит к улучшению или ухудшению процесса идентификации.

In the article the problems of modern automated testing systems are considered. Is offered the approach to organisation of checking and estimation process of mastering knowledge level connected with application of theory fuzzy sets methods.

1. Тертышная Т.И., Колесникова Е.В., Гогунский В.Д. Автоматизированная система контроля знаний // Тр. Одес. политехн. ун-та. — Одесса, 2001. — Вып. 1(13). — С. 125 – 128.

2. Ротштейн А.П. Интеллектуальные технологии идентификации: нечеткие множества, генетические алгоритмы, нейронные сети. — Винница: «УНІВЕРСУМ – Вінниця», 1999. — 320 с.

УДК 621.6.677.49 – 472.2

ОЦЕНКА МОЩНОСТИ СЛУЧАЙНОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ

Орлов В.В.

Широкое распространение в практике измерения параметров источников излучения различной физической природы получили системы пространственно разнесенных приемников с корреляционной обработкой. Для подобных систем, успешно применяющихся при анализе мощности на выходе интерферометров [1,2], получены выражения для оценок лишь в случае асимптотической аппроксимации процесса на выходе корреляцион-

ной обработки в виде нормального закона распределения вероятностей [1,3]. В связи с этим, представляет интерес получение точных выражений для плотности распределения вероятностей оценки мощности при конечной памяти усредняющего фильтра.

Целью настоящей статьи является анализ вероятностных характеристик корреляционных измерителей и определению требований к точности измерения при конечном размере обрабатываемой выборки.

Статистические характеристики сигналов и шумов

Пусть сигнал от источника принимается на фоне изотропных шумов и имеет задержку T на одном из датчиков, обусловленную пространственным расположением источника излучения и базы из двух приемников. Будем полагать, что сигнал $s(t)$ и шумы $x(t)$ представляют собой некоррелированные случайные процессы, подчиняющиеся гауссовому закону распределения вероятностей с нулевым средним и ковариационными матрицами временных отсчетов в первом и втором каналах:

$$R_{1c} = \sigma_c^2 I_0, \quad R_{2c} = \alpha^2 \sigma_c^2 I_0, \quad R_{1n} = \sigma_1^2 I_0, \quad R_{2n} = \sigma_2^2 I_0, \quad (1)$$

где I_0 - единичная матрица, α - амплитудный множитель, определяющий отношение амплитуд сигналов, снимаемых со второго и первого датчиков

$$y_1(t) = \alpha s(t-T) + x_1(t); \quad y_2(t) = s(t) + x_2(t). \quad (2)$$

При этом мощности смеси сигнала с помехой на выходах первого $\sigma_{1,c+n}^2$ и второго $\sigma_{2,c+n}^2$ каналов, определяются выражениями:

$$\sigma_{1,c+n}^2 = \overline{y_1^2(t)} = (\alpha^2 \sigma_c^2 + \sigma_1^2); \quad \sigma_{2,c+n}^2 = \overline{y_2^2(t)} = (\sigma_c^2 + \sigma_2^2). \quad (3)$$

В задаче измерения мощности случайного сигнала σ_c ее среднеквадратическое значение совпадает с выходным сигналом корреляционного обнаружителя σ_{c+n}^2 :

$$\sigma_{c+n}^2 = \overline{y_1(t)y_2(t)} = \alpha^2 \sigma_c^2. \quad (4)$$

Рассмотрим дискретную форму корреляционной обработки при конечном размере N усредняющего фильтра. Полагая, что для сигнала с верхней частотой спектра f Гц интервал дискретизации выбран в соответствии с теоремой Котельникова ($\Delta t = 1/(2f)$) и временная задержка в одном из каналов составляет целое число интервалов дискретизации $T = M\Delta t$, определим статистику (4) в виде:

$$l = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^K y_1(i\Delta t)y_2((i+M)\Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^K z_i, \quad (5)$$

где члены суммы z_i и z_j при $i \neq j$ статистически независимы. Совместная плотность распределения отсчетов выборки $y_1 = y_1(i\Delta t)$; $y_2 = y_2(i\Delta t)$ в отсутствии временной расстройки $M=0$ нормальных зависимых случайных величин

$$p(y_1, y_2) = (2\pi\sigma)^{-1} (1-\rho^2)^{-1/2} \exp\left\{-\frac{y_1^2/\sigma_{1,c+n}^2 - 2\rho y_1 y_2/\sigma + y_2^2/\sigma_{2,c+n}^2}{2(1-\rho^2)}\right\} \quad (6)$$

а их произведение z_i, z_j определяется плотностью распределения [3]

$$p(z_i) = (\pi\sigma_1\sigma_2)^{-1}(1-\rho^2)^{-1/2}\Psi_0\{|z_i|/\sigma_1\sigma_2(1-\rho^2)\}\exp\{-\rho z_i/\sigma_1\sigma_2(1-\rho^2)\}, \quad (7)$$

где $\sigma_{c+n} = [(\alpha^2\sigma_c^2 + \sigma_1^2)(\sigma_c^2 + \sigma_2^2)]^{1/2}f$; $\rho = \alpha^2\sigma_c^2f/\sigma_{c+n}$, $\Psi_0\{*\}$ — функция Бесселя первого рода нулевого порядка от мнимого аргумента [4]. В частном случае, при одинаковых отношениях сигнал/шум в каналах $\alpha=1$, обозначим сигнал/шум $q = \sigma_c/\sigma_{ш}$, где

$$\sigma_{ш} = \sigma_1 = \sigma_2; \sigma = \sigma_c^2 + \sigma_{ш}^2; \rho = \sigma_c^2/(\sigma_c^2 + \sigma_{ш}^2) = q/(q+1). \quad (8)$$

Используя методику [2] для суммы произведений (5) для четного числа $N = 2(K+1)$ отсчетов выборки с плотностями распределения вероятностей (7) получим распределение оценки мощности

$$p(l) = \left(\frac{|l|}{2\sigma}\right)^{K+0.5} \frac{1}{(2K+1)\sigma K! \sqrt{\pi(1-\rho^2)}} \exp\left\{\frac{lp}{\sigma(1-\rho^2)}\right\} K_{K+0.5}\left\{\frac{|l|}{\sigma(1-\rho^2)}\right\}, \quad (9)$$

$$\text{где } K_{K+0.5}(x) = \left(\frac{\pi}{2x}\right)^{0.5} \exp\{-x\} \sum_{i=0}^K \frac{(K+i)!}{i!(K-i)!} (2x)^{-i} \quad (10)$$

- модифицированная функция Бесселя третьего рода, описанная в [4, ф.10.2.15].

Для нахождения среднего и дисперсии оценки мощности необходимо провести ее усреднение путем интегрирования по плотности (9). При этом, первый и второй моменты статистики (5) и относительная погрешность имеют вид

$$\bar{l} = \int_{-\infty}^{\infty} lp(l)dl; \bar{l}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} l^2 p(l)dl; \epsilon = [\bar{l}^2 - (\bar{l})^2]^{1/2} / \bar{l}. \quad (11)$$

Анализ погрешности измерений мощности

Заметим, что интегрирование (11) и дальнейшее проведение расчетов при $N > 100$ может оказаться затруднительным из-за вычислительных ошибок. В связи с этим, предлагается способ расчета по методике [1] согласно которой запишем выборочную оценку мощности (5) в виде

$$l = N^{-1} \sum_{i=1}^N (x_{1i} + s_i)(x_{2i} + s_i) = N^{-1} \sum_{i=1}^N x_{1i}x_{2i} + N^{-1} \sum_{i=1}^N s_i^2 + N^{-1} \sum_{i=1}^N (x_{1i} + x_{2i})s_i. \quad (12)$$

Учитывая, что для входных отсчетов шумов, в виде независимых нормальных центрированных случайных величин, средние значения $\overline{x_{1i}x_{2i}} = 0$, $\overline{x_{1i}} = 0$, $\overline{x_{2i}} = 0$, а отсчетов сигналов – дисперсия и квадрат дисперсии нормального распределения $\overline{s_i^2} = \sigma_c^2$, $\overline{s_i^4} = 3\sigma_c^2$, то после преобразований получим, что оценка является несмещенной и ее среднее совпадает с мощностью сигнала $\bar{l} = \sigma_c^2$.

Для определения дисперсии оценки возведем (12) в квадрат:

$$N^2 \cdot l^2 = \left[\sum_{i=1}^N x_{1i}x_{2i} + \sum_{i=1}^N s_i^2 + \sum_{i=1}^N (x_{1i} + x_{2i})s_i \right]^2 = \left(\sum_{i=1}^N x_{1i}x_{2i} \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^N s_i^2 \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^N (x_{1i} + x_{2i})s_i \right)^2 + 2 \sum_{i=1}^N x_{1i}x_{2i} \sum_{i=1}^N s_i^2 + 2 \sum_{i=1}^N x_{1i}x_{2i} \sum_{i=1}^N (x_{1i} + x_{2i})s_i + 2 \sum_{i=1}^N s_i^2 \sum_{i=1}^N (x_{1i} + x_{2i})s_i = \sum_{j=1}^6 v_j \quad (13)$$

Средние значения частных сумм равны

$$\begin{aligned} \bar{v}_1 &= \overline{\left(\sum_{i=1}^N x_{1i} x_{2i} \right)^2} = \sum_{i=1}^N \overline{x_{1i}^2 x_{2i}^2} + \sum_{i \neq j} \overline{x_{1i} x_{1j} x_{2i} x_{2j}} = N\sigma_m^4; \\ \bar{v}_2 &= \overline{\left(\sum_{i=1}^N s_i^2 \right)^2} = \sum_{i=1}^N \overline{s_i^4} + \sum_{i \neq j} \overline{s_i^2 s_j^2} = 3N\sigma_c^4 + N(N-1)\sigma_c^4; \\ \bar{v}_3 &= \overline{\left(\sum_{i=1}^N (x_{1i} + x_{2i}) s_i \right)^2} = \overline{\left(\sum_{i=1}^N x_{1i} s_i \right)^2} + \overline{\left(\sum_{i=1}^N x_{2i} s_i \right)^2} + 2 \sum_{i=1}^N \overline{x_{1i} s_i} \sum_{i=1}^N \overline{x_{2i} s_i} = \\ &= \sum_{i=1}^N \overline{x_{1i}^2 s_i^2} + \sum_{i=1}^N \overline{x_{2i}^2 s_i^2} = 2N\sigma_m^2 \sigma_c^2; \\ \bar{v}_4 &= \bar{v}_5 = \bar{v}_6 = 0. \end{aligned} \tag{14}$$

Второй начальный момент и дисперсия оценки определяются постановкой (14) в (13) и в (11)

$$\begin{aligned} \bar{l}^2 &= N^{-2} (\bar{v}_1 + \bar{v}_2 + \bar{v}_3) = N^{-1} (\sigma_m^4 + 3\sigma_c^4 + (N-1)\sigma_c^4 + 2\sigma_m^2 \sigma_c^2); \\ \bar{l}^2 - \bar{l}^2 &= \bar{l}^2 - \sigma_c^4 = N^{-1} [(\sigma_m^2 + \sigma_c^2)^2 + \sigma_c^4] \end{aligned} \tag{15}$$

Окончательно погрешность оценки измерений определяется выражением

$$\epsilon^2 = \overline{(l - \bar{l})^2} / (\bar{l})^2 = (1 + (q^{-1} + 1)^2) / N. \tag{16}$$

Графики зависимостей погрешности измерения ϵ от отношения сигнал/шум q и размера памяти фильтра N представлены на рис.1. Анализ зависимостей показал, что для достижения 10% точности в диапазоне отношений сигнал/шум $q < 0$ дБ необходим накопитель с памятью не менее $N = 1000$ отсчетов. При более высоких требованиях к точности $\epsilon < 3\%$ размер накопителя существенно возрастает и ограничивается сверху интервалом стационарности измеряемого процесса.

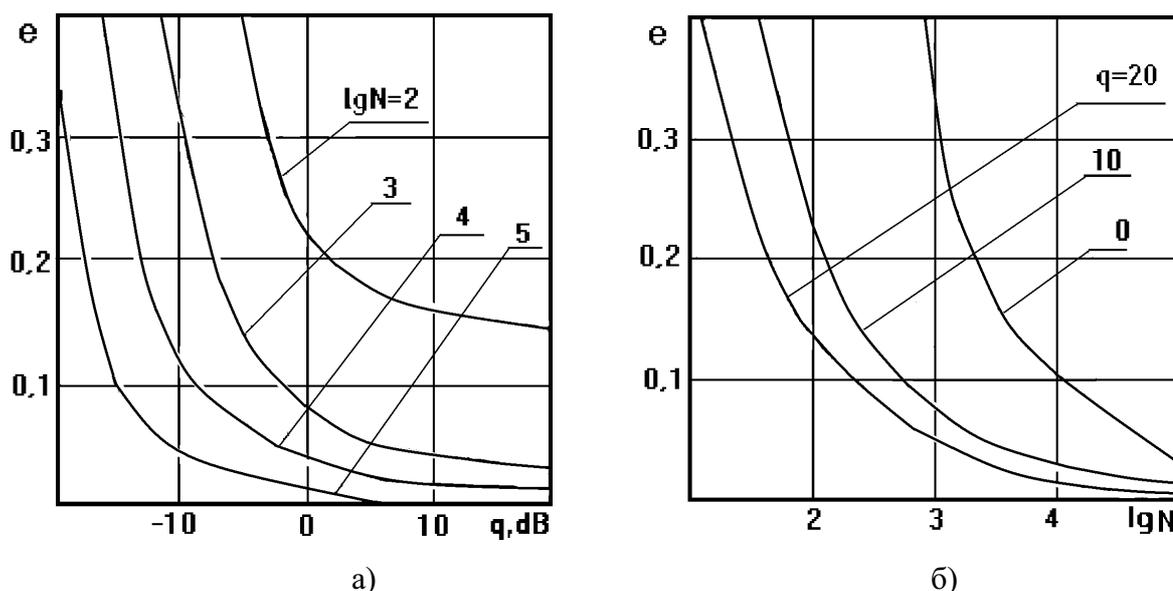


Рис. 1 Графики зависимостей погрешности измерения ϵ от отношения сигнал/шум q (а) и размера памяти фильтра N (б)

Выводы:

Получены общие выражения для плотности распределения оценки мощности на выходе системы пространственной корреляционной обработки. Проведен анализ статистических характеристик измерителей мощности, позволивший определить требования к точности измерений в зависимости от размера выборки измерителя и от входного отношения сигнал/шум.

For a system spatially diverse receivers with a correlation signal processing probability performances of the power meter are investigated. On the basis of the analysis of statistical performances tolerance requirements of measurements are defined depending on a size of treated sampling and an input signal-to-noise ratio.

1. Р. Томпсон, Дж. Моран, Дж. Свенсон. Интерферометрия и синтез в радиоастрономии: Пер. с англ. – М.: Наука, 1989. – 568с., илл.
2. Kenefic R.J., Barchak J.E. Exact Detection Performance for Broadband Correlators. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Mar. 1983, AES-19, pp.320-322.
3. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга 1. – М., Радио и связь, 1974. – 552с.
4. Абрамовиц М., Стиган И. Справочник по специальным функциям . – М.: Наука, 1979.

ЦИФРОВЫЕ И ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

УДК 681.5.01

ОЦЕНКА ВЕРХНЕЙ ГРАНИЦЫ ОШИБОК КВАНТОВАНИЯ В ЦИФРОВОМ ФИЛЬТРЕ С ФИКСИРОВАННОЙ ТОЧКОЙ

Ситников В.С.

В современных технических системах широко используются локальные системы автоматического контроля и управления. Локализация таких систем непосредственно на объекте управления ставит задачу миниатюризации аппаратной части системы при обеспечении высокой точности контроля и управления. Важной особенностью таких систем является обработка сигналов в темпе их поступления, чтобы исключить информационные потери. Такой режим работы, режим реального времени, предъявляет жесткие ограничения как на время решения задач приема, преобразования, фильтрации, обработки и принятия решения, так и на скорости информационного обмена [1].

Применение микропроцессорной техники позволяет решить задачу миниатюризации аппаратной части системы, однако режим реального времени требует высокого быстродействия используемых устройств, что обуславливает применение устройств с фиксированной точкой и ограниченной разрядной сеткой. Переход к цифровым методам обработки и схемотехнике приводит к появлению специфических ошибок – ошибок квантования [2]. При этом нецелесообразно использовать алгоритмы фильтрации и обработки сигналов высоких порядков из-за накопления вычислительных ошибок.

Квантование усложняет характер протекания динамических процессов и в первом приближении цифровые системы, рассматриваются как импульсные с последующим учетом влияния квантования по уровню, в виде дополнительных шумов квантования [2].

Анализ и получение оценки верхней границы ошибок квантования в микропроцессорных системах фильтрации и обработки сигналов с фиксированной точкой и ограниченной разрядной сеткой позволит учесть вес ошибок при анализе точности системы контроля и управления.

Цифровая фильтрация и обработка сигналов выполняется обычно цифровыми фильтрами. Основными источниками ошибок квантования могут быть:

- квантование входного сигнала в устройствах преобразования из аналогового вида в цифровой;
- квантование коэффициентов процедуры фильтрации и обработки сигналов;
- квантование арифметических операций в устройстве, выполняющем процедуру фильтрации и обработки сигналов.

Преобразование аналогового сигнала в цифровой осуществляется в аналого-цифровом преобразователе. Теоретически установлено, что квантование с линейной шкалой приводит к возникновению методической погрешности, называемой шумом квантования. Максимальное значение этой погрешности равно ± 0.5 единицы младшего разряда, а дисперсия D_e при работе со случайными процессами равна приближенно [3]

$$D_e = \sigma_e^2 \approx \frac{\Delta}{12},$$

где Δ - шаг квантования; σ_e - среднеквадратическое отклонение.

Однако этот результат относится к идеальным АЦП, у которых характеристика квантования, представляющая собой зависимость выходного кода от $U_{ВХ}$, при числе разрядов r имеет 2^{r-1} ступеней, а шаг квантования Δ постоянен по всей характеристике.

Характеристики квантования реальных АЦП отличаются от идеальных из-за наличия неизбежных аппаратурных погрешностей, обусловленных несовершенством отдельных элементов преобразователей, уходом параметров в зависимости от времени, температуры, нестабильности источников питания и т.п. Общее число источников, вызывающих аппаратурные погрешности, всегда велико и зависит лишь от того, насколько малую погрешность должен обеспечивать АЦП, т.е. от класса точности данного АЦП.

Поэтому для анализа ошибок квантования может быть построена нелинейная модель квантования конкретного АЦП, учитывающая нелинейные процессы квантования и влияния дестабилизирующих факторов схемы конкретного АЦП, и линейная модель квантования, которая приближенно, но с достаточной достоверностью, описывает процесс квантования [2, 4, 5].

Воспользуемся линейной моделью формирования выходного сигнала АЦП, состоящей из дискретизатора, который с периодом дискретизации T из аналогового сигнала $x_a(t)$ формирует дискретный сигнал \tilde{x}_n , и сумматора, который добавляет ошибку квантования по уровню $e_n^{АЦП}$ для формирования выходного цифрового сигнала x_n [6].

Для сопряжения АЦП с компьютерной системой применяются прямой (CSB) и дополнительный (СТС) двоичные коды: прямой - для униполярных сигналов и дополнительный - для биполярных сигналов. При разрядности $r_{АЦП}$ в прямом двоичном коде используются все разряды для кодирования входного сигнала $b = r_{АЦП}$, а в дополнительном коде один разряд выделяется для знака и b разрядов для кодирования величины сигнала, т.е. $b = r_{АЦП} - 1$.

При анализе ошибок квантования делается допущение, что ошибка равновероятна в пределах шага квантования и тогда ошибку квантования рассматривают как случайную величину с равномерной плотностью распределения [2]. Квантование может выполняться двумя способами – округлением и усечением. Среднее значение шума квантования m_e при округлении центрировано $m_e = 0$, а при усечении смещено $m_e = -0.5\Delta$, где $\Delta = 2^{-b}$. Дисперсия шума квантования σ_e^2 для обоих способов равна

$$\sigma_e^2 = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{2^{-2b}}{12}. \quad (1)$$

Для удобства использования дисперсии шума квантования σ_e^2 ее выражают в логарифмическом масштабе [4]

$$\sigma_e^2 (\text{дБ}) = 10 \lg \left(\frac{\Delta^2}{12} \right) = 10 \lg \left(\frac{2^{-2b}}{12} \right) \approx -(6.02b + 10.79) \text{дБ} \quad (2)$$

Анализ отечественных и зарубежных АЦП фирм Texas Instruments, Motorola, National Semiconductor, Linear Technology, Philips, Analog Devices, Maxim Integrated Products, Burr-Brown Corporation показал, что типовая разрядность АЦП составляет 8-, 10- и 12-разрядов, а также 14-, 16-, 18- и 24-разрядные [7, 8, 9]. Тогда оценку дисперсии ошибки квантования при различной разрядности АЦП можно рассчитать по формулам (1) и (2) для униполярных и биполярных сигналов, таблица 1.

Оценка дисперсии шума квантования преобразователей

Оценка дисперсии (σ_e^2 (дБ))	Разрядность кода преобразователя ($r_{АЦП}; r_{ЦАП}$)						
	8	10	12	14	16	18	24
Униполярные сигналы ($b = r_{АЦП}; b = r_{ЦАП}$)	-59	-71	-83	-95	-107	-119	-155
Биполярные сигналы ($b = r_{АЦП} - 1; b = r_{ЦАП} - 1$)	-53	-65	-77	-89	-101	-113	-149

Обратное преобразование цифрового сигнала в аналоговый выполняется после управляющего устройства и поэтому для оценки ошибки квантования устройства фильтрации и обработки это преобразование можно опустить.

Однако ошибка квантования возникает, если число разрядов ЦАП меньше числа разрядов управляющего устройства $r_{ЦАП} < r_{УУ}$. Выпускаются ЦАП с разрядностью 8-, 10- и 12-разрядов, однако встречаются и 14-, 16-, 18- и 20-разрядные [8, 9].

Линейная модель ошибки квантования в этом случае представляется в виде ошибки (1) или (2) при b равном разрядности ЦАП, таблица 1.

При реализации цифрового фильтра коэффициенты a_j и b_i его передаточной функции

$$H(z) = \frac{\sum_{j=0}^M a_j z^{-j}}{1 + \sum_{i=0}^N b_i z^{-i}}, \quad N \geq M, a_j \in Z, b_i \in Z,$$

должны быть представлены в двоичном коде. Для этого их нормализуют так, чтобы $|a_j| \leq 1$ и $|b_i| \leq 1$, а затем квантуют. При этом возникает ошибка квантования представления коэффициентов, которая влияет на точность реализации частотных характеристик в виде дополнительной погрешности аппроксимации.

В зависимости от вида аппроксимирующей функции известны четыре типа фильтров – Баттерворта (В), Чебышева (Т), инверсный Чебышева (И) эллиптический (С). По виду АЧХ в полосе пропускания (ПП) их можно разделить на две группы

- с монотонной АЧХ – фильтры Баттерворта и инверсный Чебышева;
- с равноволновой АЧХ – фильтры Чебышева и эллиптический.

Для оценки влияния разрядности представления коэффициентов фильтра $r_{КОЭФ}$ на погрешность АЧХ исследована относительная погрешность АЧХ $\gamma(\bar{\omega})$ на уровне 1%

$$\gamma(\bar{\omega}) = \left| 1 - \frac{|H_{кв}(j\bar{\omega})|}{|H_{ид}(j\bar{\omega})|} \right| \leq 0.01,$$

где $\bar{\omega} = \omega T$ - нормированная цифровая частота, $\bar{\omega} \in [0, \pi]$, ω - текущая угловая частота, T - период дискретизации, $|H_{кв}(j\bar{\omega})|$, $|H_{ид}(j\bar{\omega})|$ - соответственно АЧХ с квантованными и идеальными коэффициентами.

Результаты исследования приведены в таблице 2, где указана разрядность дробной части коэффициентов a_j и b_i и соответствующий ей диапазон нормированных частот

среза $\bar{\omega}_{CP}$ для фильтров нижних (ФНЧ) и верхних (ФВЧ) частот, а также ширина полосы пропускания и полосы задержания $\Delta\bar{\omega}$ для полосовых (ПФ) и режекторных (РФ) фильтров. Для обеспечения минимальной разрядности коэффициентов фильтра их частоты среза для ФНЧ и ФВЧ, а также полосы пропускания и задержания для ПФ и РФ должны находиться в диапазоне $\bar{\omega}_{CP} = \Delta\bar{\omega} = (0.45...0.55)\pi$.

Таблица 2

Разрядность коэффициентов фильтра

Вид АЧХ в ПП	Класс фильтра	Тип фильтра	Порядок фильтра N			
			2	4	6	
Монотонный	ФНЧ	В	8, $1.6 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.5$ 10, $0.6 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.8$	10, $1.0 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.4$ 12, $0.6 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.8$	12, $1.0 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.4$ 14, $0.6 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.7$	
		І	10, $1.3 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.2$ 12, $0.6 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.6$	12, $1.1 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 1.8$ 14, $0.8 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.5$	14, $1.1 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.1$ 16, $0.6 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.4$	
	ФВЧ	В	8, $0.6 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 1.6$ 10, $0.5 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.2$	10, $1.0 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 1.9$ 12, $0.5 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.3$	12, $0.8 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.1$ 14, $0.6 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.4$	
		І	10, $0.7 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 1.7$ 12, $0.3 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.6$	12, $0.9 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.2$ 14, $0.6 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.6$	14, $1.2 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 1.9$ 16, $0.7 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.5$	
	ПФ	В	8, $1.5 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.5$ 10, $0.9 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.7$	10, $1.1 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.4$ 12, $0.6 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.6$	12, $0.9 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.4$ 14, $0.7 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.6$	
		І	10, $1.7 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.1$ 12, $0.6 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.6$	12, $1.2 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 1.5$ 14, $0.6 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.6$	14, $1.4 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.0$ 16, $0.7 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.4$	
	РФ	В	8, $0.7 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 1.4$ 10, $0.5 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.1$	10, $1.0 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.1$ 12, $0.6 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.4$	12, $0.7 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.2$ 14, $0.6 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.4$	
		І	10, $0.8 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 0.9$ 12, $0.4 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.3$	12, $1.2 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 1.8$, 14, $0.7 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.5$	14, $1.3 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 1.7$ 16, $0.8 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.4$	
	Равнволновой	ФНЧ	Т	8, $1.4 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.4$ 10, $0.6 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.7$	10, $1.3 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.2$ 12, $0.8 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.7$	12, $1.4 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.3$ 14, $1.0 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.6$
			С	8, $1.5 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.4$ 10, $0.6 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.6$	12, $1.1 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.1$ 14, $0.6 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.7$	18, $1.4 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.0$ 20, $0.9 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.4$
ФВЧ		Т	8, $0.7 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 1.5$ 10, $0.4 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.4$	10, $0.9 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 1.8$ 12, $0.4 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.3$	12, $0.9 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 1.8$ 14, $0.6 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.2$	
		С	8, $0.7 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 1.7$ 10, $0.4 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.6$	12, $0.9 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.1$ 14, $0.6 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.5$	18, $1.2 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 1.7$ 20, $0.7 \leq \bar{\omega}_{CP} \leq 2.3$	
ПФ		Т	8, $1.5 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.5$ 10, $0.6 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.6$	10, $1.2 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.2$ 12, $0.8 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.7$	12, $1.5 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.1$ 14, $1.0 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.5$	
		С	8, $1.4 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.4$ 10, $0.5 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.7$	12, $1.2 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 1.8$ 14, $0.6 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.6$	18, $1.6 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 1.8$ 20, $0.8 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.3$	
РФ		Т	8, $0.8 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 1.5$ 10, $0.4 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.4$	10, $1.4 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 1.7$ 12, $0.6 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.3$	12, $1.4 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 1.8$ 14, $0.7 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.2$	
		С	8, $0.8 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 1.2$ 10, $0.4 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.4$	12, $1.2 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.0$, 14, $0.6 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.5$	18, $1.4 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 1.7$ 20, $0.9 \leq \Delta\bar{\omega} \leq 2.2$	

В исследовании уровень колебательности АЧХ в полосе пропускания для фильтров Чебышева и эллиптического задавался равным 1дБ, а в полосе задержания для фильтров инверсного Чебышева и эллиптического –20дБ. Следует также отметить, что порядок фильтров ПФ и РФ в два раза выше N.

Поскольку фильтры высокого порядка обычно строят на фильтрах низкого порядка, то целесообразно ориентироваться на фильтры второго порядка. Однако при каскадном соединении фильтров низкого порядка разрядность их коэффициентов на один-два разряда выше.

Ошибки квантования арифметических операций возникают в местах суммирования и умножения. Если разрядная сетка устройства выбрана правильно и при суммировании переполнения не возникают, то источниками шума можно считать операции умножения. Однако при анализе промежуточных результатов алгоритма обработки возникают переполнения и при операции суммирования [10]. Поэтому источниками ошибки квантования следует рассматривать и суммирование и умножение.

Если к i-му узлу подключены k_i источников шума и каждый из них создает белый шум с дисперсией (1), то в соответствии с моделью Джексона дисперсия выходного шума $(\sigma_{\text{ВЫХ}}^{\text{АРОП}})^2$ будет определяться как [2]

$$(\sigma_{\text{ВЫХ}}^{\text{АРОП}})^2 = \sigma_e^2 \sum_{i=1}^L k_i |H_i(j\bar{\omega})|^2, \quad (3)$$

где L - количество узлов в устройстве, k_i - количество источников шума в i-м узле, H_i(j $\bar{\omega}$) - комплексный коэффициент передачи от i-го узла до выхода устройства. Коэффициент b, входящий в формулу (1), в данном случае соответствует разрядности дробной части коэффициента.

Из выражения (3) выделяют квадрат коэффициента усиления шума K²($\bar{\omega}$) [11]

$$K^2(\bar{\omega}) = \sum_{i=1}^L k_i |H_i(j\bar{\omega})|^2,$$

который зависит от коэффициентов передаточной функции a_i и b_i, а также структурной организации устройства, т.е. этот шум присущ структуре устройства и его называют структурным шумом [12].

Поскольку коэффициент усиления шума частотно-зависимый, то его определяют в полосе пропускания полезного сигнала, чтобы при минимизации его уменьшить долю дополнительного шума в полезном сигнале на выходе устройства [13]. Тогда для удобства пользования вводится усредненный в полосе пропускания коэффициент усиления шума

$$K_0^2 = \frac{1}{\Delta\bar{\omega}_{\text{ПП}}} \int_{\Delta\bar{\omega}_{\text{ПП}}} K^2(\bar{\omega}) d\bar{\omega},$$

где $\Delta\bar{\omega}_{\text{ПП}}$ - ширина полосы пропускания.

В этом случае дисперсия выходного шума квантования равна

$$(\sigma_{\text{ВЫХ}}^{\text{АРОП}})^2 = K_0^2 \sigma_e^2 \quad (4)$$

или в логарифмическом масштабе, таблица 3

$$(\sigma_{\text{ВЫХ}}^{\text{АРОП}})^2 (\text{дБ}) = 10 \lg(K_0^2 \sigma_e^2) = 10 \lg(K_0^2) - (6.02b + 10.79) \text{дБ}$$

Поскольку $K_0^2 \geq 1$, то $(\sigma_{\text{ВЫХ}}^{\text{АРОП}})^2 (\text{дБ}) \geq \sigma_e^2 (\text{дБ})$. В таблице 3, например, выходной шум арифметических операций приведен для канонической структуры цифрового фильтра второго порядка (ФНЧ, ФВЧ) и каскадного соединения двух фильтров второго порядка (ПФ, РФ) минимальной размерности с сосредоточенными источниками шума [14]. Разрядность дробной части коэффициентов передаточной функции b взята минимальной, чтобы обеспечить $\bar{\omega}_{\text{СР}} = 1.6$ для ФНЧ и ФВЧ и $\bar{\omega}_{\text{СР}1} = 0.67, \bar{\omega}_{\text{СР}2} = 2.47$ - для ПФ и РФ.

Значения дисперсии шума $\sigma_e^2 (\text{дБ})$ рассчитана для биполярных сигналов при условии, что разрядность дробных частей входного сигнала и коэффициентов равны. Значение дисперсии шума для униполярных сигналов на 6 дБ меньше.

В результате на выходе цифрового фильтра будет формироваться дискретный сигнал ошибки от прохождения шума квантования входного сигнала через цифровой фильтр в полосе пропускания, дисперсия которого равна [2]

$$(\sigma_{\text{ВЫХ}}^{\text{АЦП}})^2 = \frac{\sigma_e^2}{\Delta \bar{\omega}_{\text{ПП}}} \int_{\Delta \bar{\omega}_{\text{ПП}}} |H(j\bar{\omega})|^2 d\bar{\omega} = H_0^2 \sigma_e^2 \quad (5)$$

и от структурного шума цифрового фильтра, дисперсия которого определяется по формуле (4).

Таблица 3

Оценка дисперсии выходного шума (дБ)

Вид АЧХ в ПП	Класс фильтра	Тип фильтра и разрядн. коэфф.	K_0^2	$(\sigma_{\text{ВЫХ}}^{\text{АРОП}})^2$	H_0^2	$(\sigma_{\text{ВЫХ}}^{\text{АЦП}})^2$	$(\sigma_{\text{ВЫХ}})_{\Sigma}^2$
Монотонный	ФНЧ	В-8	8.255	-44.681	-0.472	-53.408	-44.135
		І-10	7.467	-57.510	-2.783	-67.760	-57.118
	ФВЧ	В-8	8.261	-44.675	-0.498	-53.434	-44.132
		І-10	7.477	-57.501	-2.820	-67.797	-57.113
	ПФ	В-9	14.918	-44.038	-0.423	-59.380	-43.913
		І-10	14.854	-50.124	-2.548	-67.526	-50.045
	РФ	В-9	14.709	-44.247	-6.383	-65.340	-44.214
		І-10	32.053	-32.925	+0.080	-64.897	-32.922
Равноволновой	ФНЧ	Т-8	8.217	-44.719	-0.568	-53.504	-44.180
		С-8	8.223	-44.713	-0.552	-53.488	-44.172
	ФВЧ	Т-8	8.255	-44.681	-0.514	-53.450	-44.140
		С-8	8.255	-44.681	-0.514	-53.450	-44.140
	ПФ	Т-9	15.764	-43.193	-0.519	-59.476	-43.092
		С-9	23.851	-35.105	-0.561	-59.518	-35.090
	РФ	Т-10	18.280	-46.697	+2.512	-62.465	-46.584
		С-9	21.966	-36.991	+2.484	-56.473	-36.942

При некоррелированности шума выходной шум цифрового фильтра будет равен

$$(\sigma_{\text{ВЫХ}})_{\Sigma}^2 = (\sigma_{\text{ВЫХ}}^{\text{АЦП}})^2 + (\sigma_{\text{ВЫХ}}^{\text{АРОП}})^2.$$

Подставляя формулы (4) и (5) получим

$$(\sigma_{\text{ВЫХ}})_{\Sigma}^2 = H_0^2 \sigma_e^2 + K_0^2 \sigma_e^2 = \left(1 + \frac{K_0^2}{H_0^2}\right) H_0^2 \sigma_e^2 = \left(1 + \frac{K_0^2}{H_0^2}\right) (\sigma_{\text{ВЫХ}}^{\text{АЦП}})^2. \quad (6)$$

Из (6) следует, что минимальное значение суммарного шума зависит от соотношения усредненных в полосе пропускания коэффициентов K_0^2 и H_0^2 . В таблице 3 для сравнения приведены значения H_0^2 , $(\sigma_{\text{ВЫХ}}^{\text{АЦП}})^2$ и $(\sigma_{\text{ВЫХ}})_{\Sigma}^2$. Тогда можно отметить, что:

- усредненный в полосе пропускания коэффициент усиления шума значительно больше усредненного в полосе пропускания коэффициента усиления фильтра - $K_0^2 \gg H_0^2$;
- дисперсия прохождения шума квантования входного сигнала через цифровой фильтр $(\sigma_{\text{ВЫХ}}^{\text{АЦП}})^2$ на порядок меньше дисперсии выходного шума квантования арифметических операций $(\sigma_{\text{ВЫХ}}^{\text{АРОП}})^2$;
- дисперсия выходного шума цифрового фильтра $(\sigma_{\text{ВЫХ}})_{\Sigma}^2$ можно оценить по величине дисперсии выходного шума квантования арифметических операций $(\sigma_{\text{ВЫХ}}^{\text{АРОП}})^2$, т.е. $(\sigma_{\text{ВЫХ}})_{\Sigma}^2 \approx (\sigma_{\text{ВЫХ}}^{\text{АРОП}})^2$.

Таким образом, верхняя граница ошибок квантования определяется ошибками квантования арифметических операций. При заданных коэффициентах процедуры фильтрации и обработки сигналов a_j и b_i и их разрядности b ошибки квантования арифметических операций определяется коэффициентом усиления шума $K^2(\bar{\omega})$ и зависит от структурной организации процедуры обработки.

Quantization errors of an input signal, coefficients of the fixed-point digital filter and output of arithmetic operations are analyzed. Limits of quantization error in a passband are received and dependence of a output noise dispersion from digital filter structural organization is shown.

1. Ситников В.С., Кисель А.Г. Аппаратное и программное обеспечение натурального эксперимента при проведении гидрофизических исследований. // Акустика и ультразвуковая техника: Сб. научн. тр. – Київ: Техніка, 1992. – Вып. 27. – С. 46–50.
2. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир. 1978. – 848 с.
3. Бахтияров Г.Д., Малинин В.В., Школин В.П. Аналого-цифровые преобразователи. – М.: Сов. Радио, 1980. – 280 с.
4. Бесекерский В.А., Изранцев В.В. Системы автоматического управления с микро-ЭВМ. – М.: Наука, 1987. – 320 с.
5. Бойко Н.П., Стеклов В.К. Системы автоматического управления на базе микро-ЭВМ. – К.: Техніка, 1989. – 182 с.
6. Куприянов М.С., Матюшкин Б.Д. Цифровая обработка сигналов: процессоры, алгоритмы, средства проектирования. – СПб.: Политехника, 1999. – 592 с.
7. Интегральные микросхемы: Микросхемы для аналого-цифрового преобразования и средств мультимедиа. Выпуск 1.– М.: ДОДЭКА, 1996. – 384 с.

8. Силовые и аналоговые электронные компоненты: Краткий справочник. – Киев: ООО “БИС-электроник”, 2000. – 60 с.
9. Каталог VD MAIS 2001-2002: Микросхемы Analog Devices. – Киев: VD MAIS, 2001. – 92 с.
10. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов.- СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
11. Ситников В.С. Выбор наилучшей структуры цифровой системы. // Тр. Одесск. политехн. ун-та. – Одесса, 2001. – Вып. 3(15). – С. 131–133.
12. Ситников В.С. Количественная оценка структуры цифровой системы. // Міжнар. конф. “Кораблебудування: освіта, наука, виробництво”: матер. конф. (м. Миколаїв, 24-25 вересня 2002р.) – Т. II. – Миколаїв, 2002. – С. 223–226.
13. Малахов В.П., Ситников В.С., Ступень П.В., Ульяшин С.В. Выбор структуры цифрового фильтра по уровню выходного шума округления. // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2001. – № 2. – С.17–22.
14. Ситников В.С., Шумейко К.П. Применение цифровых фильтров в системах защиты речевых сообщений. // Праці УНДІРТ. – Одеса, 2003. – №1(33). – С. 62–65.

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА, КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

УДК 621.643.001.24

УПРАВЛЕНИЕ ГИБКИМИ ПРОТЯЖЕННЫМИ ОБЪЕКТАМИ НАПРАВЛЕННЫМИ СИЛОВЫМИ ВОЗДЕЙСТВИЯМИ

Блинов Э.И., Кравцов В.И., Кравцов А.В., Недбайло А.Н.

Постановка проблемы

Развитие техники и технологии разведки и добычи энергоносителей со дна морей обусловило эффективность широкого освоения углеводородных ресурсов континентального шельфа. В экономической зоне акваторий Черного и Азовского морей обнаружено и прогнозировано 400 объектов нефтегазодобычи. Согласно программе "Освоения углеводородных ресурсов украинского сектора акваторий Черного и Азовского морей" добыча нефти до 2015 года может увеличиться до 3.2 млн. т. ежегодно [1]. Одним из важных предпосылок освоения нефтегазовых ресурсов шельфа является построение сети магистральных трубопроводов. Область применения способов укладки подводных трубопроводов может быть расширена с увеличением допустимой глубины путем применения специальных методов, что позволяет уменьшить изгибающие напряжения в трубопроводе. Для геологической разведки шельфа, обследования и ремонта трубопроводов широкое применение нашли привязные управляемые необитаемые спускаемые аппараты. Все эти длинномерные конструкции являются гибкими пространственно искривленными объектами, управление которыми, в частности их позиционирование при технологических процессах, имеет важное народно-хозяйственное значение. Анализ их напряженно-деформированного состояния необходим для выбора рациональной технологической схемы, разработки новых методов погружения трубопроводов на значительные глубины, создания принципиально новых управляемых глубоководных привязных систем.

Анализ последних исследований

Аналитические методы расчета гибких подводных объектов имеют давнюю историю. Наиболее широкое распространение получила методика, созданная С.И. Левиным [2]. Согнутый участок гибкого объекта рассматривается как балка на двух опорах. При этом учитывается, что в предельных точках (точка выхода на поверхность и точка касания дна) кривизна и угол поворота упругой оси по отношению к горизонтальной оси равно нулю. Предусматривается, что глубина погружения значительно меньшая, чем длина согнутой части гибкого элемента, которая принимается равной ее проекции на горизонтальную ось. П.Л. Терещенко [3] рассмотрел три характерных участка трубопровода: а) тот, что плавает; б) тот, что находится под водой и не касается дна; в) тот, что лежит на грунте. Наиболее значительный вклад в решение задач пространственного деформирования привязных спускаемых аппаратов и управления ими внес Магула В.Э. [4]. Им впервые в данной области предпринята попытка алгоритмизировать вычисления с помощью ЭВМ, однако использовались лишь аналитические методы вычислений. При математическом описании процесса погружения обычно составляют уравнение упругой линии для отдельных (двух или трех) участков гибкого объекта. При составлении и решении уравнений авторами делается ряд предположений, которые в определенной степени влияют на точность выведенных соотношений и решений. Решаемые задачи принадлежат, как правило,

к плоскому случаю, не учитывается возможность пространственного деформирования вследствие действия внешних технических или естественных нагрузок. Прямое использование вектора внешних нагрузок, которое предлагается различными авторами, без критического анализа возможностей и области применения такого представления приводит в ряде случаев к неточным или даже неверным записям компонентов этого вектора. Классическим обобщением теории гибких стержней можно считать труды Попова и Светлицкого [5],[6]. Ими решены основные задачи, встречающиеся при расчетах напряженно-деформированного состояния, устойчивости и динамики гибких стержней. Однако, аналитические методы сейчас нельзя считать достаточно алгоритмичными, решение любой новой задачи требует больших усилий при математических вычислениях, временных затрат. Поэтому наиболее перспективным в данном направлении можно считать применение численных методов.

Формулировка целей

В процессе погружения подводных гибких объектов следует учитывать не только технические условия, но и механические нагрузки, которые возникают из-за влияния ветра, волнения моря, морских течений и маневров плавсредств. Сложные и тяжелые режимы эксплуатации гибких элементов сопряжены, как правило, с необходимостью специального изучения и определения действующих на них сил, учета сильной нелинейности разрешающих уравнений, возможности потери устойчивости равновесия и с требованием исследования поведения системы в закритических состояниях. Дифференциальные уравнения, описывающие их деформирование, имеют высокий порядок и содержат нелинейности сложного вида. Поиск их решения аналитически часто становится невозможным, что побуждает широко привлекать методы вычислительной математики. Решение таких задач оказывается возможным только современными методами нелинейного анализа, применение которых побуждает к выбору модификации разрешающих уравнений, обеспечивающих алгоритмичность и эффективность используемых подходов. До настоящего времени указанные исследования не получили необходимого развития из-за отсутствия достоверных математических моделей, которые достаточно просто и эффективно реализуются в виде алгоритмов и программ для численного решения рассматриваемых задач. Для описания влияния гидрометеосреды необходима адекватная пространственно-временная математическая модель изменения волнения, ветра и течения. Эта модель должна позволять воспроизводить реальные внешние условия как на коротких (секунды, минуты), так и на длинных (до года) интервалах времени с учетом вероятностной природы основных характеристик гидрометеосреды. Целью данной статьи является описание численного метода решения задачи управления гибким пространственно искривленным объектом при целенаправленных силовых воздействиях.

Методика исследования

В данной статье рассматривается математическая модель, основанная на известных подходах, описанных в [7]. В плане применения современных вычислительных алгоритмов она позволяет создать унифицированные методы исследования деформирования гибких подводных объектов, которые позволяют учитывать:

- неограниченность пространственного упругого деформирования;
- физико-геометрические параметры элементов с произвольными вдоль оси значениями изгибной и крутильной жесткостями;
- действие статических, квазистатических или динамических нагрузок, как угодно расположенных в пространстве;
- действие нагрузок от течения, волн, ветра, гидростатического давления.

Математическая модель базируется на известных подходах Лагранжа и Эйлера, которые описывают равновесие и деформирование гибкого элемента, его внешнюю и внутреннюю геометрию. Опишем кратко метод исследования.

Введем \bar{n} , \bar{b} , $\bar{\tau}$ - естественный трехгранник с единичными ортами главной нормали и касательной; u, v, w - орты подвижного трехгранника; \bar{F} , \bar{M} - векторы внутренних усилий и моментов; p, q, r - кривизны относительно орт подвижного трехгранника; x, y, z - координаты независимой переменной s .

Представим систему разрешающих уравнений, которые описывают деформирование гибкого элемента, в виде

$$\mathbf{x}' = \mathbf{f}(\mathbf{x}, s, \lambda), \quad (1)$$

где $\mathbf{x}(s) = (F_u(s), F_v(s), F_w(s), p(s), q(s), r(s), \tau_x(s), \tau_y(s), \tau_z(s),$

$n_x(s), n_y(s), n_z(s), b_x(s), b_y(s), b_z(s), x(s), y(s), z(s))^T$ - вектор состояния ($m=18$), f - вектор-функция правых частей системы уравнений; λ - параметр интенсивности возмущения (нагружения), штрихом обозначена производная по s . Параметр λ может быть как действительным, так и формальным, который отображает количественные характеристики задачи.

Сформулированная таким образом в области $0 \leq s \leq S$ изменения независимой переменной s система разрешающих уравнений (1) имеет общий восемнадцатый порядок. Наличие шести первых интегралов

$$|\bar{\tau}| = 1, |\bar{n}| = 1, \bar{\tau}\bar{n} = 0, \bar{\tau} \times \bar{n} = \bar{b} \quad (2)$$

позволяет уменьшить ее порядок до двенадцатого. Методика решения поставленной задачи основана на совместном использовании метода продолжения по параметру и метода Ньютона-Канторовича. На краю $s = 0$ интервала $0 \leq s \leq S$ изменения переменной s заданы шесть независимых краевых условий $\bar{\varphi}[\bar{x}(0)] = 0$ и шесть вытекающих из первых интегралов уравнений связи $\bar{\theta}[\bar{x}(0)] = 0$. Для замыкания системы уравнений достаточно на краю $s = S$ задать шесть независимых краевых условий $\bar{\psi}[\bar{x}(s)] = 0$. В сформулированных краевых уравнениях $\bar{\varphi}, \bar{\theta}, \bar{\psi}$ обозначают шестимерные векторы-функции.

Пусть при некотором значении $\lambda = \lambda^{(n)}$ известно решение $\bar{x}^{(n)}(S)$. Дадим малое приращение $\delta\lambda^{(n)}$ параметра λ . Тогда соответствующую ему вариацию $\delta\bar{x}^{(n)}(S)$ решения $\bar{x}^{(n)}(S)$ можно найти из линейного уравнения

$$\frac{d\delta\bar{x}^{(n)}}{ds} = \frac{\partial \bar{f}}{\partial \bar{x}} \delta\bar{x}^{(n)} + \frac{\partial \bar{f}}{\partial \lambda} \delta\lambda^{(n)}, \quad (3)$$

полученного линеаризацией системы разрешающих уравнений. Краевые уравнения для функции $\delta\bar{x}^{(n)}$ формируются линеаризацией начальных нелинейных краевых уравнений

$$\frac{\partial \bar{\varphi}}{\partial \bar{x}} \delta\bar{x}^{(n)}(0), \frac{\partial \bar{\theta}}{\partial \bar{x}} \delta\bar{x}^{(n)}(0), \frac{\partial \bar{\psi}}{\partial \bar{x}} \delta\bar{x}^{(n)}(S) = 0. \quad (4)$$

Для построения $\delta\bar{x}^{(n)}(S)$ выберем среди составляющих $\delta\bar{x}_i^{(n)}(S) (i=1,2,3,\dots,18)$ такие шесть компонент $\delta\bar{x}^{(n)}(S)$, любые значения которых $\delta_j^{(n)}(0)$ не изменяют первые два век-

торные уравнения системы (4). Перенумеруем неизвестные $\delta\bar{x}_i^{(n)}(s)$ ($i=1,2,3,\dots,18$) так, чтобы индекс j принимал значения $j=1,2,3,\dots,6$. Тогда решение задачи (4) представим в виде

$$\delta\bar{x}^{(n)}(s) = \bar{y}_\lambda \delta\lambda^{(n)} + Y(s)\delta\bar{c}^{(n)}, \quad (5)$$

где $\bar{y}_\lambda(s)$ - решение задачи Коши для системы

$$\frac{d\bar{y}_\lambda}{ds} = \frac{\partial \bar{f}}{\partial x} \bar{y}_\lambda + \frac{\partial \bar{f}}{\partial \lambda} \quad (6)$$

при нулевых начальных условиях, $Y(s)$ - матрица размера $m \times 6$ решений системы

$$\frac{dv}{ds} = \frac{\partial f}{\partial x} y \quad (7)$$

с начальными условиями $y_j(0) = (\delta_1^j, \delta_2^j, \dots, \delta_6^j)$ ($j=1,2,\dots,6$) для независимых переменных, для других переменных - $y_i(0)$ ($i=7,8,\dots,18$). Вектор постоянных $\delta\bar{c}^{(n)} = \{\delta c_1^{(n)}, \delta c_2^{(n)}, \dots, \delta c_6^{(n)}\}$ подбирается из уравнений

$$\frac{\partial \bar{\psi}}{\partial \bar{x}} Y(S)\delta\bar{c}^{(n)} = -\frac{\partial \bar{\psi}}{\partial \bar{x}} \bar{y}_\lambda(S)\delta\lambda^{(n)}. \quad (8)$$

Выбирая состояние $x^{(n+1)}, \lambda^{(n+1)}$ как порождающее, вариацией параметра λ его можно продолжить на величину $\delta x^{(n+1)}$. Поскольку $\delta x^{(n)}(0)$ найден с использованием линеаризованных уравнений, то решение $x^{(n+1)}(S)$ будет удовлетворять условиям поставленной задачи приблизительно с невязками. При практической реализации решения построение матриц $Y(s)$ на каждом шаге варьирования параметра λ осуществляется методом Рунге-Кутты четвертого порядка. Количество шагов интегрирования и точек дискретизации по длине элемента зависит от многих факторов: глубины погружения, количества и характера, действующих по длине нагрузок, меры нелинейности процесса и тому подобное. Практическая реализация метода осуществлена в виде программ расчета на ЭВМ.

Представленная методика численного расчета позволяет осуществлять управление гибкими протяженными объектами, заключающееся в следующем. Известно, что первоначально пространственно криволинейный объект сохраняет свою форму до тех пор, пока на него не воздействует какое-то силовое поле. Наиболее часто применяемые в настоящее время способы воздействия – это управление положением объекта с помощью гибких связей, принадлежащих одному, а чаще - нескольким судам-носителям. Такой метод является достаточно громоздким и дорогим, предъявляет большие требования к условиям гидрометеосреды. Более экономичным представляется метод управления гибкими объектами с помощью установленных на них устройствах, позволяющих за счет силовых воздействий на участки объекта приложением в различных сечениях нагрузок (сосредоточенных или моментных) изменять их положение по заранее предполагаемому закону. Для установления предполагаемой формы объекта необходимо заранее оперативно рассчитать его напряженно-деформированное состояние, после чего с помощью средств контроля уточнять его технологическое положение. Покажем процесс расчета на примере решения задачи

пространственного деформирования первоначально плоского элемента под действием сосредоточенных и пространственно направленных нагрузок. Схема такого нагружения показана на рис. 1.

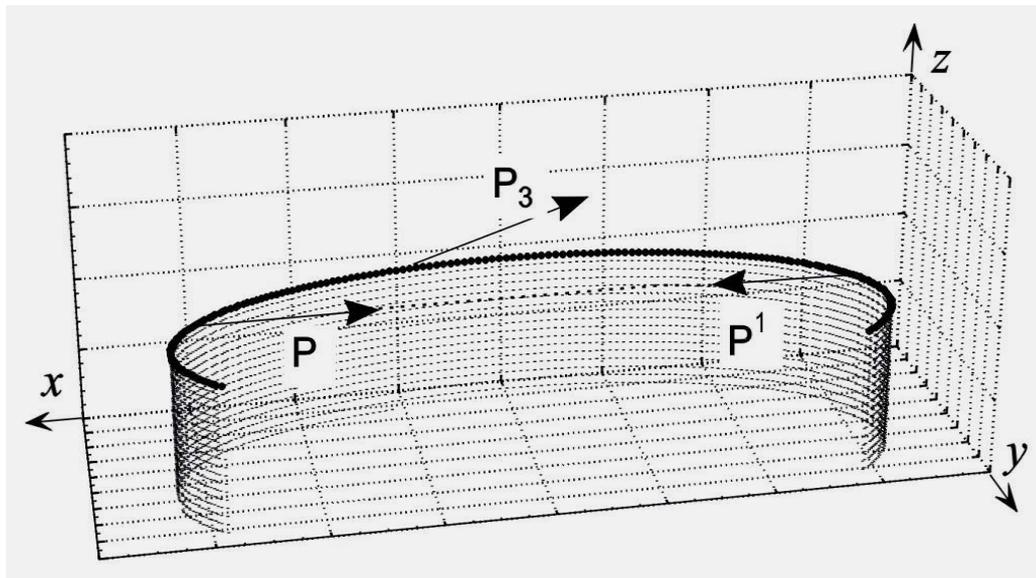


Рис.1 Внешний вид и схема нагружения гибкого элемента

Построение его геометрии осуществлено с помощью методики, описанной в [7], согласно которой исследуемый участок кривой является частью лемнискаты Бернулли. Следует подчеркнуть, что таким образом можно задавать геометрию кривой практически любой конфигурации. Здесь $P=P^1$ - сосредоточенные, равные и противоположно направленные силы, «стягивающие» два произвольно выбранных сечения элемента. Их действием достигается требуемое деформирование объекта в плоскости xu .

Сила P_3 осуществляет пространственное позиционирование из плоскости xu и направлена произвольно в пространстве, т.е. $P_3 = \sqrt{P_x^2 + P_y^2 + P_z^2}$, где $P_x = k_x P$, $P_y = k_y P$, $P_z = k_z P$; k_x k_y k_z – коэффициенты пропорциональности, обозначающие распределение части исходного значения силы P по ее составляющим.

Полученные результаты

Будем считать, что в начальной стадии гибкий объект (гибкий трубопровод) находится в равновесии и сохраняет свою первоначальную форму. Вследствие приложения нагрузок $P=P^1$ он деформируется в плоскости, принимая форму продольной оси, значительно отличающуюся от первоначальной. После некоторой достигнутой формы для уточнения его пространственного положения прикладывается сила P_3 . Для численного решения такой задачи по всей длине элемента задается 300 точек дискретизации. При этом проводится пошаговое интегрирование с дискретной нагрузкой P - аналога параметра λ (3). После определенного шага нагружения путем запоминания промежуточного решения прикладывается сила P_3 и далее решение продолжается при действии всех приложенных нагрузок. Результаты такого решения представлены на рис.2.

Следует отметить, что каждый шаг интегрирования отображается графически на экране дисплея, что позволяет визуально контролировать предполагаемое пространственное положение объекта и сравнивать его с действительным.

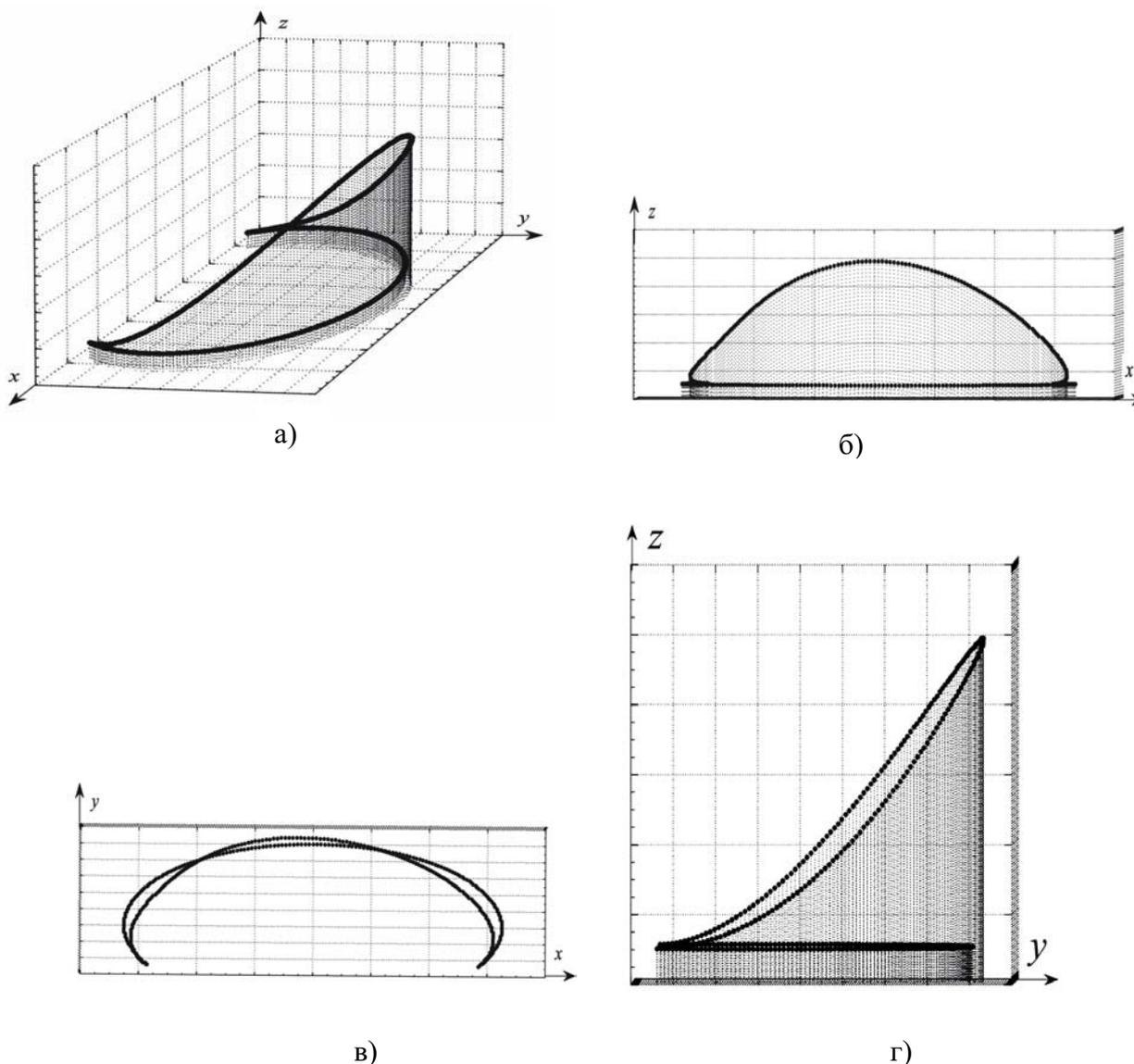


Рис.2 Формы продольной оси деформированного гибкого элемента в аксонометрическом изображении (а) и в проекциях на плоскости xz (б) , xy (в), yz (г)

Кроме того, в любой момент деформирования можно отобразить все внутренние силовые факторы на дисплее в виде таблиц или графиков (рис.3).

Результаты расчетов показывают эффективность представленной методики. Ее достоверность косвенно определяется сходимостью решений дифференциальных уравнений и кроме того отображена на естественности графического отображения результатов. Анализируя усилия, показанные на рис.3, можно сделать вывод о сильной нелинейности процесса. Таким же образом можно при необходимости изобразить графически и внутренние моменты в любом сечении на любом шаге. Приняв шаг интегрирования достаточно малым, можно осуществить контроль напряженно-деформированного состояния на всем этапе деформирования с необходимой дискретностью нагружения. Практика использования методики при решении тестовых задач показала, что для достаточной уверенности в достоверности получаемых результатов необходимо убедиться в сходимости интегрирования разрешающих уравнений. Одним из таких признаков является визуальное наблюдение с помощью компьютерной графики за геометрией объекта непосредственно в процессе решения на любом шаге интегрирования. Если по каким-то причинам (неправильно выбраны начальные условия, неправильно заданы нагрузки, неправильно выбрана вели-

чина шага нагрузки и тому подобное) задача численно не решается, то это, кроме программного контроля, сразу отображается на дисплее компьютера в виде нелогично расположенных геометрических форм объекта.

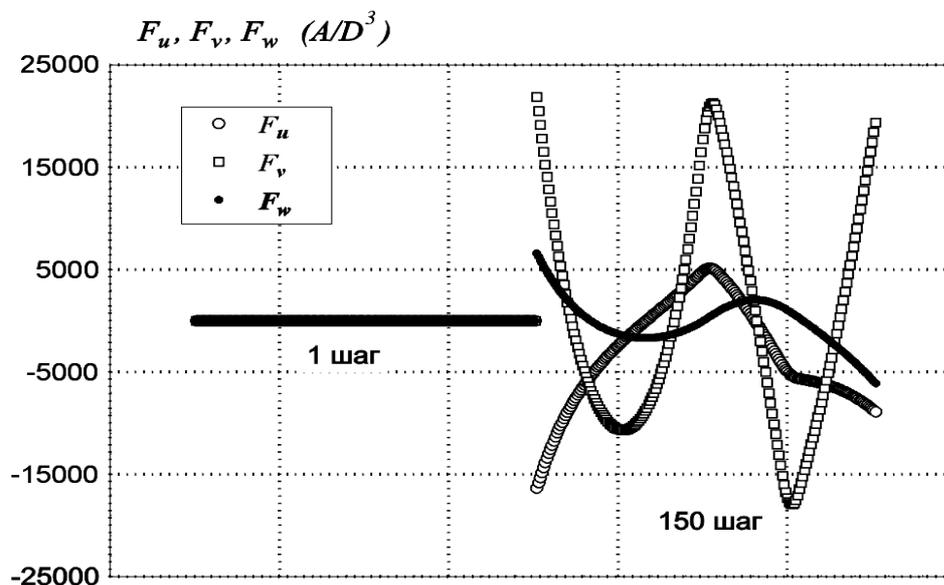


Рис.3 Внутренние усилия в сечениях гибкого элемента в недеформированном состоянии (1-й шаг) и в конце деформирования (150-й шаг)

Выводы

Применяя предложенную методику, можно без значительной перестройки вычислительных алгоритмов менять характер действия нагрузок, получать необходимые параметры напряженно-деформированного состояния гибких элементов. При некоторых реально возникших обстоятельствах (например, при приложении любой нагрузки, потере устойчивости, изменении жесткости вследствие аварии) возникает необходимость прекратить решение и после изменения определенных параметров задачи возобновить его опять, начиная с прерванного шага. Алгоритм разработанных подпрограмм предусматривает возможность изменения действия нагрузки на любом шаге числового интегрирования при помощи „запоминания“ предыдущего шага, а также на любом интервале совокупности точек дискретизации. Простота использования, наглядность, скорость получения результатов делают методику удобной для использования инженерами при расчетах и технологических работах.

Is Worked up a methods of numeral research of stressed-deformed applied flexible, at will elements distorted in space attached to their change position by method of influence by concentrated static loadings. For mathematical deforming description is built a system of unlinear usual differential equalizations of high order, decision of which is based on numeral realization of initial equalizations by dint of varying of leading parameter on each step. Are Brought the task decision results.

1. Коростель г. П., Крупский Б.Л., Гладун В.В. Дальнейшие поисково-разведывательные работы на нефть и газ в акваториях Черного и Азовского морей (украинский сектор) // Нафт. и газовая промышленность. 2001. - №4. с. 6-9.

2. Левин С.И. Проектирование и строительство подводных трубопроводов. - М.: Гостоптехиздат, 1960. - 63 с.
3. Терещенко П.П. Укладка подводных трубопроводов способом свободного погружения. - М.: Недра, 1965. - 67 с.
4. Магула В.Э. Блинцов В.С. Проектирование самоходных привязных подводных систем. - Киев: Наукова думка, 1997. - 139 с.
5. Попов Е.П. Нелинейные задачи статики тонких стержней. - М.: ОГИЗ, 1948. - 178 с.
6. Светлицкий В.А. Механика трубопроводов и шлангов: Задачи взаимодействия стержней с потоком жидкости или воздуха. - М.: Машиностроение, 1982. - 279 с.
7. Кравцов В.И. Механика гибких морских конструкций. Киев: Наукова думка, 1999. - 132с.

УДК 62-52:621.9.06

АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ РЕГУЛЯТОР РЕЖИМУ МЕТАЛООБРОБКИ ДЛЯ ВЕРСТАТІВ З ЧИСЛОВИМ ПРОГРАМНИМ КЕРУВАННЯМ

Водічев В.А.

Підвищення продуктивності чорнової обробки на верстатах фрезерної, свердлильної токарної та інших груп забезпечують системи, які стабілізують потужність обробки [1]. Пристрої числового програмного керування (ПЧПК) класів CNC і PCNC принципово мають можливості вирішувати програмним шляхом задачі керування режимом металообробки для стабілізації потужності різання. Але більшість ПЧПК, як тих, що тривалий час застосовуються у промисловості, так і нових зразків, не оснащені відповідним програмним забезпеченням. Розробка додаткових програмних модулів і узгодження їх з базовим програмним забезпеченням ПЧПК для користувачів верстатів є задачею занадто складною. Задача стабілізації потужності різання ще більше ускладнюється в умовах динамічної нестабільності деяких процесів обробки, для яких в усталеному режимі при незмінних величинах керуючих і збурюючих дій потужність різання не є постійною, а має постійну і періодичну складові. Наприклад, при обробці фрезеруванням це може бути обумовлене биттям зубів фрези [2]. Для керування режимами цих видів обробки на верстатах з ПЧПК доцільним є використання спеціалізованого аналого-цифрового регулятора (АЦР), який забезпечує підтримку потужності різання не на заданому рівні, а у заданих межах.

Метою статті є аналіз роботи АЦР, дослідження на математичній моделі і діючому верстаті системи керування з АЦР і ПЧПК, яка підтримує потужність різання в заданих межах в умовах динамічної нестабільності процесу обробки.

Функціональна схема системи керування металообробним верстатом з ПЧПК при застосуванні АЦР наведена на рис.1.

ПЧПК відповідно програмі обробки деталі формує напруги завдання швидкостей u_{zg} , u_{zox} , u_{zoy} електроприводів головного руху ПГР і подач ППХ і ППУ по координатах x і y відповідно. Окрім цих керуючих дій на процес обробки (ПО) діють також збурення (ЗБ), основними з яких є зміна глибини та ширини обробки, стану інструменту, тощо. Поточне значення потужності різання P_z контролює датчик потужності (ДП), сформована ним напруга $u_{дп}$ надходить на АЦР. Останній формує цифровий код K , чисельне значення якого визначає величину швидкості подачі в відсотках від заданої у програмі обробки, що записана в ПЧПК. Кожен ПЧПК має коректор швидкості подачі, який може використовуватись оператором для втручання в хід технологічного процесу. Опитування стану коректору

відбувається програмним шляхом. При зміні чисельного значення коду, який формується коректором, на одиницю ПЧПК змінює швидкість подачі на 10% від значення, що вказане у програмі обробки деталі. АЦР дозволяє формувати цей код автоматично при зміні умов обробки.

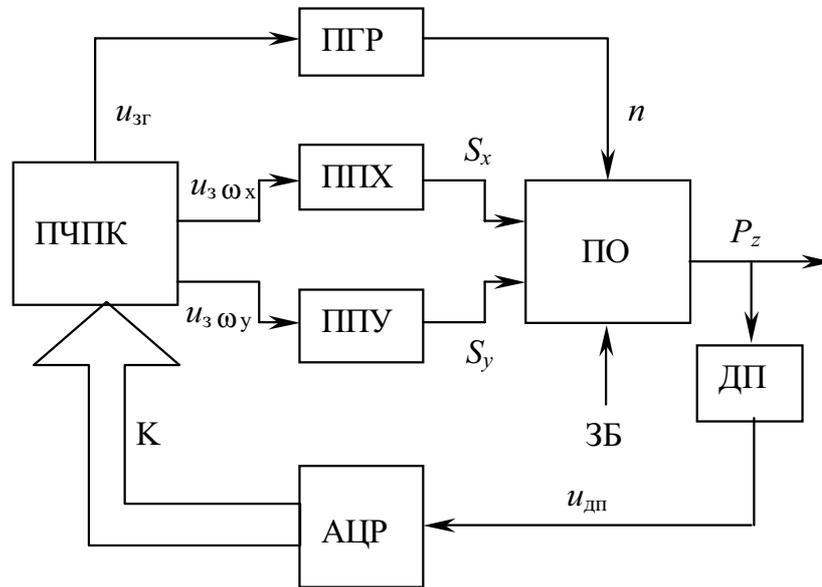


Рис.1 Функціональна схема системи керування верстатом

В АЦР (рис.2) на перші входи компараторів К1 і К2 надходить напруга $u_{дп}$. На других входах компараторів встановлено напруги u_1 і u_2 , що визначають відповідно нижню P_1 та верхню P_2 межі діапазону, у якому потрібно підтримувати цю потужність різання

$$u_1 = K_{дп} P_1,$$

$$u_2 = K_{дп} P_2,$$

де $K_{дп}$ – коефіцієнт передачі датчика потужності різання.

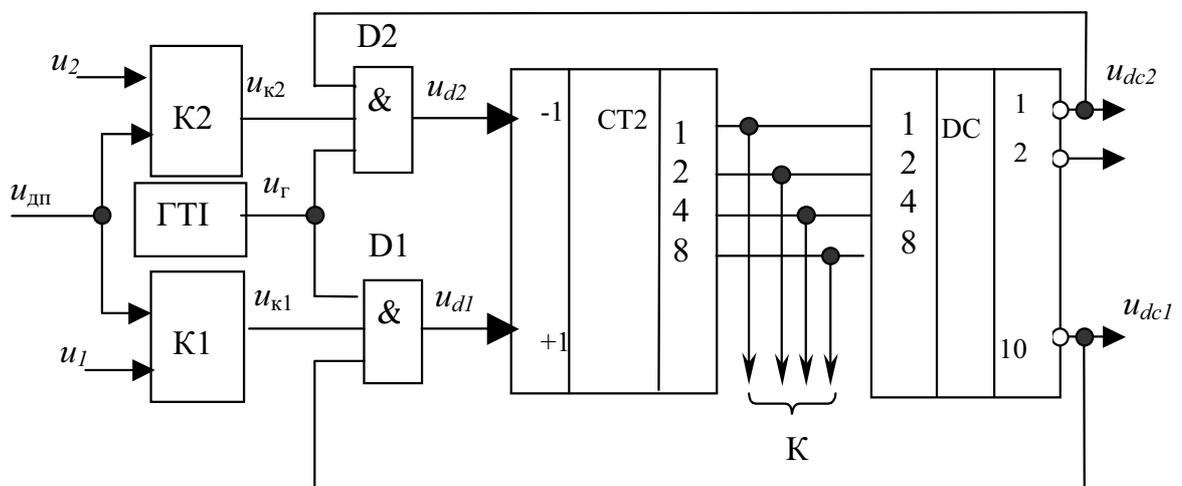


Рис.2 Функціональна схема АЦР

Генератор тактових імпульсів (ГТІ) формує прямокутні імпульси напруги u_r . Якщо $u_{дп} < u_1$, то на виході компаратора К1 встановлюється сигнал логічної одиниці і імпульси u_r надходять на вхід складання лічильника СТ2, чисельне значення коду на виході якого зростає. При досягненні кодом значення 1010, сигнал логічного нуля u_{dc1} з виходу 10 дешифратора DC запирає логічний елемент D1. Відповідно цьому значенню коду ПЧПК встановлює швидкість подачі виконавчого органу верстата, яка дорівнює 100 % від заданої в програмі обробки. Якщо під дією збурень потужність обробки зростає і напруга $u_{дп}$ перевищує значення u_2 , то сигнал логічної одиниці виникає на виході компаратора К2. Імпульси u_r надходять на вхід віднімання лічильника СТ2 і чисельне значення коду на його виході і швидкість подачі зменшуються доти, доки не буде виконуватись нерівність $u_{дп} < u_2$. При досягненні кодом мінімального значення 0001, яке відповідає швидкості подачі 10% від вказаної в програмі, сигнал логічного нуля u_{dc2} з виходу 1 дешифратора DC запирає логічний елемент D2. Коли напруга $u_{дп}$ знаходиться у заданих межах $u_1 < u_{дп} < u_2$, чисельне значення коду на виході лічильника СТ2 не змінюється, на виходах компараторів встановлюються сигнали логічного нуля, а обробка відбувається з постійною швидкістю подачі. Якщо під дією збурень у процесі обробки потужність різання виходить за задані межі $P_1 < P_z < P_2$, то імпульси u_r знов надходять на один з входів лічильника СТ2, що викликає зміну коду на його виході і відповідну зміну швидкості подачі.

Для дослідження системи керування фрезерним верстатом з ПЧПК і з аналого-цифровим регулятором розроблена математична модель, яка відображається структурною схемою (рис. 3).

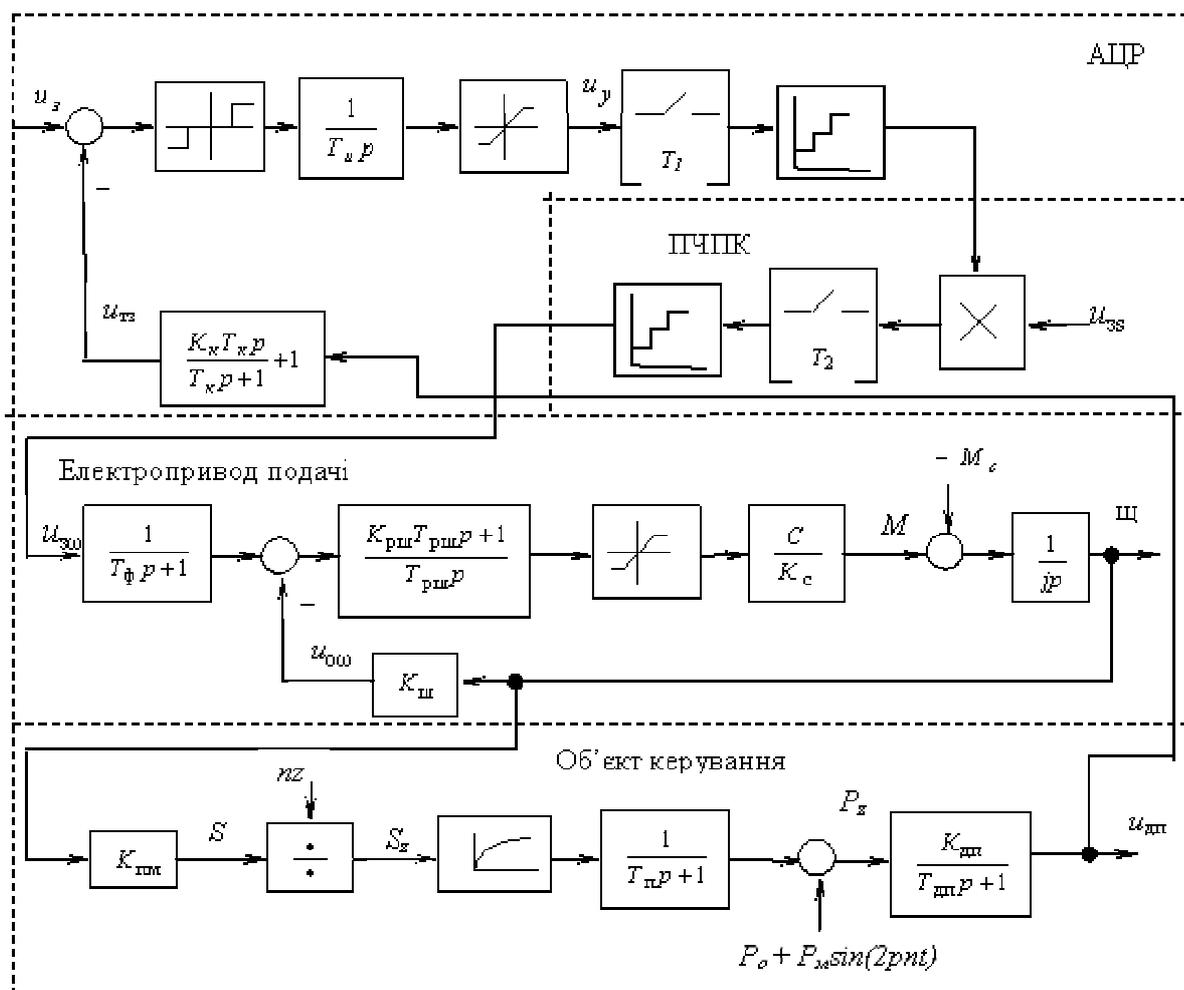


Рис.3 Структурна схема системи керування процесом металообробки з АЦР

До складу об'єкта керування входять процес обробки і датчик потужності різання. У якості електропривода подачі застосовано комплектний електропривод постійного струму типу ЕШМ1. Математичні моделі цих елементів системи докладно описані у [3,4]. У моделі процесу обробки додатково до викладеного у [3,4] враховано потужність холостого ходу P_0 і гармонійну складову потужності різання з амплітудою P_m і частотою, що пропорційна частоті обертання фрези n . Дія компараторів змодельована за допомогою суматора і нелінійної ланки з релейною характеристикою і зоною нечутливості. Напряга u_3 визначає задане середнє значення потужності різання, а величина зони нечутливості – межі, у яких ця потужність має підтримуватись.

ГТІ, логічні елементи, двійковий лічильник і дешифратор представлено на схемі за допомогою інтегратора зі сталою часу $T_{\text{и}}$, нелінійної ланки з насиченням, імпульсного елемента з періодом дискретності T_1 , що дорівнює періоду імпульсів ГТІ, і екстраполятора нульового порядку. Коректор швидкості подачі ПЧПУ представлено на схемі блоком множення, на який надходить сигнал завдання швидкості подачі u_{3s} . Квантування сигналів керування електроприводом подачі за часом і рівнем враховано за допомогою імпульсного елемента з періодом дискретності T_2 , що дорівнює таймерному інтервалу ПЧПК, і екстраполятора нульового порядку. У ланцюзі технологічного зворотного зв'язку використано додатково ланку реального диференціювання зі сталими часу T_k і $K_k T_k$. Її застосування дозволяє зменшити перерегулювання потужності у перехідних процесах, але при наявності періодичної складової потужності різання коефіцієнт K_k обирається невеликим і вплив зворотного зв'язку за похідною потужності є незначним.

Дослідження процесів у системі керування режимом металообробки з АЦР і ПЧПК проведено на моделі за допомогою програми Simulink програмного пакету Matlab для випадку обробки торцевою фрезою з пластинами з твердого сплаву поверхні корпусної деталі з сірого чавуну. Схема Simulink-моделі відповідає структурній схемі, що наведена на рис.3 Одержані на моделі графіки залежностей потужності різання P_z , швидкості подачі S і глибини фрезерування t_p від часу обробки t (рис.4) ілюструють роботу системи в умовах зміни збурюючої дії, якою є зміна глибини обробки, і динамічної нестабільності процесу, яка обумовлена биттям зубів фрези.

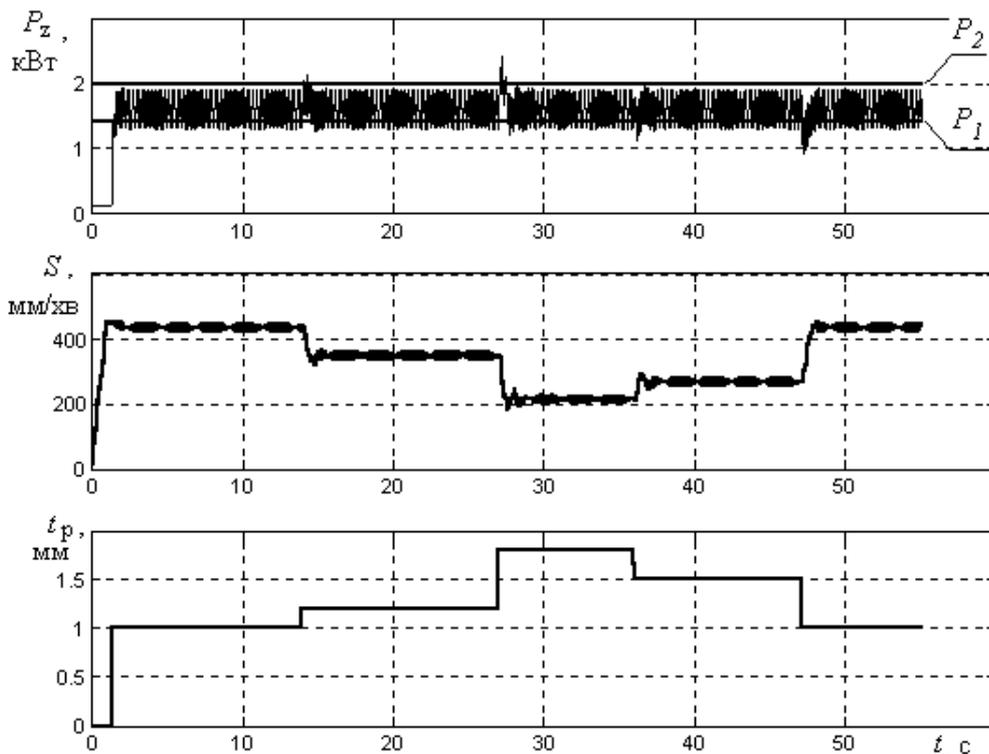


Рис. 4 Графіки процесів у системі керування режимом металообробки

При глубині обробки 1мм потужність різання не перевищує верхньої межі встановленого діапазону потужності і обробка відбувається з максимальною швидкістю подачі, що вказана у програмі ПЧПУ. При збільшенні глибини обробки до 1,2 мм а пізніше до 1,8 мм швидкість подачі зменшується, при зменшенні глибини обробки швидкість подачі збільшується. При цьому потужність різання підтримується у заданих межах.

Експериментальне дослідження системи з АЦР проведено на свердлильно-фрезерному верстаті моделі 2550ОС1000МФ4 з ПЧПК моделі 2Р32М. Умови обробки є аналогічними до прийнятих під час математичного моделювання системи. На верстаті застосовано електропривод головного руху типу „Кемтор”, і електроприводи подач по всіх координатах типу „Кемрон”. У якості сигналу зворотного зв'язку за потужністю обробки використано напругу, що пропорційна силі струму якоря двигуна головного руху. На експериментальній осцилограмі (рис.5) наведені залежності потужності різання P_z і швидкості подачі стола верстата S по координаті X від часу обробки t .

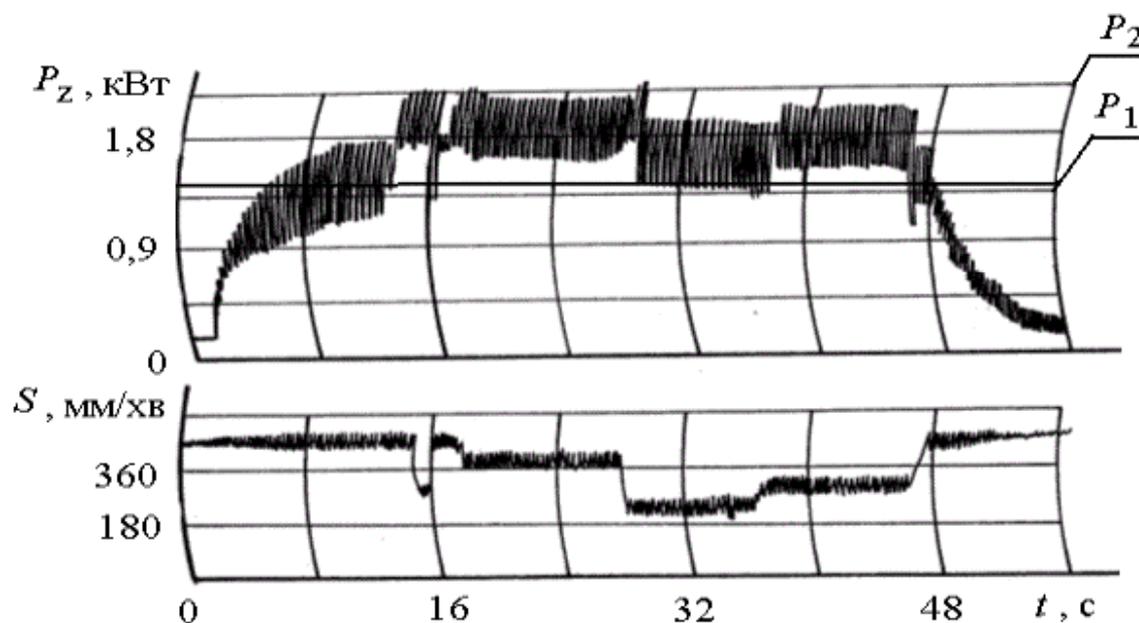


Рис. 5 Экспериментальная осцилограмма работы системы

Порівняння результатів математичного моделювання системи і її експериментального дослідження свідчить, що розроблена математична модель в цілому вірно відображує процеси, що мають місце у системі керування режимом металообробки. Така модель може бути використана для попередньої оцінки якості регулювання у системах з АЦР, що застосовуються на інших верстатах при обробці різних металів різними інструментами. Під час експериментального дослідження системи встановлено, що при фрезеруванні корпусної деталі з використанням АЦР тривалість обробки скорочується на 25 – 27 % у порівнянні з обробкою при постійній швидкості подачі, що обрана за технологічними довідниками. Проведені дослідження дозволяють рекомендувати АЦР для застосування на верстатах фрезерної та інших груп з ПЧПК для підвищення їх продуктивності за рахунок скорочення тривалості обробки.

The metal cutting process control system with analog-digital regulator for machine-tool with computer numerical control are considered. The results of mathematical modeling and experimental investigations of the system are presented.

1. Шапарев Н.К. Расчет автоматизированных электроприводов систем управления металлообработкой. – К.: Лыбидь, 1992. – 272 с.

2. Старков В.К. Обработка резанием. Управление стабильностью и качеством в автоматизированном производстве. – М.: Машиностроение, 1989. – 296 с.
3. Водічев В.А. Синтез і дослідження статичної системи стабілізації потужності різання металообробного верстата // Автоматика, автоматизация, електротехнические комплексы и системы: Научн.- техн. журнал. – Херсон: Изд. ХГТУ, 2002. – № 1 (10) – С. 104 – 110.
4. Водічев В.А. Нелінійна система управління рухом подачі верстата для підвищення продуктивності металообробки // Електромашинобудування та електрообладнання: Міжвід. наук.-техн. збірник. – Київ: Техніка. – 2001. – Вип. 57. – С. 20–25.

УДК 621.362:621.383

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ИМПУЛЬСНОГО ОХЛАЖДЕНИЯ НАСЫЩЕННОГО РАСТВОРА-РАСПЛАВА ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ НАНОРАЗМЕРНЫХ СТРУКТУР INSB В МАТРИЦЕ GASB

Марончук И.Е., Андропова Е.В., Баганов Е.А., Курак В.В.

Введение

Одним из наиболее перспективных направлений в электронике является создание приборов на основе низкоразмерных структур, таких как квантовые слои, нити и точки. На сегодняшний день наибольший прогресс достигнут в получении квантовых точек InAs в матрице GaAs, в то время как ограниченный ряд работ посвящен получению и исследованию свойств квантовых точек в системе материалов InSb-GaSb [1, 2].

Основными методами создания низкоразмерных структур являются МОС-гидридная технология и молекулярно-лучевая эпитаксия [3]. Необходимо отметить, что квантовые точки, полученные данными методами, обладают низким кристаллическим совершенством, поскольку рост происходит в условиях сильных пересыщений. В связи с этим, авторами работы [4] предлагается выращивать низкоразмерные структуры из жидкой фазы методом импульсного охлаждения насыщенного раствора-расплава, обеспечивающим условия кристаллизации, близкие к равновесным.

В этой связи, целью данной работы является изучение возможности получения структур с квантовыми точками InSb в матрице GaSb при использовании метода импульсного охлаждения насыщенного раствора-расплава. Получение структур с квантовыми точками InSb в матрице GaSb в условиях, близких к равновесным, позволит создать высокоэффективные приборы оптоэлектроники, в частности, ИК-фотодиоды и лазеры, а также ТФВ-преобразователи [5].

Методика эксперимента

При выращивании наноразмерных структур InSb в матрице GaSb методом импульсного охлаждения насыщенного раствора-расплава теплопоглотитель в виде графитовой пластины (рис. 1), имеющей температуру 200 °С, помещали над тыльной поверхностью подложки GaSb ориентацией (111). Затем осуществляли кратковременный контакт подложки с насыщенным при температуре 300 °С раствором-расплавом In-Sb. Процессы теплообмена в системе приводили к кратковременному снижению температуры на границе подложка – раствор-расплав, вследствие чего возникало переохлаждение и происходила кристаллизация InSb. После этого осуществляли деконтацию раствора-расплава In-Sb, подложку помещали над раствором-расплавом Ga-Sb и аналогично производили наращивание нескольких нелегированных слоев p-GaSb. Затем подложку перемещали в нейтральное положение, и охлаждали систему до комнатной

температуры.

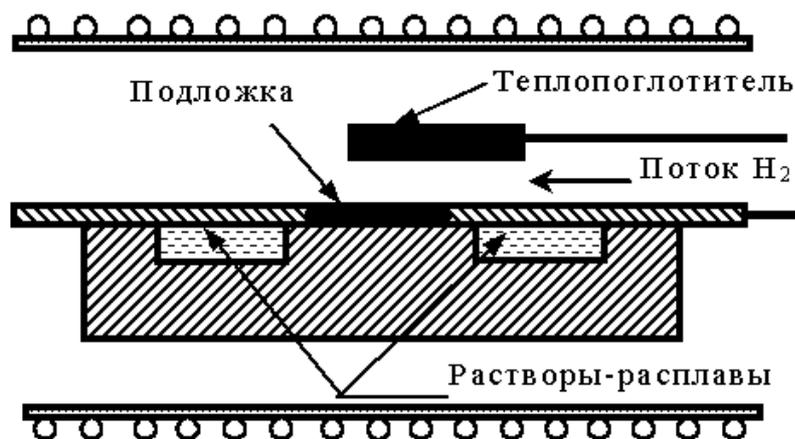


Рис.1 Схематическое изображение кассеты для выращивания

Фотолюминесценцию (ФЛ) полученных структур возбуждали He-Ne лазером ЛГ-76 (длина волны 1,15 мкм, мощность 6 – 12 мВт) при температурах 77, 100 и 120 К. Сигнал ФЛ диспергировался однорешеточным монохроматором МДР-2 с решеткой 300 штр/мм и регистрировался в режиме синхронного детектирования фоторезистором PbS. При регистрации спектров ФЛ структур использовали излучение, выходящее через лицевую поверхность структуры.

Обсуждение результатов

Спектры ФЛ полученных структур обладали серией узких пиков 1-5, изменяющих свое положение, интенсивность и полуширину в зависимости от температуры и интенсивности возбуждающего излучения (рис. 2).

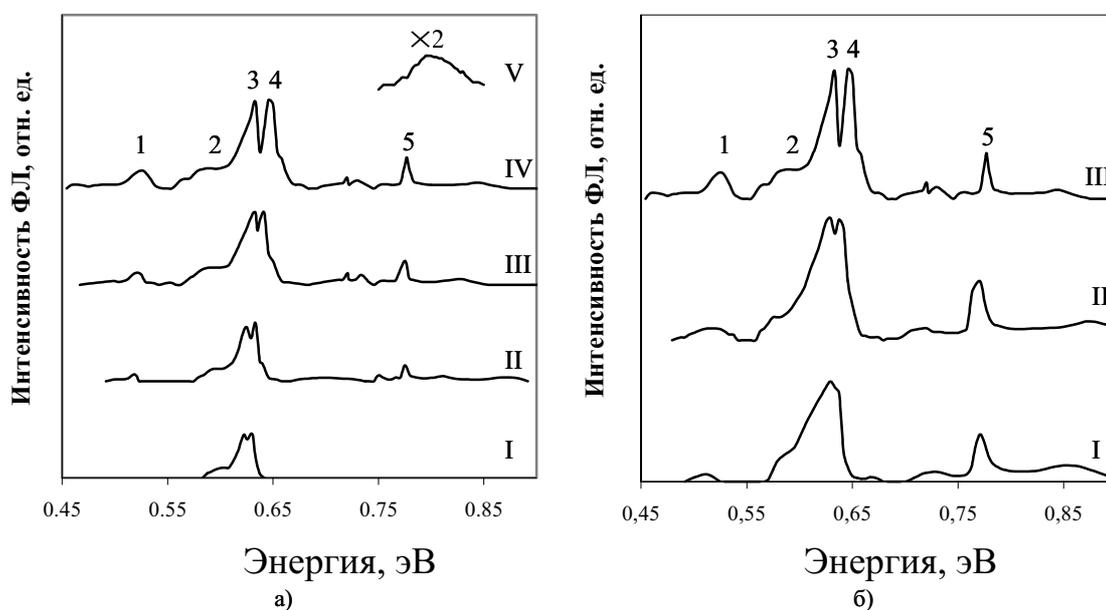


Рис.2 Спектры ФЛ образцов:

- а) при различных мощностях возбуждающего излучения (температура измерения 77 К): I – 6 мВт, II – 8 мВт, III – 10 мВт, IV – 12 мВт; кривая V – спектр ФЛ p-GaSb при мощности возбуждающего излучения 12 мВт;
- б) при различных температурах измерения (интенсивность возбуждающего излучения 12 мВт): I – 120 К, II – 100 К, III – 77 К

В работе [6] показано, что твердые растворы $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{Sb}$, образование которых возможно в процессе выращивания, имеют интенсивность ФЛ на два порядка ниже, чем GaSb при $X > 0,04$. Это объясняется замещением атомов галлия атомами индия в узлах кристаллической решетки, и т.о. уменьшением количества природных акцепторов $V_{\text{Ga}}\text{Ga}_{\text{Sb}}$, являющихся основными центрами излучательной рекомбинации в GaSb. К тому же, при содержании индия более 0,4 ат.% резко ухудшается кристаллическое совершенство и морфология эпитаксиальных слоев твердых растворов на подложке GaSb, что также ведет к уменьшению интенсивности ФЛ твердых растворов [7]. Поскольку интенсивности пиков на спектрах ФЛ (рис.2, а, кривые I, II, III, IV) сравнимы или в несколько раз выше интенсивности ФЛ в p-GaSb (рис.2, а, кривая V), а твердые растворы, соответствующие пикам 1-4 должны иметь состав с $0,1 < X < 0,36$, то мы полагаем, что эти серии пиков не связаны с излучательными переходами в твердом растворе $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{Sb}$. Минимальная полуширина пиков твердых растворов $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{Sb}$ по литературным данным составляет при 77 К около 20 мэВ, поэтому пик 5 (полуширина 9 мэВ) тоже не может быть описан рекомбинацией в твердом растворе.

Излучательные переходы с участием «фоновых» примесей в GaSb с энергией активации 9-10 мэВ (Ge, Si) и однократно ионизированные $V_{\text{Ga}}\text{Ga}_{\text{Sb}}$ с энергией активации 30 мэВ, с которыми может быть связан пик 5, должны обладать полушириной линии в $3kT$ (19,9 мэВ при 77К), что в два раза превосходит наблюдаемую полуширину пика. Переходы с участием двухкратно ионизированных $V_{\text{Ga}}\text{Ga}_{\text{Sb}}$ с энергией активации 100 мэВ на спектрах ФЛ не наблюдаются. Поэтому полученные пики ФЛ мы связываем с наличием квантоворазмерных структур InSb в матрице GaSb.

Система InSb-GaSb отличается сильным рассогласованием по постоянной решетки (~6%). При таком рассогласовании рост упругонапряженного сплошного слоя InSb возможен до критической толщины ~3,8 нм. При большей толщине эпитаксиального слоя в условиях наличия растворителя энергетически выгодным является островковый рост. В этой связи мы предполагаем, что эпитаксиальный слой InSb представляет собой квантоворазмерные островки на смачивающем слое. Поскольку на плоскости (111) тангенциальный рост преобладает над нормальным, то предполагаемая форма квантоворазмерных островков InSb – плоские диски радиуса R и высоты H.

Пик 1 мы связываем с рекомбинацией в структурах, образовавшихся в результате латеральной коалесценции квантоворазмерных островков высотой $H \approx 5$ нм. Вклад латерального квантования в таких структурах мал, и рекомбинация происходит с энергетического уровня, определяемого высотой островка. Поскольку в антимониде галлия одним из основных каналов излучательной рекомбинации является переход с дна зоны проводимости на уровни мелких «фоновых» акцепторов с энергией активации 9 мэВ (Ge, Si) [8, 9], то пик 1 связываем с переходом с энергетического квантоворазмерного уровня на примесные уровни. При увеличении интенсивности накачки (рис.2, а) также происходит релаксация носителей на уровни валентной зоны GaSb, что выражается в уширении линии ФЛ 1 в коротковолновую область.

Пики 3 и 4 соответствуют некоалесцировавшим квантоворазмерным островкам с латеральным размером $R \approx 10$ нм. Тожественный характер поведения интенсивности ФЛ при изменении уровня накачки и температуры позволяет предположить, что эти пики отвечают близким механизмам рекомбинации и связаны с переходами на уровень акцепторов (пик 3) и в валентную зону GaSb (пик 4) с энергетического уровня, определяемого нормальным и латеральным квантованием. Это предположение также подтверждается температурной зависимостью интенсивности данных пиков (рис. 2, б): с ростом температуры количество ионизированных акцепторных уровней увеличивается, и интенсивность линии ФЛ, связанной с рекомбинацией в валентную зону GaSb уменьшается сильнее, чем интенсивность линии, связанной с рекомбинацией через уровни акцепторов.

Также наблюдается корреляция между пиками 3, 4 и 2, т.е. излучательные переходы в этих структурах происходят с участием общего энергетического уровня, сильно за-

висящего от температуры. Это указывает на экситонную природу пика 2, и соответствует экситонам, образованным электронами, находящимися в потенциальной яме InSb и дырками валентной зоны GaSb. Достаточно большая полуширина линии (~40 мэВ), соответствует широкому распределению по расстоянию между связанными в экситон носителями на гетеропереходе.

Пик 5 соответствует рекомбинации носителей заряда с уровня квантования электрона в квантовой яме, которую образует смачивающий слой InSb [10] толщиной ~ 2 нм, на уровень потолка валентной зоны антимонида галлия. В пользу образования смачивающего слоя свидетельствует наличие максимума в интенсивности люминесценции при T=100 К, при которой происходит перекрывание энергетического уровня смачивающего слоя с зоной проводимости GaSb [11].

Выводы

Как показали результаты исследований, использование метода импульсного охлаждения насыщенного раствора-расплава позволяет формировать квантоворазмерные островки InSb в матрице GaSb. На основании анализа спектров фотолюминесценции полученных структур можно сделать предположение, что квантоворазмерные островки имеют форму дисков радиуса 10 нм и высотой 5 нм, причем рост островков происходит на смачивающем слое InSb толщиной 2 нм.

Possibility of obtaining of the second type InSb quantum dots in the GaSb matrix by the method of pulse cooling of saturated solution-melt is investigated. Based on heat-mass transition simulation the technological parameters of growth processes are worked out. Investigation of photoluminescence spectra gave the possibility to assume the shape and size of quantum dots.

1. Цацульников А.Ф., Бедарев Д.А., Воловик Б.В., Иванов С.В., Максимов М.В., Мусихин Ю.Г., Леденцов Н.Н., Мельцер Б.Я., Соловьев В.А., Копьев П.С., Чернышов А.Ю., Белоусов М.В. Формирование двумерных nanoостровков при осаждении сверхтонких слоев InSb на поверхности GaSb // ФТП. – 1999. – Т.33, №8. – С. 973–975.

2. Цацульников А.Ф., Леденцов Н.Н., Максимов М.В., Мельцер Б.Я., Неклюдов П.В., Шапошников С.В., Воловик Б.В., Крестников И.Л., Сахаров А.В., Берт Н.А., Копьев П.С., Бимберг Д., Алферов Ж.И. Фотолюминесценция квантовых точек InSb в матрицах GaAs и GaSb // ФТП. – 1997. – Т.31, №1. – С. 68–71.

3. Леденцов Н.Н., Устинов В.М., Щукин В.А., Копьев П.С., Алферов Ж.И., Бимберг Д. Гетероструктуры с квантовыми точками: получение, свойства, лазеры // ФТП. – 1998. – Т.32, №4. – С. 385–410.

4. Марончук И.Е., Марончук А.И., Шорохов А.В. Наноразмерные слои GaAs, полученные при импульсном охлаждении насыщенного раствора-расплава // Письма в ЖТФ. – 1997. – Т.23, №17. – С. 82–86.

5. Андропова Е.В., Баганов Е.А., Далечин А.Ю., Карманый А.Ю. Использование квантовых точек InSb в термофотовольтаических преобразователях на основе GaSb // ТКЭА. – 2003. – №1. – С. 46–48.

6. Гайсинская Л.Б., Миргаловская М.С., Стрельникова И.А., Юнович А.Э. Излучательная рекомбинация в гетеропереходах GaSb-Ga_{1-x}In_xSb // ФТП – 1975. – Т.9, №3. – С. 474–477.

7. Бирюлин Ю.Ф., Гермогенов В.П., Отман Я.И., Чалдышев В.В., Шмарцев Ю.В., Эпиктетова Л.Е. Влияние изовалентного легирования индием на «природные» акцепторы в антимониде галлия // ФТП. – 1987. – Т.21, №6. – С. 1118–1123.

8. Воронина Т.И., Джуртанов Б.Е., Лагунова Т.С., Сиповская М.А., Шерстнев В.В., Яковлев Ю.П. Электрические свойства твердых растворов на основе GaSb (GaInAsSb, GaAsSb, GaAlAsSb) в зависимости от состава // ФТП. – 1998. – Т.32, №3. – С. 278–284.

9. Моисеев К.Д., Торопов А.А., Терентьев Я.В., Михайлова М.П., Яковлев Ю.П.. Фотолюминесценция твердых растворов $Ga_{1-x}In_xAs_ySb_{1-y}$ ($0,08 < x < 0,22$), изопериодных с InAs // ФТП. – 2000. Т.34, №.12. – С. 1432– 1437.
10. Bennet B.R., Shanabrook B.V., Thibado P.M., Whitmen L.J., Magno R. Stranski-Krastanov growth of InSb, GaSb, and AlSb on GaAs, structure of the wetting layer // Journal of Crystal Growth. – 1997. – 175/176. Pp. 888-893.
11. Kamath K., Chervela N., Linder K.K., Sosnowski T., Jiang H-T., Norris T., Singh J., and Bhattacharya P. Photoluminescence and time-resolved photoluminescence characteristics of $In_xGa_{(1-x)}As/GaAs$ self-organized single- and multiple-layer quantum dot laser structures // Appl. Phys. Lett. – 1997. –71(7). – Pp. 927– 929.

УДК 681.586.773

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В ВИСКОЗИМЕТРЕ С ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПРИВОДОМ

Никольский В.В., Сандлер А.К.

Процесс топливосжигания играет важную роль в обеспечении качества технической эксплуатации судовых энергетических установок.

Правильный выбор и поддержание параметров топлива на различных режимах работы дизеля способствуют повышению экономичности его работы, улучшению работы топливной аппаратуры, уменьшению нагарообразования и износа деталей цилиндропоршневой группы, топливного насоса высокого давления (ТНВД) и форсунок. В свою очередь, функционирование топливных систем определяется следующими факторами [1]:

- конструктивными: размерами и формой каналов элементов системы (трубопроводов, насосов, регулирующих устройств, фильтров и форсунок), применяемыми материалами, степенью обработки стенок, структурой сопряжений;

- условиями осуществления подачи: количеством подаваемого топлива и его скоростью, продолжительностью отдельных циклов, температурой, давлением, влажностью и загрязненностью воздуха;

- свойствами топлива - прокачиваемостью, которая характеризуется вязкостью, упругостью паров, гигроскопичностью, способностью к кристаллизации и застыванию, способностью удерживать во взвешенном состоянии частицы различных загрязнений, поверхностным натяжением, плотностью.

Известно [2], что свойства топлива, в судовых условиях, изменяются в широком диапазоне. В связи с этим, особую актуальность приобретает вопрос измерения и регулирования вязкости.

Существующие методы измерения вязкости позволяют определять её как обособленными (лабораторными) приборами, так и включенными в состав определенных участков топливной магистрали. Выбор метода и условий применения определяют выбор метода и конструкции измерительного зонда.

В [3], проведен анализ потенциальных возможностей используемых в настоящее время вискозиметров. Анализ выявил присущий всем видам вискозиметров неустранимый недостаток, обусловленный использованием в их конструкциях в качестве возбуждающей системы и двигателя электромагнитных и электромеханических устройств. В тоже время в [4] рассмотрена возможность применения пьезоэлектрического привода в этих устройствах. В результате был получен ряд конструкций вискозиметров, у которых из пьезокерамики выполнен манипулятор и линейный пьезодвигатель.

На основании результатов проведенного исследования нами предложена конструкция вискозиметра, сочетающая в себе достоинства обособленных и потоковых вискозиметров.

Для оптимизации конструкции вискозиметра были приняты следующие условия и ограничения.

Транспортировка топлива от танков к форсункам оценивалась как триботехнический процесс, возникающий в местах сопряжений топливной системы. В результате чего вязкость топлива, как тиксотропной жидкости [3], аппроксимировалась функцией от скорости трущихся деталей. График этой функции представлен на рис.1.

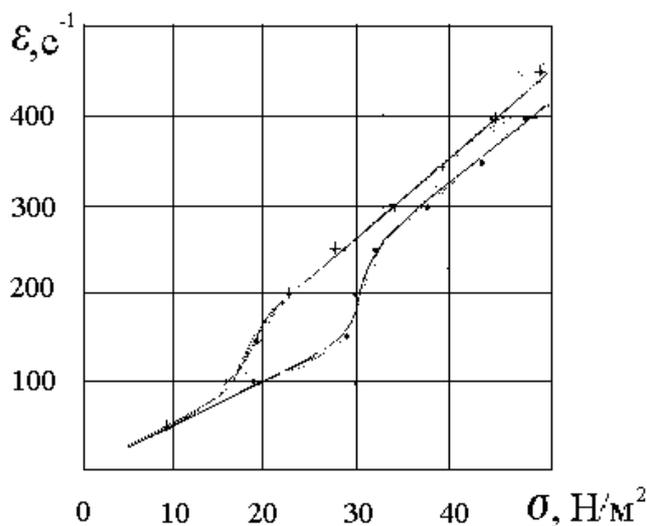


Рис. 1 Зависимость вязкости тиксотропной жидкости от скорости потока

Условия эксплуатации были определены с учетом величин физических процессов, протекающих на различных участках топливного тракта.

Информацию о процессе впрыскивания и его параметрах предоставили осциллограммы давления топлива в рабочей полости насоса - Рн и топливоподводящем канале форсунки - Рф, снятые совместно с осциллограммами подъема иглы (рис. 2) [5].

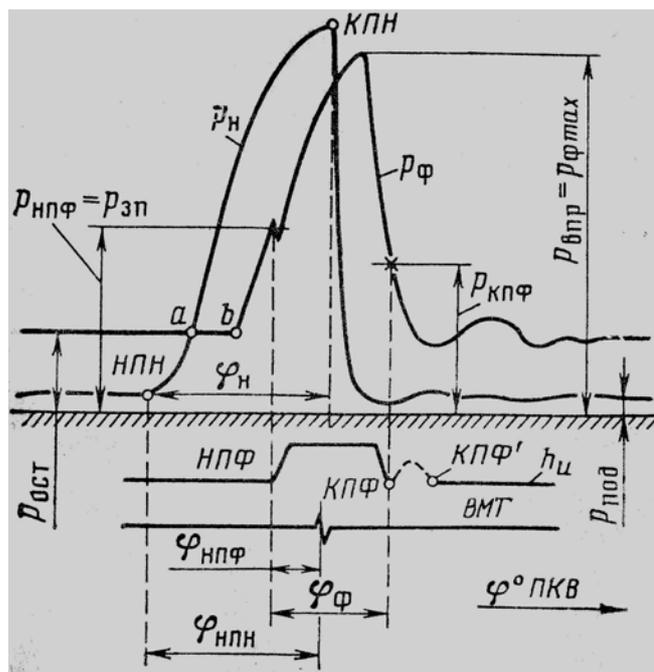


Рис.2 Осциллограммы давления топлива в насосе

Величины и градиент давлений исключили возможность контроля вязкости на участке ТНВД - форсунка и позиционировали место и начальные параметры предлагаемого вискозиметра. Схема установки приведена на рис. 3 [6].

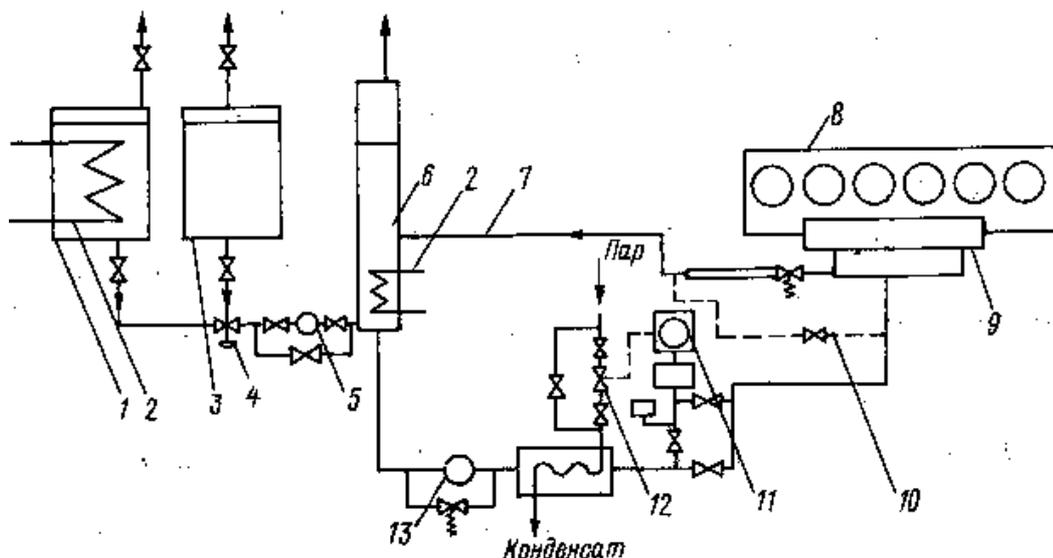


Рис. 3 Принципиальная схема, включения вискозиметра регулирования вязкости топлива: 1 - расходная цистерна тяжелого топлива; 2 - змеевик парового подогревателя; 3 - расходная цистерна дизельного топлива; 4 - смесительный клапан; 5 -расходомер; 6 - смесительная цистерна; 7 -трубопровод прокачки топлива; 8- дизель; 9-ТНВД; 10 - обводной трубопровод; 11 - вискозиметр; 12 - паровой регулирующий клапан; 13 - топливоподкачивающий насос

Таким образом, мы остановили свой выбор на конструкции вискозиметра с пьезоэлектрическим манипулятором, осуществляющего измерение по методу соосных цилиндров.

Принцип соосных цилиндров уже реализован в ряде вискозиметров. Наиболее известен вискозиметр VM-200А фирмы «Дудвелл», представленный на рис. 4 [6].

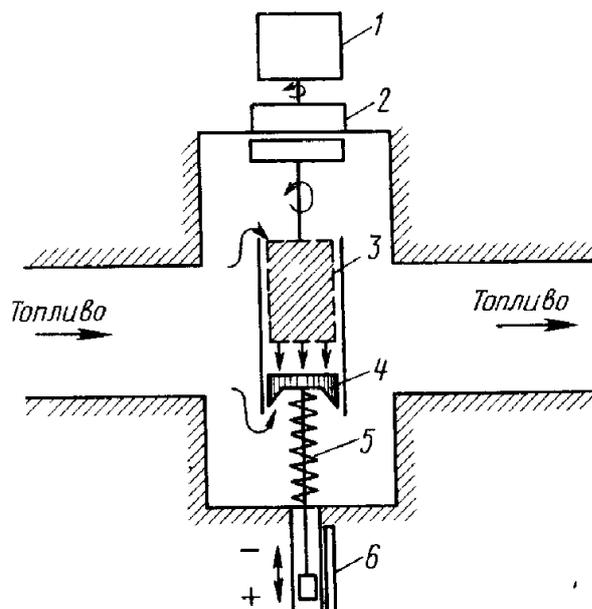


Рис. 4 Вискозиметр VM-200А фирмы «Дудвелл»: 1 - электродвигатель; 2- магнитная соединительная муфта; 3 - винтовой насос; 4 - поршень; 5 - пружина; 6 - чувствительный элемент

Разработанный нами вискозиметр (рис. 5), несмотря на кажущуюся аналогичность, имеет коренные отличия от VM-200А.

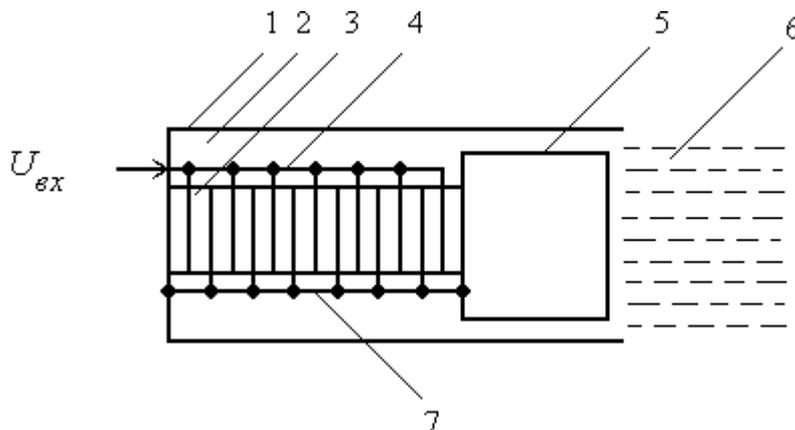


Рис. 5 Вискозиметр: 1 – измерительный зонд, 2 – измерительная камера, 3 – пьезоэлектрический манипулятор, 4 – подводящий сигнал электрод, 5 – поршень, 6 – топливо, 7- общий электрод

Принцип действия такой конструкции заключается в следующем. На пьезоэлектрический манипулятор, выполненный из наборного столбца пьезошайб, включенных встречно-параллельно, подается электрический сигнал. Вследствие прямого пьезоэффекта столбец начинает испытывать деформацию сжатия и растяжения. В результате чего, прикрепленный к манипулятору поршень совершает перемещение внутри измерительной камеры, продавливая жидкость через зазор 15 ± 0.005 мкм. Такая конструкция напоминает плунжерную пару.

В классическом представлении колебательной системы конструкция такого вискозиметра может быть представлена как система с вынужденными колебаниями и вязким демпфированием (рис. 6). В настоящее время такие системы хорошо изучены [7].

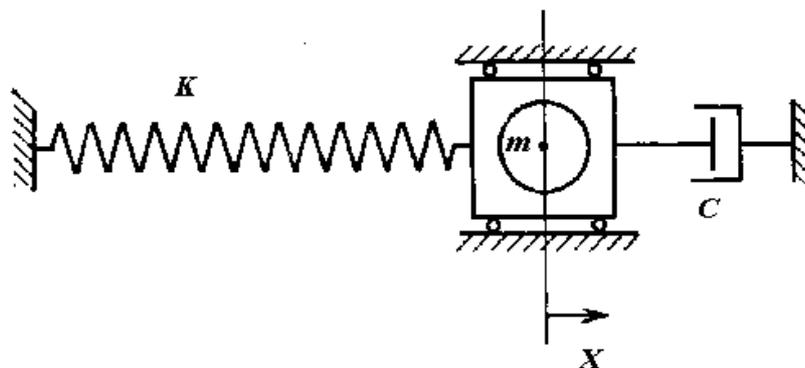


Рис. 6 Колебательная система с вязким демпфированием

Рассмотрим каждый элемент обособленно. В колебательной системе пружина является аналогом пьезоэлектрического манипулятора, а демпфер – тиксотропной жидкости. Используя метод электромеханических аналогий пружину можно заменить эквивалентным конденсатором. Такая замена позволяет в целом оценить процессы, происходящие в устройстве. Однако, для более детального анализа мы воспользовались схемой замещения пьезоэлементов, испытывающих продольные колебания под действием внешнего управляющего напряжения [8] (рис.7).

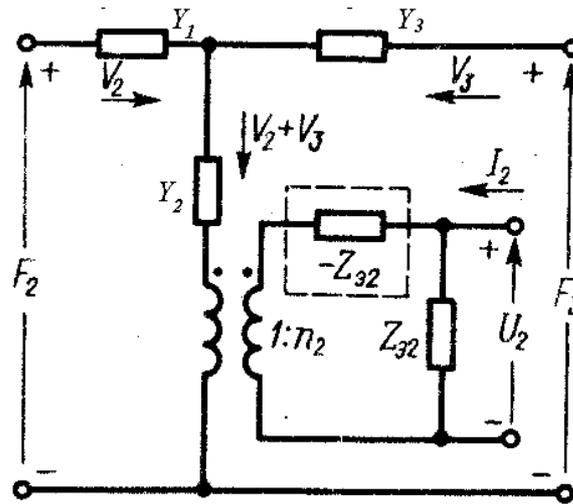


Рис. 7 Схема замещения стержневого пьезоэлемента, совершающего продольные колебания по ширине

При рассмотрении демпфера мы отошли от традиционного представления и воспользовались обобщенной моделью А.Ю. Ишлинского (рис.8, а).

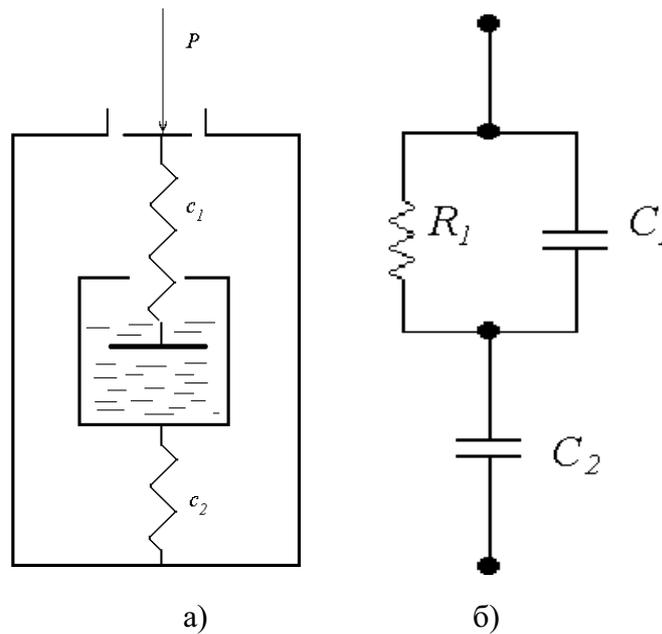


Рис. 8 Обобщенная модель упруго-вязкого тела А.Ю. Ишлинского

Так как представленная модель состоит из набора стандартных элементов, мы произвели её преобразование в электромеханический аналог (рис. 8, б).

Оценивая более широко полученные результаты, мы хотели бы акцентировать внимание на следующих моментах: характеристики составленной электромеханической схемы показали её практически полное сходство с характеристиками натурального эксперимента; метрологические характеристики предлагаемой конструкции значительно превышают характеристики ранее созданных вискозиметров; электромеханическая модель может служить основой для дальнейших исследований в области совершенствования вискозиметров.

Границы следующего этапа нашей работы составляют вопросы исследования ротационных вискозиметров с пьезоэлектрическим роторным двигателем и вискозиметра на соосных цилиндрах с линейным возвратно – поступательным двигателем.

The problems of construction of equivalent circuits of viscosimeters with the piezo-electric drive are considered.

1. Справочник по горюче-смазочным материалам в судовой технике / Гулин Е.И., Якубо Д. П., Сомов В. А., Чечот И. М. - 2-е изд., перераб. и доп. Л.: Судостроение, 1987. – 224 с. ил.
2. Ланчуковский В. И., Козьмивых А. В. Автоматизированные системы управления судовых дизельных и газотурбинных установок. Учебник – М.: Транспорт, 1983. – 320 с.
3. Овчинников П.Ф. Виброреология. – К.: Наук. думка, 1983. – 272 с.
4. Никольский В.В., Ханмамедов С.А. Ротационные вискозиметры // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах: збірник матеріалів конференції (випуск №10 (2003)): – Хмельницький, ПП Ковальський, 2003. – С. 10.
5. Камкин С. В., Возницкий И. В., Шмелев В. П. Эксплуатация судовых дизелей: Учебник для вузов. – М.: Транспорт, 1990. – 344 с,
6. Овсянников М.К., Петухов В. А.; – Судовые дизельные установки: Справочник. – Л.: Судостроение, 1986.– 424 с., ил.
7. Тимошенко С.П., Янг Д.Х., Уивер У. Колебания в инженерном деле / Пер. с англ. Л.Г. Корнейчука; Под. Ред. Э.И. Григолюка. – М.: Машиностроение, 1985. – 472 с.
8. Джагупов Р. Г., Ерофеев А. А. Пьезоэлектронные устройства вычислительной техники, систем контроля и управления: Справочник / – СПб.: Политехника, 1994. – 608 с.

УДК 681.2 : 621.317.33

ПРИНЦИП ПОБУДОВИ ЕЛЕМЕНТІВ ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ, ПРЕДСТАВЛЕНИХ ЦИФРОВИМИ ПРОГРАМНО КЕРОВАНИМИ ВИМІРЮВАЧАМИ

В.С. Тверезовський, Р.В. Бараненко

Постановка проблеми

Розвиток методів і засобів вимірювання і контролю параметрів виробів є невід'ємною частиною науково-технічного прогресу. В даний час істотний вплив на методи побудови вимірювальних систем має впровадження інформаційних технологій, мікропроцесорних засобів для обробки результатів вимірювання, ЕОМ для керуваннями процесами вимірювання.

Однієї з основних задач при розробці вимірювальних систем є підвищення точності і збільшення діапазону роботи засобів вимірювання й контролю при масовому виробництві виробів радіоелектронної промисловості.

Аналіз останніх досліджень

На сьогоднішній день існує багато методів виміру індуктивності [1-4]. Однак вони мають істотні недоліки, що полягають як у недостатній точності і вузькому діапазоні вимірювання, так і відсутності в більшості випадків лінійної шкали виміру індуктивності. У

[1,5,8] запропонований підхід до рішення задачі збільшення діапазону вимірювання і забезпечення лінійної шкали засобу вимірювання, що полягає у використанні резонансного методу з застосуванням керуючого варикапа. Вимірюючи параметри керуючого варикапа, можливо за допомогою нескладних перетворень визначити співвідношення для індуктивності, що залежить від ємності керуючого варикапа засобу вимірювання.

Мета статті

Метою даного методу є підвищення точності виміру індуктивності, збільшення діапазону вимірювання до високих частот і лінеаризація шкали засобу вимірювання.

Основний матеріал

З метою рішення поставленої задачі та усунення недоліків існуючих вимірювачів індуктивності [6,7], що полягають у неможливості автоматичного виміру індуктивності на високих частотах, обумовлених їхніми структурними особливостями, виникає задача створення резонансного програмно керованого вимірювача, структурні особливості якого усунули б існуючі недоліки. При цьому резонансна частота контуру вимірювання, що входить до складу вимірювача, повинна дорівнювати:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C}}, \quad (1)$$

де L – індуктивність, що входить до складу контуру, C – ємність конденсатора в контурі.

Практичним рішенням цієї проблеми є створення цифрового резонансного вимірювача індуктивностей з лінійною шкалою вимірювання, функціональну схему якого приведено на рис.1.

Виконана лінеаризація шкали засобу вимірювання значно спрощує процес вимірювання і роботу із самим вимірювачем.

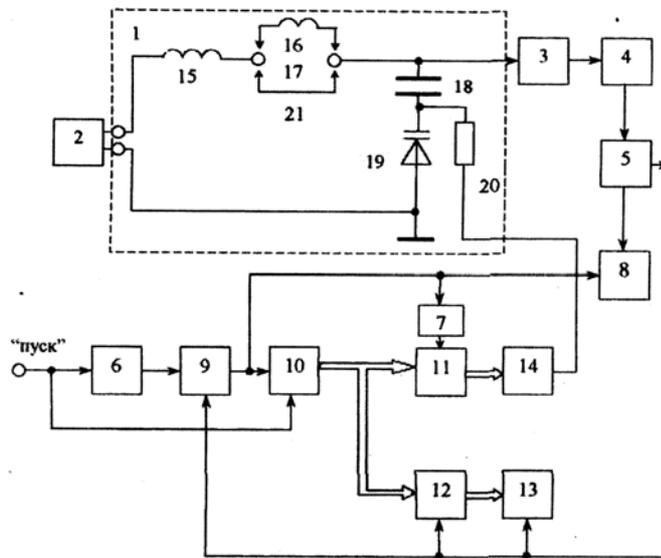


Рис. 1 Функціональна схема резонансного вимірювача індуктивності

До складу вимірювача входять [8]: контур вимірювання 1; високочастотний генератор 2; підсилювач змінної напруги 3; детектор 4; блок виділення екстремуму 5; схеми затримки 6, 7, 8; генератор імпульсів 9; лічильник імпульсів 10; програмовані запам'ятовуючі пристрої (ПЗП) 11, 12; регістр вихідний 13; цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) 14.

До складу контуру вимірювання входять: управляючий варикап 19; розділяючий конденсатор 18; індуктивність L_0 15; контакти для досліджуваної індуктивності 17; пере-

мичка 21; розділяючий резистор 20. Необхідно відзначити, що ємність конденсатора 18 значно більша ємності варикапа 19 і не впливає на роботу контуру. Досліджувана індуктивність позначена номером 16.

В ПЗП 11 попередньо необхідно занести коди, які перетворюються ЦАП 14 в напруги, що подаються через розділяючий резистор 20 на управляючий варикап 19, змінюючи його ємність. В ПЗП 12 попередньо заносяться коди, які відповідають значенням вимірювальної індуктивності. Адресні входи ПЗП 11 і 12 визначаються вихідними кодами лічильника імпульсів 10.

Схеми затримки призначені: схема 6 необхідна для затримки імпульсу, що поступає на вхід генератора імпульсів 9, на час, необхідний для установки лічильника імпульсів 10 в початковий стан імпульсом “пуск”; схема затримки 7 необхідна для затримки імпульсу на час, необхідний для проходження перехідних процесів лічильника імпульсів; схема затримки 8 необхідна для затримки вхідних імпульсів на час, необхідний для перехідних процесів лічильника імпульсів 10, ПЗП 14, контуру вимірювання 1, підсилювача змінної напруги 3, детектора 4 і блоку виділення екстремуму.

Резонансна частота f_0 контуру вимірювання даного вимірювача дорівнює:

$$f_0 = f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_0 + L_x)C_2}}, \quad (2)$$

де f_r - частота генератора, L_x – вимірювана індуктивність, L_0 – індуктивність 15, C_2 – ємність варикапа 19 при цьому резонансі в контурі.

Використовуючи вольтфарадну характеристику управляючого варикапу 19 (див. рис.2) [1] і формулу 3, можна зробити шкалу вимірювання індуктивностей лінійною. Для цього необхідно, щоб коди, записані в ПЗП 11, які визначають значення ємностей управляючого варикапа 19, були такими, щоб сусідні значення L_{xi} , записані в ПЗП 12, відрізнялись між собою на однакові значення ΔL .

$$C_2 = \frac{L_0 C_1}{L_0 + L_x}, \quad (3)$$

де C_1 – максимальне значення ємності варикапа 19 на вибраній ділянці вольтфарадної характеристики.

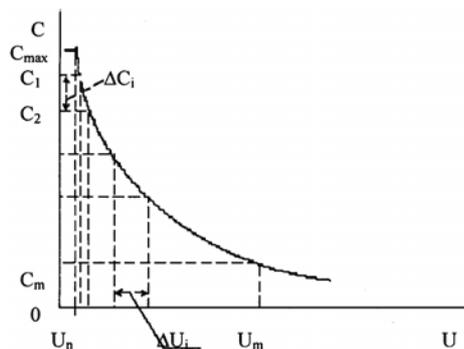


Рис. 2 Вольтфарадна характеристика управляючого варикапу

Значення вимірюваної індуктивності можна знайти, використавши формулу 4.

$$L_x = L_0 \left(\frac{C_1}{C_2} - 1 \right). \quad (4)$$

Визначивши по вольтфарадним характеристикам варикапу 19 напруги зміщення, їхні коди заносяться в ПЗП11. Таким чином, вимірювана індуктивність визначається рівнянням:

$$L_x = \frac{1}{(2\pi f_0)^2} \left(\frac{1}{C_2} - \frac{1}{C_1} \right). \quad (5)$$

Беручи до уваги фольтфарадну характеристику управляючого варикапу 19 (див. рис.2), звідки

$$U = \frac{1}{C}, \quad (6)$$

можна одержати наступне рівняння для L_x :

$$L_x = \frac{1}{(2\pi f_0)^2} (U_2 - U_1), \quad (7)$$

або

$$L_x = k\Delta U, \quad (8)$$

де $k = \frac{1}{(2\pi f_0)^2}$, $\Delta U = U_2 - U_1$.

З рівняння (8) dL_x по dU дорівнює:

$$\frac{dL_x}{dU} = k. \quad (9)$$

Таким чином, шкала вимірювання індуктивності являється лінійною з постійною чутливістю (див. рис.3).

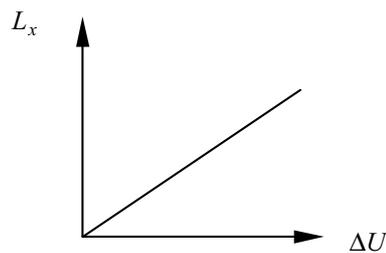


Рис. 3 Шкала засобу вимірювання з постійною чутливістю

Алгоритм програмного керування цифровим вимірювачем індуктивності записується у вигляді:

1. Визначення резонансної частоти f_r генератора імпульсів 9.
2. Встановлення в лічильнику імпульсів 10 адресного одиничного коду.
3. Подання одиничного коду на вхід ПЗП11.
4. Зчитування коду з виходу ПЗП11 на вхід ЦАП14.
5. Встановлення ємності C_1 .
6. Обнуління лічильника імпульсів 10.
7. Запуск генератора імпульсів.
8. Зчитування коду з ПЗП11 за адресою в лічильнику 10.
9. Передавання коду до ЦАП14.
10. Обчислення ΔC_1 .
11. Зменшення ємності управляючого варикапу 19 на ΔC_1 .
12. Обчислення f_k .
13. Якщо $f_k \neq f_r$, то переходимо до шагу 7.
14. Блокування генератора імпульсів 9.
15. Зчитування коду з виходу лічильника імпульсів 10.
16. Подання зчитаного коду до регістра вихідного 13.
17. Обчислення L_x .

Даний алгоритм складається з двох операцій: калібрування вимірювача (пункти 1-5) і вимірювання (пункти 6-17). Основним недоліком алгоритму є необхідність повторення операції калібрування деяке число раз, необхідне для вибірки середнього значення.

Висновки

В результаті даного аналізу реалізоване рішення проблеми цифрового виміру індуктивності у виді програмно керованого цифрового пристрою, забезпечена можливість автоматичного виміру індуктивності на високих частотах, зроблена лінеаризація шкали за собу вимірювання, досягнуте спрощення процесу вимірювання і розроблений алгоритм керування вимірювальним пристроєм.

In given article are considered an opportunity and aspects of construction of controlled gauges of a measuring type, are offered principle of construction of controlled digital measuring devices, algorithm of management and resonant measuring device of inductance circuit.

1. Винокуров В.И., Каплин С.И., Петелин И.Г. Электрорадиоизмерения: Учеб. пособие для радиотехнич. спец. вузов/ Под ред. В.И. Винокурова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1986. – 351 с.: ил.
2. Орнатский П.П., Скрипник Ю.А., Скрипник В.И. Измерительные приборы периодического сравнения. –М.: Энергия, 1975, – 231с.
3. Авдеев Е.Я., Антонюк Б.М., Душин Е.М., Основы метрологии и электрические измерения: 6-е изд., пераб. и доп. –Л.: Энергоатомиздат, 1987. – 480с.
4. Скрипник Ю.А. Повышение точности измерительных устройств. –К.: 1990. –264с.
5. Деклараційний патент на винахід № 48854 А, «Резонансний вимірювач ємності». Автори: В.Є. Ходаков, В.С. Тверезовський, Є.А. Дроздова. 6 G01R29/24. Опубл. 15.08.2002, Бюл. № 8.
6. П.П.Орнатский Автоматические измерения и приборы. – К.: Вища школа, 1986 – с.500, мал.9.12в
7. Винокуров В.И., Каплин С.И., Петелин Н.Г. Электрорадиоизмерения. – М.: Высшая школа, 1986 – с.350, с.264, мал.13.10 а, б.
8. Деклараційний патент на винахід № 50652 А, «Резонансний вимірювач індуктивності». Автори: В.Є. Ходаков, В.С. Тверезовський, Є.А. Дроздова, Р.В. Бараненко. 7 G01R27/26. Опубл. 15.10.2002, Бюл. № 10.

УДК 681.5.012: 681.513.3

К ПРОБЛЕМЕ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ В КЛАССЕ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ВОСПРОИЗВОДЯЩИХ СИСТЕМ С ЭТАЛОННОЙ НАСТРОЙКОЙ КАНАЛОВ

Худяев А.А.

В настоящее время ко многим системам автоматического управления, в том числе к воспроизводящим системам, предъявляются все более высокие требования в отношении полосы пропускаемых частот, порядка астатизма, установившейся динамической точности, максимального ускорения и других динамических показателей.

Воспроизводящие системы, обладающие высокой динамической точностью, необходимы для управления современными быстропротекающими производственными процессами, а также для создания разного рода информационно-измерительных и контроли-

рующих устройств. Известно, что возможности системы в отношении динамической точности в конечном счете определяются предельными значениями координат и производных координат, характеризующих поведение входящих в систему элементов. В первую очередь важны ограничения, наложенные на скорости и ускорения, а иногда, и на рывки привода системы. В одноканальных САУ эти ограничения часто не позволяют увеличивать динамическую точность системы и полосу пропускаемых ею частот до требуемых значений.

Для повышения точности воспроизведения полезного сигнала могут быть использованы многоканальные системы, работающие по замкнутому и разомкнутому циклам [1]. Последующее развитие таких систем привело к созданию многоканальных систем, построенных по принципу “грубого” и “точного” управления и получивших название итерационных многоканальных систем [2]. В классе итерационных многоканальных систем воспроизведение задающих воздействий осуществляется последовательными приближениями (итерациями), реализуемыми соответствующими каналами управления [2,3]. Это позволяет потенциально обеспечить максимально высокую заданную точность работы всей многоканальной системы при стандартных (эталонных) настройках отдельных каналов и в большинстве случаев получать качество воспроизведения, недостижимое в одноканальных системах управления [4 - 6].

В настоящей статье рассмотрим принципиальную возможность эффективного решения проблемы повышения точности воспроизведения полезного сигнала при наличии аддитивных возмущений в подклассе неравноточных многоканальных систем с эталонной настройкой каналов, взаимодействующих по итерационному алгоритму. В частности, решим задачу удобного формального описания неравноточного итерационного алгоритма функционирования многоканальных САУ при наличии помех.

Неравноточный итерационный алгоритм построения многоканальных систем

Практическое применение при создании итерационных систем управления получили так называемые неравноточные итерационные алгоритмы построения [7–9], благодаря сравнительной простоте их технической реализации. В таких системах каждый последующий i -й канал вносит поправку $y_i^*(t)$ в сформированное предшествующими $(i-1)$ -им каналами текущее значение y^{i-1} воспроизводимого сигнала, повышая эффективность системы по i -му выходу. При этом процесс воспроизведения итерационной N -канальной линейной системой полезного сигнала $x(t)$ с учетом влияния аддитивных помех в каналах может быть описан рекуррентными соотношениями вида

$$y_i(t) = y_{i-1}(t) + y_i^*(t), \tag{1}$$

$$y_i^*(t) = \int_{t_0}^t w_i^*(t - \tau_i) [x(\tau_i) - y_{i-1}(\tau_i) + f(\tau_i)] d\tau_i \quad \forall i = \overline{1, N}, \tag{2}$$

где $y_i(t)$ - i -ое приближение к $x(t)$, $y_0(t) = 0$; $y_N(t) \equiv y(t)$ - сигнал на выходе N -канальной системы; $y_i^*(t)$ - поправка, вносимая на i -ом этапе итераций; $w_i^*(t)$ - функция веса i -го замкнутого канала; $f_i(t)$ - помеха (шум), приведенная ко входу i -го автономного канала. Из (1), (2) для ошибок $\varepsilon_i(t) = x(t) - y_i(t)$ ($i = \overline{1, N}$) воспроизведения $x(t)$ в установившемся режиме ($t_0 \rightarrow -\infty$) получим:

$$\varepsilon_0(t) = x(t),$$

$$\begin{aligned}\varepsilon_i(t) &= \varepsilon_{i-1}(t) - \int_{-\infty}^t w_i^*(t-\tau_i) [\varepsilon_{i-1}(\tau_i) + f_i(\tau_i)] d\tau_i = \\ &= \int_{-\infty}^t e_i^*(t-\tau_i) \varepsilon_{i-1}(\tau_i) d\tau_i - \int_{-\infty}^t w_i^*(t-\tau_i) f_i(\tau_i) d\tau_i \quad \forall i = \overline{1, N}.\end{aligned}\quad (3)$$

В частности, при $i=N$ ошибка N -канальной системы

$$\begin{aligned}\varepsilon(t) \equiv \varepsilon_N(t) &= x(t) - y_N(t) = \int_{-\infty}^t e_N^*(t-\tau_N) \varepsilon_{N-1}(\tau_N) d\tau_N - \\ &- \int_{-\infty}^t w_N^*(t-\tau_N) f_N(\tau_N) d\tau_N,\end{aligned}\quad (4)$$

где $e_i^*(t-\tau_i) = \delta(t-\tau_i) - w_i^*(t-\tau_i)$ ($i = \overline{1, N}$) – функция веса ошибки i -го автономного канала, $\delta(t)$ – δ -функция Дирака.

Динамику многомерных, в том числе итерационных многоканальных, систем удобно описывать в векторно-матричной форме, используя операторные представления. На основании соотношений связи (1) – (4) получим следующие операторные уравнения, описывающие динамику неравноточной итерационной N -канальной системы:

$$\bar{y}(t) = M(p) \bar{x}(t), \quad (5)$$

$$\bar{\varepsilon}(t) = \bar{\varepsilon}_x(t) + \bar{\varepsilon}_f(t) = E(p) x(t) - M_f(p) \bar{f}(t), \quad p = \overset{\Delta}{d/dt}, \quad (6)$$

где

$$M = M_f = \begin{bmatrix} W_1^* & 0 & 0 & \dots & 0 \\ W_1^* E_2^* & W_2^* & 0 & \dots & 0 \\ W_1^* E_2^* E_3^* & W_2^* E_3^* & W_3^* & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ W_1^* \prod_{\mu=2}^N E_\mu^* & W_2^* \prod_{\mu=3}^N E_\mu^* & W_3^* \prod_{\mu=4}^N E_\mu^* & \dots & W_N^* \end{bmatrix}; \quad E = \begin{bmatrix} E_1^* \\ E_1^* E_2^* \\ E_1^* E_2^* E_3^* \\ \dots \\ \dots \\ \prod_{\mu=1}^N E_\mu^* \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Здесь $p = \overset{\Delta}{d/dt}$ – оператор дифференцирования по времени; $M \equiv M(p)$ – операторная матрица, преобразующая в общем случае вектор входа системы $\bar{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$ с элементами $x_i(t) = \varepsilon_{i-1}(t) + f_i(t) \quad \forall i = \overline{1, N}$ в вектор выхода $\bar{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_N(t)]^T$ и определяемая на основании (1), (2); $E \equiv E(p)$ и $M_f \equiv M_f(p)$ – операторные матрицы, преобразующие соответственно сам полезный сигнал $x(t)$ и вектор помех $\bar{f}(t) = [f_1(t), f_2(t), \dots, f_N(t)]^T$ в векторы ошибок многоканальной системы:

$$\bar{\varepsilon}_x(t) = [\varepsilon_{1x}(t), \varepsilon_{2x}(t), \dots, \varepsilon_{Nx}(t)]^T$$

и

$$\bar{\varepsilon}_f(t) = [\varepsilon_{1,f_1}(t), \varepsilon_{2,f_1,f_2}(t), \dots, \varepsilon_{N,f_1,f_2,\dots,f_N}(t)]^T,$$

и определяемые на основании (3), (4). В матрицах (7) обозначено: $W_i^* \equiv W_i^*(p)$ ($i = \overline{1, N}$) – линейные дифференциальные операторы отдельных каналов, соответствующие функциям $w_i^*(t)$; $E_\mu^* \equiv E_\mu^*(p) = 1 - W_\mu^*(p)$ ($\mu = \overline{1, N}$) – операторы ошибок отдельных каналов, соответствующие $e_\mu^*(t)$.

Полученным операторным матрицам $M(p)$ и $E(p)$ удовлетворяют соответствующие им структуры неравноточных итерационных САУ [2,7,9]. Вариант структурной схемы неравноточной итерационной N -канальной воспроизводящей системы, предназначенной для измерения полезного сигнала, показан на рис.1, где $R_i^* \equiv R_i^*(p)$ ($i = \overline{1, N}$) – операторы отдельных разомкнутых каналов.

Из формул (3) - (7) и рис.1 видно, что в неравноточных итерационных многоканальных системах, в отличие от равноточных [7], ошибки $\varepsilon_i(t)$ уменьшаются с ростом номера $i=1,2,\dots,N$ канала воспроизведения. При этом точность воспроизведения задающего воздействия $x(t)$ N -канальной ($N \geq 2$) системой может быть существенно повышена по сравнению с одноканальной ($N=1$) за счет подключения дополнительных уточняющих каналов.

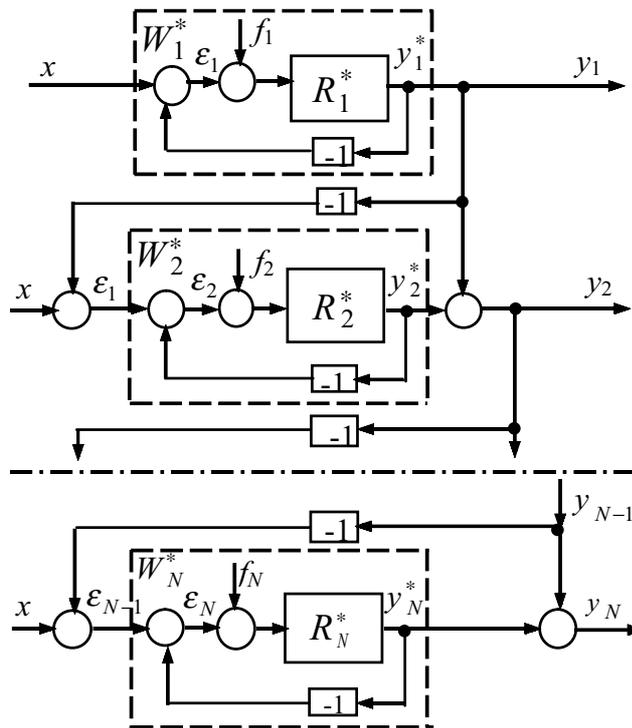


Рис. 1 Вариант структурной схемы итерационной N -канальной воспроизводящей системы

Формирующие параметры каналов

Преимущественное применение в промышленных автоматизированных электромеханических системах получили системы управления унифицированными электроприводами с эталонной (или типовой) настройкой контуров управления и с возможностью перенастройки основных параметров регуляторов. Для синтеза таких систем используют метод эталонных операторов (ЭО), развитый применительно к итерационным многоканальным САУ в работах [2,5,10]. Согласно этому методу динамика процессов в каждом автономном канале многоканальной системы определяется некоторым выбранным эталонным оператором $W_{\text{э}i}(p)$ ($i = \overline{1, N}$). При этом реальные операторы каналов $W_i^*(p)$, соответствующие $w_i^*(t)$, представляются в виде:

$$W_i^*(p) = W_{\text{э}i}(r_i p) \quad \forall i = \overline{1, N}, \quad (8)$$

где r_i - формирующий параметр (масштабный множитель), имеющий размерность времени; в этом случае $\Omega_i = r_i^{-1}$ характеризует полосу пропускания соответствующего i -го канала с эталонной настройкой;

$$W_{\text{э}i}(p) = \frac{D_{\text{э}i}(p)}{C_{\text{э}i}(p)} = \frac{d_{i,m_i} p^{m_i} + d_{i,m_i-1} p^{m_i-1} + \dots + d_{i1} p + d_{i0}}{c_{i,n_i} p^{n_i} + c_{i,n_i-1} p^{n_i-1} + \dots + c_{i1} p + c_{i0}},$$

$$m_i \leq n_i - 1 \quad \forall i = \overline{1, N} \quad (9)$$

заданные (или синтезированные) эталонные операторы, соответствующие принятым типовым настройкам каналов.

Из (8), (9) следует, что с физической точки зрения каждый формирующий параметр r_i ($i = \overline{1, N}$) определяет реальную полосу пропускания $\Omega_{\text{П}i}$ соответствующего i -го канала с эталонной настройкой, не меняя при этом характера динамики заданных (эталонных) характеристик, в частности, частотной характеристики канала $W_{\text{э}i}(\omega)$, где $\omega = 2\pi\Omega$ - угловая частота (скорость), рад/с. Поэтому, не нарушая общности, примем: $r_i^{-1} \equiv \Omega_i = \Omega_{\text{П}i} \quad \forall i = \overline{1, N}$.

Учитывая, что воспроизводящие системы обладают астатизмом, как правило, не ниже первого порядка, то есть в формуле (9) $c_{i0} = d_{i0} \quad \forall i = \overline{1, N}$, для операторов ошибок каналов многоканальной воспроизводящей системы с учетом (8), (9) можно записать

$$E_{\text{э}i}(p) = 1 - W_{\text{э}i}(p) = \frac{p^{v_{\text{э}i}^*}}{k_{\text{э}i}^*} E_{\text{э}i}^*(p), \quad E_{\text{э}i}^*(0) = 1;$$

$$E_i^*(p) = E_{\text{э}i}(r_i p) = \frac{r_i^{v_{\text{э}i}^*}}{k_{\text{э}i}^*} p^{v_{\text{э}i}^*} E_{\text{э}i}^*(r_i p) \quad \forall i = \overline{1, N}, \quad (10)$$

где $v_{\text{э}i}^* \geq 1$ и $k_{\text{э}i}^*$ - порядок астатизма и коэффициент усиления i -го канала. Из (10) для коэффициента ошибки $k_{\text{э}x}$, характеризующего величину сигнала ошибки $\varepsilon_x(t)$

N -канальной системы с эталонной настройкой, получим:

$$k_{\text{э}x} = \frac{\prod_{i=1}^N r_i^{v_{\text{э}i}^*}}{\prod_{i=1}^N k_{\text{э}i}^*}. \quad (11)$$

Отсюда видно, что при обращении в нуль любого из масштабных множителей $r_i = 0$ ($i = \overline{1, N}$), что соответствует бесконечной полосе пропускания этого канала, имеет место полная инвариантность итерационной системы по отношению к полезному сигналу $x(t)$.

Значения формирующих параметров r_i ($i = \overline{1, N}$) характеризуют также соотношения между полосами пропускания отдельных каналов. Если оператор первого канала принят в качестве эталонного $W_1^*(p) \equiv W_{\omega_1}(p)$ ($r_1=1$), то числа r_2, r_3, \dots, r_N показывают, во сколько раз полоса пропускания k -го ($k = \overline{2, N}$) канала Ω_k шире (если $r_k < 1$) полосы пропускания первого Ω_1 . Как видно из (11), с увеличением полосы пропускания ($r_k < 1$) уменьшается значение коэффициента ошибки k_{ex} и увеличивается компенсирующее действие k -го ($k = \overline{2, N}$) канала по сигналу ошибки $\varepsilon_x(t)$.

В качестве эталонной системы, получившей широкое применение при синтезе воспроизводящих САУ, примем фильтр Боттерворта n -го порядка [2], для которого с учетом (9)

$$W_{\omega}(p) = \frac{D_{\omega}(p)}{C_{\omega}(p)} = \frac{1}{C_{\omega}(p)}, \quad (12)$$

где характеристический полином $C_{\omega}(p)$ в зависимости от порядка n ($n \leq 3$) имеет вид:

$$C_{\omega}(p) = T_{\omega}p + 1, \quad (13)$$

$$C_{\omega}(p) = T_{\omega}^2 p^2 + 1,41T_{\omega}p + 1, \quad (14)$$

$$C_{\omega}(p) = T_{\omega}^3 p^3 + 2T_{\omega}^2 p^2 + 2T_{\omega}p + 1.$$

Фильтр Боттерворта, как известно, имеет частотные характеристики компактно расположенные относительно частоты $\Omega_{\omega} = T_{\omega}^{-1}$ и является приближением к идеальному ФНЧ.

Таким образом, динамика i -го канала, описываемая заданным эталонным оператором (9), соответствует принятой типовой настройке канала и зависит от одного формирующего параметра r_i , определяющего полосу пропускания этого канала. При этом метод ЭО позволяет определить влияние каждого из каналов с заданной эталонной настройкой $W_{\omega_i}(p)$ ($i = \overline{1, N}$) на динамические свойства N -канальной системы с помощью минимального числа формирующих параметров r_1, r_2, \dots, r_N , равного числу каналов. В результате сложная задача синтеза оптимальных операторов N -канальной итерационной системы сводится к более простой задаче параметрической оптимизации в области формирующих параметров. Вопросы анализа и синтеза собственно итерационных многоканальных систем, в том числе с эталонной настройкой каналов, рассмотрены, в частности, в работах [5,6,10,11].

Ошибки и структуры неравноточной итерационной двухканальной ($N=2$) воспроизводящей системы

Из-за относительно высокой стоимости технической реализации, производства и эксплуатации реальных многоканальных систем, построенных по итерационному принципу, преимущественное применение для повышения точности воспроизведения законов управления получили, прежде всего, двухканальные ($N=2$) итерационные системы с эта-

лонной настройкой [4,8,9,12,13]. Соотношения (3) - (9) позволяют исследовать влияние динамических характеристик каждого из каналов на динамические свойства двухканальной системы.

Ошибку воспроизведения $x(t)$ неравноточной итерационной двухканальной системой получим из формул (6), (7) при $N=2$:

$$\varepsilon(t) \equiv \varepsilon_2(t) = \varepsilon_x(t) + \varepsilon_f(t) + \varepsilon_\varphi(t) = E_1^*(p)E_2^*(p)x(t) - W_1^*(p)E_2^*(p)f(t) - W_2^*(p)\varphi(t), \quad (15)$$

где

$$\varepsilon_x(t) \equiv \varepsilon_{2x}(t) = E_1^*(p)E_2^*(p)x(t), \quad (16)$$

$$\varepsilon_f(t) \equiv \varepsilon_{2,f1}(t) = -W_1^*(p)E_2^*(p)f(t), \quad (17)$$

$$\varepsilon_\varphi(t) \equiv \varepsilon_{2,f2}(t) = -W_2^*(p)\varphi(t) \quad (18)$$

- составляющие установившегося значения ошибки системы соответственно по задающему воздействию $x(t)$ и от действия помех $f(t) = f_1(t)$ на первый и $\varphi(t) = f_2(t)$ на второй каналы.

Ошибку одноканальной (грубой) системы найдем, полагая в (15) $W_2^*(p) = 0$; $E_2^*(p) = 1 - W_2^*(p) = 1$:

$$\delta(t) \equiv \varepsilon_1(t) = \delta_x(t) + \delta_f(t) = E_1^*(p)x(t) - W_1^*(p)f(t), \quad (19)$$

где

$$\delta_x(t) \equiv \varepsilon_{1x}(t) = E_1^*(p)x(t), \quad (20)$$

$$\delta_f(t) \equiv \varepsilon_{1,f1}(t) = -W_1^*(p)f(t) \quad (21)$$

- составляющие установившегося значения ошибки первого, грубого канала двухканальной системы соответственно по задающему воздействию $x(t)$ и помехе $f(t)$. Тогда вместо (15) для двухканальной системы получим

$$\varepsilon(t) = E_2^*(p)\delta(t) - W_2^*(p)\varphi(t),$$

откуда с учетом (16) – (18) видно, что при $W_2^*(p) \approx 1$, то есть при достаточно широкополосном втором, точном канале:

$$\varepsilon_x \approx \varepsilon_f \approx 0, \quad \varepsilon(t) \rightarrow -\varphi(t).$$

Из приведенных соотношений следует, что в неравноточной итерационной двухканальной системе на выходе второго, точного канала имеет место одновременная компенсация ошибок, обусловленных как задающим воздействием $x(t)$, так и помехой $f(t)$, приложенной к первому, грубому каналу. Помеха $\varphi(t)$, приложенная ко второму каналу, не компенсируется. В этом смысле каналы не равноценны.

В подклассе итерационных двухканальных систем [2-4,6,8,9] первый, грубый канал W_1^* (см. рис.1 при $N=2$) несет на себе основную силовую нагрузку в реализации задачи воспроизведения $x(t)$ ($y_1^* \approx x$) и обладает необходимым усилением по мощности. Второй,

точный канал W_2^* – маломощный, но имеет, как правило, значительно более широкую полосу пропускания Ω_2 ($\Omega_2 > \Omega_1$) и относительно невысокий уровень помех $\varphi(t)$. Задача второго канала – компенсация сигнала ошибки $\delta(t)$ (19) воспроизведения $x(t)$ первым, грубым каналом W_1^* , для чего он должен иметь высококачественное (например, цифровое) измерительное устройство. С учетом этого первый канал принято также называть основным, а второй – компенсирующим.

В итерационных двухканальных измерительных системах выходная величина $y(t)$ формируется по разомкнутому циклу, что предъявляет высокие требования к точности суммирования $y_1^*(t)$ и $y_2^*(t)$. Структуры итерационных измерительных систем, рассмотренные в работах [6,10,11] и на рис. 1, неприменимы, если выход системы связан с силовой нагрузкой.

Варианты структурных схем итерационных двухканальных воспроизводящих систем с контролем выходной величины $y_2(t) \equiv y(t)$ по замкнутому циклу показаны на рис. 2, а, б, где $R_i^* \equiv R_i^*(p)$ ($i=1,2$) – операторы отдельных разомкнутых каналов. Эти структуры также реализуют неравноточный итерационный алгоритм воспроизведения (1) – (7) при $N=2$. Однако, в отличие от структуры на рис. 1, структуры на рис. 2 соответствуют итерационным системам, выход которых связан с инерционной (силовой) нагрузкой.

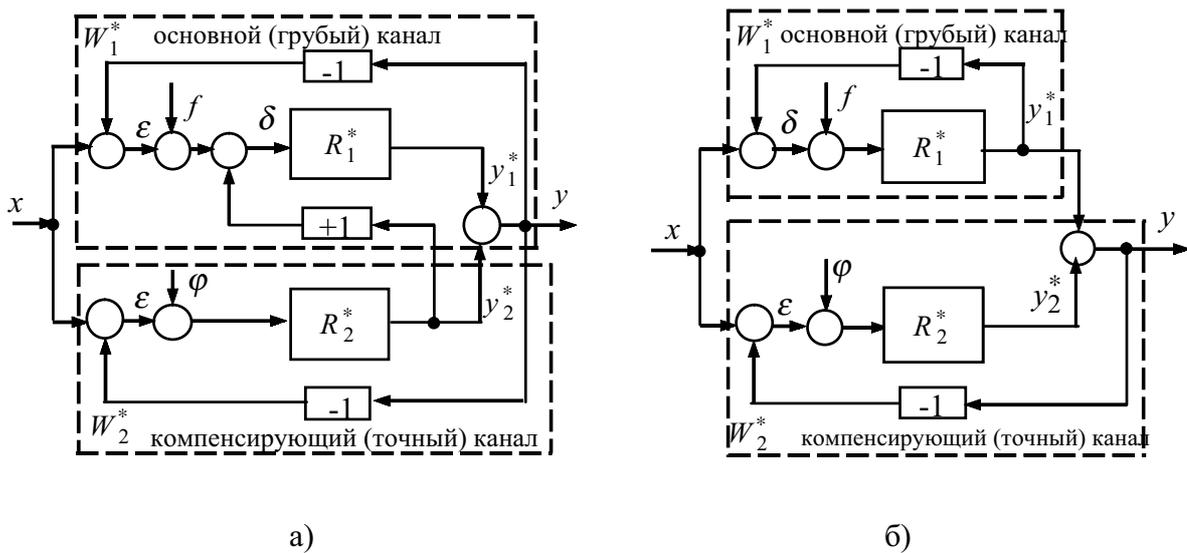


Рис. 2 Варианты структурных схем итерационных двухканальных воспроизводящих систем с контролем выходной величины по замкнутому циклу

Выводы

1. Показано, что при $w_i^*(t) \rightarrow \delta(t)$ на i -ом выходе итерационной многоканальной системы эквивалентный полезный сигнал воспроизводится практически без искажений, то есть достигается компенсация не только динамических ошибок воспроизведения задающего воздействия $x(t)$, но и ошибок от воздействия помех $f_1(t), f_2(t), \dots, f_{i-1}(t)$ на предшествующие каналы. Наличие помехи $f_N(t) \neq 0$ в последнем уточняющем канале ($i=N$) ограничивает достижение максимально высокой точности воспроизведения с помощью неравноточных итерационных систем, так как ошибка, обусловленная $f_N(t)$, остается

нескомпенсированной. Вместе с тем, интенсивность помехи $f_N(t)$, как правило, весьма незначительна.

2. Получена удобная векторно-матричная форма (5) - (7) формального описания неравноточного итерационного алгоритма функционирования многоканальных САУ при наличии помех. Показаны преимущества метода ЭО применительно к задаче синтеза итерационных многоканальных систем.

3. Рассмотрены выражения для ошибок и варианты структурной схемы неравноточной итерационной двухканальной ($N=2$) воспроизводящей системы с контролем выходной величины $y(t)$ по замкнутому циклу и при наличии помех $f(t)=f_1(t)$ и $\varphi(t)=f_2(t)$, приведенных по входам соответственно первого и второго каналов управления.

Полученные результаты подтверждают принципиальную возможность эффективного решения проблемы повышения точности воспроизведения полезного сигнала при наличии аддитивных возмущений с помощью неравноточных итерационных многоканальных систем с эталонной настройкой каналов.

Within the frames of the solution of the problem of reproduction precision improvement of the setting impacts, an effective non-equal-precision iterative algorithm of the design of multi-channel control systems is considered. The method of standard channel operators is formulated. The errors correlations and a structural diagrams of two-channel reproduction control systems with non-equal-precision iterative algorithm of operation are given.

1. Клубникин П.Ф. Объединенные следящие системы с двумя приводами // Автоматика и телемеханика. – 1959. – Т. XX. – №2. – С.161 – 175.

2. Осмоловский П.Ф. Итерационные многоканальные системы автоматического управления. – М.: Сов. радио, 1969. – 256 с.

3. Следящие приводы. В 2-х кн. / Под ред. Б.К. Чемоданова. Кн. Первая. – М.: Энергия, 1976. – 480 с.

4. Никольский А.А. Точные двухканальные следящие электроприводы с пьезокомпенсаторами. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 160 с.

5. Худяев А.А. Алгоритм расчета дисперсий ошибок многоканальных итерационных систем методом рекуррентных уравнений // Автоматика. – 1986. – №6. – С. 43 – 52.

6. Осмоловский П.Ф., Худяев А.А. Влияние запаздывания входных координат на динамическую точность двухканальной итерационной измерительной системы // Автоматика. – 1990. – №2. – С. 35 – 42.

7. Худяев А.А., Московец В.И. Эффективность итерационных алгоритмов построения следящих систем с неидентичными входными координатами // Автоматизация технологических процессов и производств. – Харьков: ХАИ, 1988. – С. 130 – 143.

8. Никольский А.А. Новые высокоточные электроприводы с пьезокомпенсаторами для станков, механизмов и приборов // Электротехника. – 1993. – №1. – С. 27 – 31.

9. Многоканальные итерационные системы управления: Учебное пособие / Б.И. Кузнецов, А.А. Худяев, И.Н. Богаенко и др. – К.: НПК “КИА”, 1998. – 224 с.

1 Худяев А.А., Гвоздева Е.В. Автоматизированное проектирование итерационных многоканальных систем с эталонной настройкой каналов // Вестник ХГПУ. Сборник научных трудов. Тематический выпуск 113. – Харьков: ХГПУ, 2000. – С. 49 – 56.

2 Худяев А.А. Оптимальные структуры каналов управления и оценка точности в классе итерационных многоканальных воспроизводящих систем // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник ХГПУ. Спец. выпуск. – Харьков: ХГПУ, 1998. – С. 52 – 54.

3 Двухкорный линейный синхронный привод обрабатывающего центра / Б.И. Кузнецов, А.А. Худяев, И.М. Некрасов, В.И. Русаев // Электротехника. – 1993. – №4. – С. 11 – 18.

4 Худяев А.А. Многоканальный прецизионный линейный электропривод для станков инструментального производства // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник ХГПУ. Спец. выпуск. – Харьков: ХГПУ, 1998. – С. 279 – 280.

УДК 621.362

ИСПЫТАНИЕ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В УСЛОВИЯХ ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ ТЕМПЕРАТУРНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Шутов С.В., Аппазов Э.С., Марончук А.И.

Реальные условия работы фотоэлектрических преобразователей (ФЭП) связаны с периодическим воздействием на приборные структуры различных внешних неблагоприятных факторов, приводящих к деградации эксплуатационных характеристик ФЭП. На стадии проектирования и разработки новых конструкций ФЭП важно максимально полно уменьшить негативное влияние внешних факторов и, учитывая это, оптимизировать конструкцию фотопреобразователя.

Для изучения влияния температурных колебаний в условиях концентрированного потока излучения на эксплуатационные характеристики и электрофизические параметры приборных структур ФЭП нами разработан измерительный стенд [1]. Блок схема измерительного стенда представлена на рис. 1. Для исследования свойств на образец ФЭП 1, помещенный в вакуумную камеру 2, направляется световой поток, сформированный источником излучения 4, линзой Френеля 5, светофильтром 6 и кварцевым окном 7. Температурная зависимость параметров ФЭП определяется при испарении жидкого азота из трубки крепления образца под действием нагрева печи 3. Регулировка мощности светового потока осуществляется при помощи источника питания ИСН-1, а скорость нагрева образца – блоком УИП- 8. Коммутатор и блок измерительных приборов, обозначенных на рис 1 (mA, ma; В7-27; В7-16) служат для контроля температуры образца и снятия нагрузочных характеристик и определения характера потерь, сопровождающих процесс преобразования световой энергии в электрическую.

Определение величины этих потерь, с одной стороны, позволяет установить причину снижения коэффициента полезного действия (к.п.д), с другой - совершенствовать технологию изготовления ФЭП.

Баланс подводимой к р-n- переходу ФЭП и отводимой от него энергии может быть представлен в виде [2]:

$$\frac{1}{e} I_{\phi} E_g = I_n \left[\frac{kT}{e} \ln \frac{N_c}{N_D} + \frac{kT}{e} \ln \frac{N_v}{N_A} + (U_k - U_H) + U_H \right] + \frac{1}{e} (I_{\phi} - I_n) E_g. \quad (1)$$

Здесь E_g – ширина запрещенной зоны полупроводника, N_c и N_v – эффективные плотности состояний у краев зон проводимости и валентной, соответственно; $U_k = (E_g/e) + (kT/e) [\ln(N_D/N_C) + \ln(N_A/N_V)]$ - контактная разность потенциалов, $I_{\phi} = I_{кз}$ – ток короткого замыкания, I_n , U_H – соответственно. Ток и напряжение на нагрузке, соответствующее максимальной электрической мощности $P_{эл.мах}$, отдаваемой образцом ФЭП.

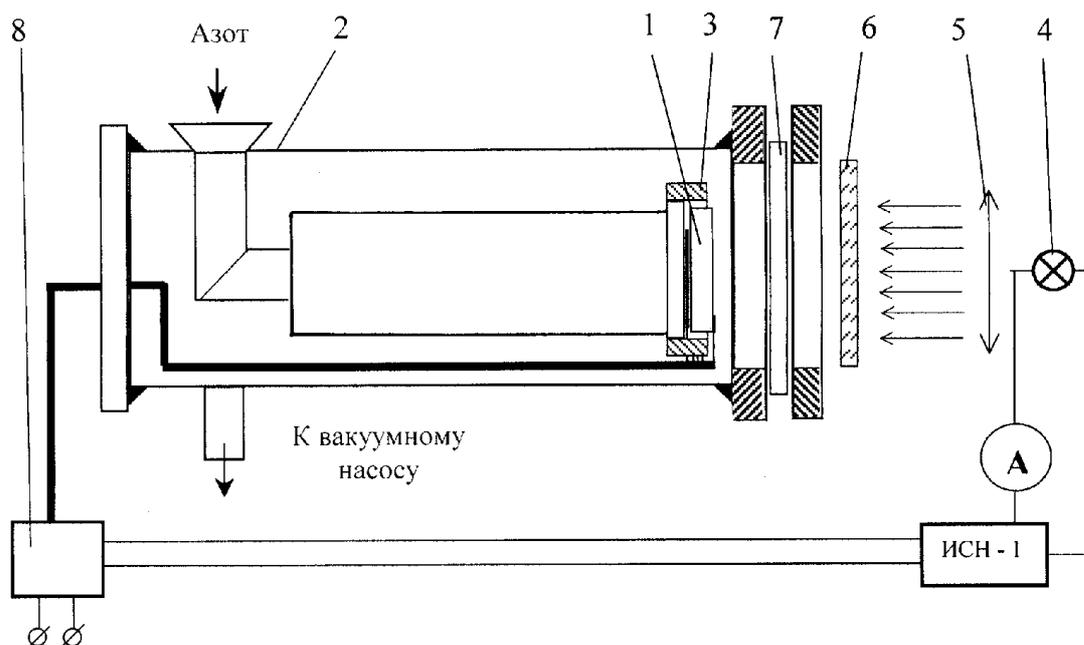


Рис. 1 Блок-схема установки

В соответствии с выражением (1) подводимая энергия излучения, теряемая и отводимая электрическая энергия представляется в виде диаграммы (рис. 2). Кривая на рис. 2 представляет собой нагрузочную характеристику:

$$I_n = I_\phi - I_0 \left[\exp \left(\frac{eU_n}{AkT} \right) - 1 \right], \quad (2)$$

где $A - \text{const}$, I_0 – ток насыщения.

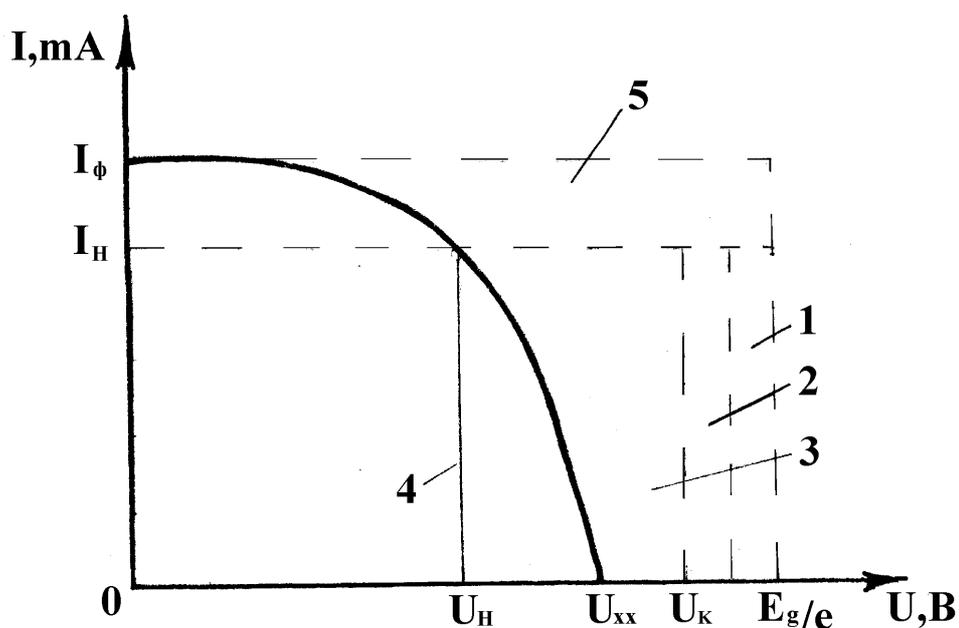


Рис. 2 Типовая нагрузочная характеристика ФЭП

Прямоугольники 1 и 2 (рис. 2) соответствуют энергетическим потерям на нагрев контактов, 3 – потери энергии в области р-п- перехода, 4 – полезная отводимая электриче-

ская энергия, δ – потери при рекомбинации электронно – дырочных пар при протекании темнового тока. В сумме площадь всех прямоугольников соответствует энергии подводимого излучения $\frac{1}{e} \phi E_g$.

Таким образом, определение нагрузочной характеристики на устройстве, приведенном на рис. 1 позволяет определить соотношение компонентов энергетических потерь, а изменение этого соотношения при различных уровнях освещенности и различных температурах образца ФЭП – анализировать причины и оптимизировать конструктивное исполнение ФЭП.

The apparatus construction for study operating parametries photovoltaics converts are worked and presented. The principles of measuring these parametries in extremal temperature oscillations conditions are described.

1. МПК G01R31/26 Лубяный В.З., Шутов С.В., Аппазов Э.С., Марончук А.И. Устройство для изучения эксплуатационных характеристик фотовольтаических преобразователей. (Свидетельство №55796А от 15.04.2003 г.)

2. Андреев В. М., Грилихес В. А., Румянцев В. Д. Фотоэлектрическое преобразование концентрированного солнечного излучения. – Л.: Наука, 1989. – 310 с.

ЭКОНОМИКА НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ПРОГРЕССА

УДК 681.031

МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ ВЛИЯНИЯ ФАКТОРОВ
СУБЪЕКТИВНОСТИ И НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ
В СИСТЕМАХ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ

Бабенко Н.И., Крючковский Д.А., Маломуж Т.В.

Введение, актуальность проблемы

Несмотря на интенсивное развитие методов поддержки принятия решений в экономике, политике и технике, сами системы поддержки принятия решений в этих областях внедряются с большим трудом. Основным фактором, объясняющим данный процесс, является то, что на решения человека достаточно сильное влияние оказывают субъективные предпочтения и оценки, в то время как результаты, полученные с помощью компьютера, воспринимаются как «объективно актуальные», не учитывающие его персональные взгляды и интересы. Поэтому одной из важнейших задач компьютерной поддержки принятия решений становится сочетание оценок, полученных уже устоявшимися методами исследования операций с субъективными оценками руководителя. Решение данной задачи порождает и обратную проблему: как выявить факторы субъективности и свести их к минимуму, в случае, когда объективная оценка результатов решения отсутствует, и ее заменяют экспертные оценки специалистов. Преодоление указанных трудностей представляет собой актуальную научную проблему, без решения которой разработка интеллектуальных систем поддержки принятия решений (СППР), способных эффективно решать реальные прикладные задачи, становится невозможной.

Постановка задачи, основная часть

При практической реализации СППР необходимо учитывать, что наиболее серьезной трудностью, и одной из главных причин, объясняющих возникновение факторов субъективности, является необходимость преодоления проблем неопределенности. В соответствии с [1], все неопределенности, имеющие место в СППР, могут быть разделены на три класса: неопределенности, связанные с неполнотой знаний о проблеме, по которой принимается решение, неопределенность, связанная с невозможностью точного учета реакции окружающей среды на действия лица, принимающего решения (ЛПР), неопределенность, обусловленная неточным пониманием своих действий самим ЛПР. Степень неопределенности зависит от [2]:

- сложности ситуации;
- доступности альтернатив;
- неясности результатов, полученных после реализации решения;
- отсутствие четких представлений о взаимосвязи возможных решений;
- четкости предпочтений руководителя возможным результатам, полученным после принятия того или иного решения;
- величины возможного выигрыша или потери в результате выполнения решения;
- требований процедурной рациональности;
- силы используемых эвристик и ряда других трудноучитываемых факторов.

Ввести какую-либо меру для оценки влияния каждого из перечисленных факторов достаточно сложно, поэтому опытный руководитель должен в совершенстве владеть искусством формирования субъективных оценок – оценок, сделанных на основе собственного опыта, интуиции, предпочтения или интереса, но не абсолютно точного знания. Он вы-

нужден исходить из своих субъективных представлений об эффективности возможных альтернатив и важности различных критериев. Объективной составляющей процесса принятия решений при этом остаются ограничения (ресурсов, времени и др.) накладываемые внешней средой на возможные решения, а также объективные законы развития управляемого процесса, если они известны. В наибольшей степени данная особенность принятия решений характерна для экономики, социологии, политики, экологии и некоторых других областей, законы функционирования которых еще плохо формализованы и изучены. Применение точных математических моделей и аналитических зависимостей в этом случае зачастую дает достаточно грубые, а иногда даже качественно неверные результаты [3]. Это связано как с огромной сложностью этих проблем, так и с их зависимостью от чисто субъективных факторов, кроме того, нельзя не учитывать, что модель может оказаться неустойчивой.

В этой связи основной задачей настоящей работы стала разработка методов снижения влияния факторов субъективности и неопределенности при принятии управленческих решений, которые могут быть использованы в процессе создания СППР. Решение данной задачи целесообразно осуществлять с помощью математических моделей и методов оценки возможных сценариев (вариантов решений), которые воспринимаются как рекомендации для последующей оценки руководителем, и возможно, неформального анализа. Наличие фазы неформального анализа является абсолютно необходимым ввиду того, что решения, принимаемые ЛПР для достижения цели, можно разделить на две большие группы:

- неожиданные, принципиально новые и новаторские решения, которые не могут быть выявлены в результате автоматизированной обработки данных на компьютере;
- решения, основанные на типовых сценариях, полученные на аналогиях или путем комбинации частных решений; генерация которых доступна компьютеру.

Поэтому типовая СППР, предназначенная для решения подобных задач, представляет собой объединенную информационным процессом совокупность технических средств и программного обеспечения, работающих во взаимосвязи с человеком (коллективом людей), и способную на основе сведений и знаний при наличии мотивации синтезировать цель, вырабатывать решение о действии и находить рациональные способы достижения цели.

Общая структурная схема процесса принятия решений, реализуемого в интеллектуальной СППР (ИСППР) такого типа, представлена на рис. 1, из которого легко видеть, что синтез цели (целей), осуществляемый ЛПР, играет в этом процессе ключевую роль.

Практический опыт создания СППР по социально-экономическим вопросам для облминистрации г. Херсона показал, что существует три основные группы проблем, представляющих сложность для разработчиков. Первая связана с многокритериальностью функции предпочтения ЛПР и сложностью ранжирования частных критериев, вторая – с комплексностью и многошаговостью принимаемых решений, обуславливающих трудности прогнозирования возможных последствий, третья – проблема восприятия СППР руководителем.

Для преодоления первой группы проблем используется комбинированная методика формирования функции предпочтения руководителя, основанная на нелинейной свертке частных критериев заданных с помощью лингвистических переменных. При критериальном анализе ситуации в пространстве критериев рассматриваются два подпространства S и D , которые, как и общее пространство критериев, являются подмножествами m -мерного Евклидова пространства (m -число критериев): $S \in R^m, D \in R^m$. S - подпространство, в котором руководителю желательно иметь значения критериев, характеризующие объект после выполнения решения (сценария действий), D - подпространство, определяющее по оценкам руководителя текущее состояние объекта, относительно которого принимается решение.

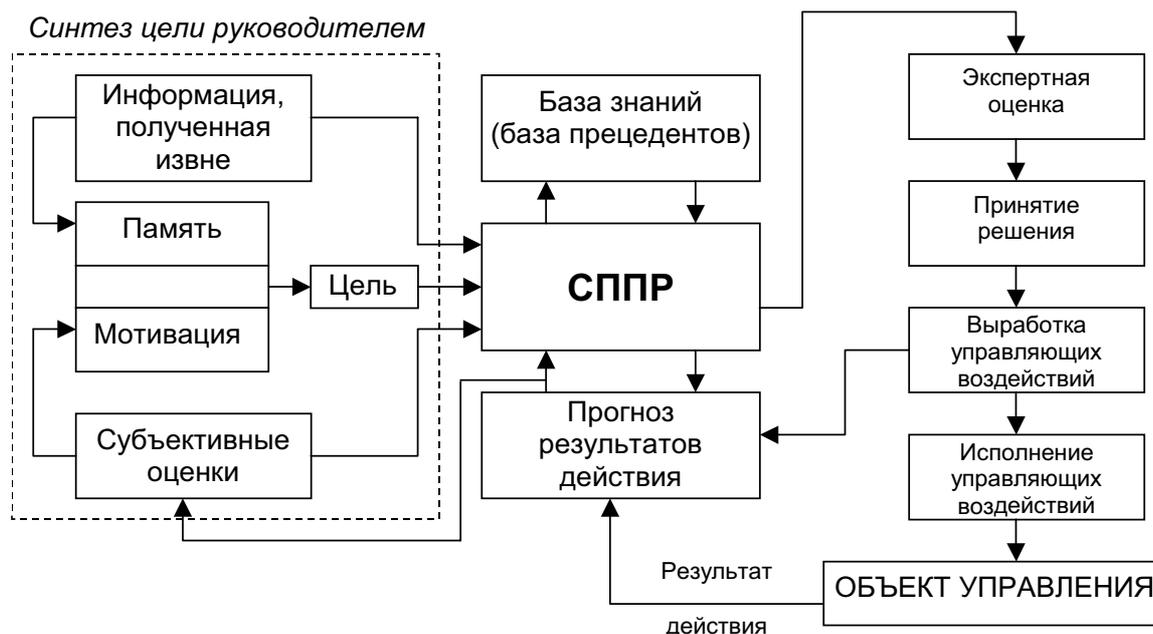


Рис. 1 Общая схема процесса принятия решений в ИСПП

Значимость i -го критерия (его вес) g_i будет некоторой функцией от значений i -го критерия в областях S и D , обозначаемых как G_i^S и G_i^D соответственно:

$$G_i = \alpha_i F_i(G_i^D, G_i^S). \quad (1)$$

Функция F_i может быть представлена в виде абсолютной величины разности или частного значений G_i^S и G_i^D , α_i - коэффициент, задаваемый на основе экспертных оценок. Полученные значения весов используются при формировании обобщенной многокритериальной функции предпочтений руководителя, задаваемой выражением:

$$\Lambda_A = G_{1,k} \lambda_{k,A} \oplus G_{2,j} \lambda_{2,A} \oplus \dots \oplus G_{m,n} \lambda_{n,A}. \quad (2)$$

Здесь Λ_A - значение функции предпочтения руководителя для варианта решения A , G_{ij} - оценка степени важности i -го критерия для j -ой лингвистической переменной λ , определяемой из выражения:

$$\lambda_j = \left(\frac{X_j^A - X_{j,k}^{\min}}{X_{j,k}^{\max} - X_{j,k}^{\min}} \right) + \theta_{j,k}, \quad (3)$$

где: X_j^A - значение j -го параметра при варианте решения A , $X_{j,k}^{\min}$ и $X_{j,k}^{\max}$ соответственно - нижнее и верхние значения j -го параметра для данной лингвистической переменной, $\theta_{j,k}$ - числовое значение k -й лингвистической переменной для j -го параметра.

Вторая группа проблем решается путем использования сценарно-прецедентного подхода, суть которого состоит в следующем. Типовой прецедент представляет собой структуру, состоящую из описания задачи, характеризующего ситуацию на момент активации прецедента, и решения, содержащего список управляющих воздействий, связан-

ных с данной задачей, а также описание ситуации, которая будет иметь место после реализации прецедента. Процесс функционирования СППР в этом случае включает следующие этапы:

- получение (выбор) из базы знаний аналогичного прецедента или множества прецедентов;
- использование полученной информации для решения поставленной задачи;
- пересмотр и коррекция предложенного решения;
- сохранение в базе знаний части измененных, а также новых прецедентов, которые могут быть полезны в дальнейшем при решении аналогичных задач.

В результате поиска в базе прецедентов может быть получено несколько схожих прецедентов, составляющих альтернативу возможного решения, право выбора окончательного решения остается за ЛПР. Далее СППР может производить уточнение выбранного решения путем использования базы знаний (БЗ) о предметной области, заранее подготовленной экспертами. БЗ представляет собой набор продукционных правил, корректирующих параметры принятых решений с учетом особенностей текущей ситуации реализации прецедента.

Проблема восприятия СППР руководителем – наиболее существенная, в значительной степени определяющая эффективность работы системы в целом. Для ее решения необходимо прежде всего учесть следующие характерные особенности деятельности руководителя:

- поведение руководителя целеустремленно и его решение ориентировано на достижение определенной цели;
- руководитель несет ответственность за последствия принимаемого решения, его своевременность и качество;
- руководитель выбирает только обоснованные решения, которые он может содержательно аргументировать;
- процедура принятия решения руководителем носит поэтапный итерационный характер, включая корректировку целей, задач и способов воздействия на объект; руководитель в процессе решения задачи должен работать с естественной, привычной для него, и широко употребляемой в данной области содержательной информацией.

Уменьшение влияния ошибок, допущенных руководителем в данных им субъективных оценках достигается с помощью использования специальной процедуры выбора решений:

1. СППР предлагает несколько вариантов решений, занявших верхние строчки при ранжировании.
2. Если выбрано одно из данных решений, процедура выбора считается завершенной, в противном случае осуществляется переход к п. 3.
3. СППР предлагает последовательность возможных решений в нисходящем порядке ранжирования, пока ЛПР сам не проранжирует несколько удовлетворяющих его решений.
4. СППР подсказывает ЛПР возможные характеристики базовых шкал и оценок “весов” критериев, при которых выбранные ЛПР решения соответствуют его ранжированию.
5. Производится пересчет значений функции полезности вариантов решений, и производится новое ранжирование вариантов, соответствующее предпочтениям ЛПР. Осуществляется переход к п. 2.

Выводы

Практическая реализация предложенных подходов при создании СППР по управлению бюджетом региона позволила повысить эффективность и качество регулирования финансово-бюджетных процессов, за счет повышения оперативности обеспечения ЛПР

необходимой для принятия решений информацией и снижения влияния субъективных факторов при использовании экспертных оценок.

In article the reasons of occurrence of factors uncertainty and subjectivity are considered at acceptance of administrative decisions. Methods of decrease of their influence which can be applied at a design stage of applied systems of support of acceptance of decisions are offered.

1. Круглов В.В., Дли М.И. Интеллектуальные информационные системы: компьютерная поддержка систем нечеткой логики и нечеткого вывода. –М.: Издательство Физико-математической литературы, 2002. – 256 с.
2. Трахтенгерц Э.А. Компьютерная поддержка принятия решений. –М., СИТЕГ, 1998. – 376 с.
3. Ларичев О.И. Объективные модели и субъективные решения. – М., Наука, 1987. – 217 с.

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 621.039.538.1

МОДЕРНИЗАЦИЯ АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ИСПЫТАНИЯ НА ПЛОТНОСТЬ СИСТЕМЫ ГЕРМЕТИЧНОГО ОГРАЖДЕНИЯ ЭНЕРГОБЛОКА С РЕАКТОРОМ ВВЭР-1000

Быченко Ю.Ю., Тодорцев Ю.К.

Для расчета интегральной утечки среды из герметичной оболочки контейнента при ее испытании на плотность, в настоящее время используется аппаратно-программный комплекс, структура которого представлена на рис. 1:

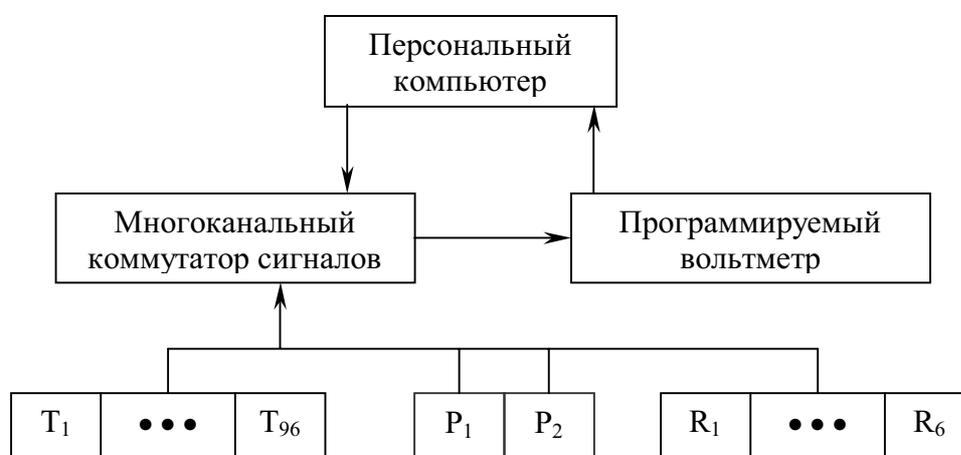


Рис.1 Структура аппаратно-программного комплекса

В состав комплекса входят:

- группа датчиков температуры в количестве 96 штук;
- группа датчиков измерения давления в количестве 2 штук;
- группа датчиков влажности в количестве 6 штук;
- коммутатор измерительных сигналов;
- программируемый вольтметр;
- персональный компьютер, оснащенный платой стандартного КОП-интерфейса и программным обеспечением для обработки измеренных величин и вычисления интегральной утечки.

Все группы датчиков подключены к коммутатору, при этом каждому датчику выделяется отдельный канал. По командам компьютера коммутатор по очереди перебирает каждый из каналов. Сигнал с коммутатора, а соответственно и с датчика, подключенного к данному каналу, поступает на программируемый вольтметр, работающий в режиме автоматического измерения, где производится измерение величины этого сигнала, которая тут же считывается компьютером.

На опрос одного канала система тратит около 3÷4 секунд. Таким образом, несложно подсчитать, что на полный цикл измерения всех параметров будет потрачено почти 6 минут.

В связи с растянутостью во времени процесса измерений, при испытаниях приходится учитывать динамические процессы, происходящие в гермооболочке, что усложняет методику расчета утечки и накладывает ряд условий, одно из которых – ограничение по

В качестве системы поддержания постоянного расхода воздуха в гермооболочку используем АСР построенную на аппаратуре «Каскад-2» и имеющую следующую структуру, представленную на рис. 3.

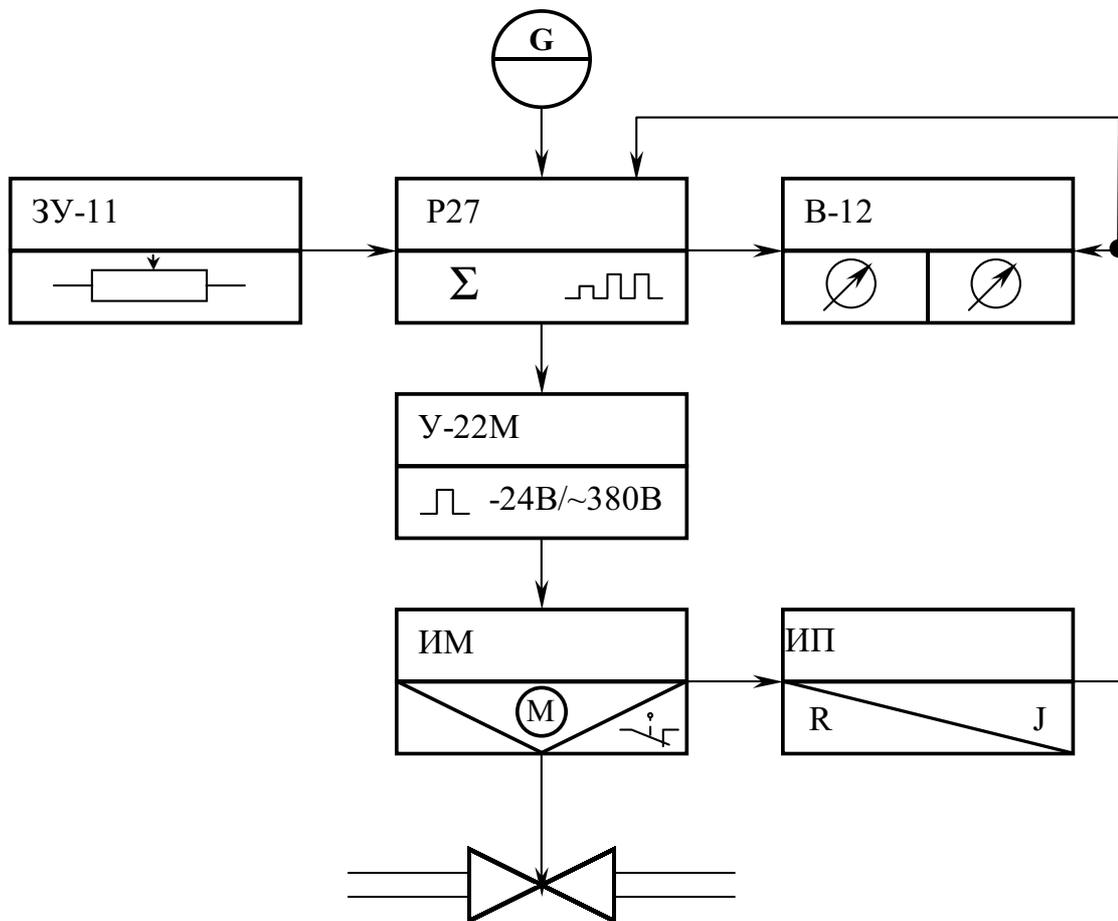


Рис. 3 Структурная схема регулятора расхода воздуха в ГО

Сигнал величины расхода воздуха поступает с датчика, расположенного за регулирующей арматурой по ходу воздушной среды, в аналоговый блок регулирования Р-27, где происходит его сравнение с сигналом задатчика ЗУ-11. Под действием рассогласования, получаемого при сравнении, формируется управляющий импульсный сигнал величиной 24 В, который поступает на тиристорный трехпозиционный усилитель У-22М, где происходит его преобразование в управляющее асинхронным двигателем привода регулирующей арматуры трехфазное напряжение 380 В с прямой или реверсивной последовательностью фаз.

Положение регулирующего органа, наличие и полярность сигнала рассогласования контролируются по индикаторам на В-12.

The structure of a hardware complex for realization of test on density of system of pressurized protections energy unit with VVER-1000 is considered, now in use and it is offered new, allowing to avoid a line of lacks.

РЕФЕРАТЫ

Білий Л.Д. Моделювання періодичних процесів нелінійних електромеханічних систем. – С. 7 – 10.

Пропонується метод побудови моделі чутливості до початкових умов розв'язування нелінійних диференціальних рівнянь електромеханічних систем.

Бобриков С.А., Пичугин Е.Д. Коррекция характеристик элементов системы управления. – С. 11 – 14.

Рассмотрена структурная схема, включающая произвольное звено системы, эталонное звено и корректирующее звено. Схема позволяет получить, при определенных условиях, на выходе корректируемого звена переходную характеристику, близкую к эталонной. Показано, что рассмотренный метод коррекции позволяет скомпенсировать нелинейности статической характеристики (зону нечувствительности, гистерезис), изменить нужным образом динамические свойства звена. Представлены результаты моделирования, проведенного в пакете MATLAB-Simulink.

Бойченко С.В. Математична модель технологічної системи рекуперації пари моторних палив. – С. 14 – 22.

Створена математична модель ґрунтується на класичних законах теорії випаровування вуглеводневих рідин, теорії сорбції газів і парів, теорії рівноважних станів та теорії подібності. Проведене математичне моделювання створює теоретичну базу для розробки автоматизованої програми прогнозування, підбору та оцінки експлуатаційних параметрів рекупераційних установок, принцип дії яких оснований на використанні фізичних процесів сорбції та конденсації термоелектричним охолодженням, а також для розробки моделі технологічної системи рекуперації пари моторних палив.

Кирюшатова Т.Г. Математическое моделирование коллективной деятельности в иерархических системах управления. – С. 22 – 27.

Статья посвящена вопросам моделирования коллективной деятельности в иерархических системах управления. Предложена модель трехуровневой иерархической системы управления, которая может быть использована при решении задач управления различными производственными коллективами.

Китаев А.В., Клементьев А.В., Якимчук Г.С. Внешние характеристики бесконтактного совмещённого синхронного электрического генератора с периодически изменяющейся структурой обмотки ротора. – С. 27 – 31.

В работе предложена методика расчета внешних характеристик бесконтактного синхронного электрического генератора с периодически изменяющейся структурой обмотки ротора на основе метода эквивалентного генератора и теории четырёхполюсника, согласно которой электрическая машина рассматривается как объект автоматического управления. Выполнено полномасштабное исследование семейства внешних характеристик при нагрузках, меняющихся по модулю и аргументу.

Рудакова А.В., Кузик О.В. Использование метода динамического программирования Беллмана в задачах оптимизации быстродействия манипулятора. – С. 31 – 35.

В статье приведены перспективы использования численных методов и теории матриц для решения задач кинематики манипуляционного робота. Предложен метод определения обобщенных координат, скоростей и ускорений звеньев манипулятора по заданной траектории движения. Изложен метод динамического программирования Беллмана адаптированный для решения задач оптимального управления движением манипулятора.

Хомченко А.Н., Цыбуленко О.В., Дембровская М.В. Барицентрические оценки электростатического поля в круге. – С. 35 – 40.

Предложены простые алгоритмы метода барицентрического усреднения для оценки электростатического поля в круге. Полученные аппроксимации сравниваются с точным решением.

Шеховцов А. В. Устойчивость нелинейных систем автоматического регулирования. – С. 40 – 44.

Применение автоматического управления как средства улучшения характеристик системы является важным методом повышения ценности системы. Основным из этих достоинств являются повышение точности выполнения системой ее задачи и увеличение быстродействия системы, т. е. уменьшение времени реакции системы. Однако такие системы могут стать более неустойчивыми или колебательными. В связи с этим в данной статье рассматриваются некоторые вопросы, связанные с точностью, качеством переходных процессов и устойчивостью системы.

Ходаков В.Е., Ходаков Д.В. Адаптивный пользовательский интерфейс: проблемы построения. – С. 45 – 57.

Статья посвящена вопросам построения адаптивных пользовательских интерфейсов и адаптивных информационных систем. Сформированные принципы построения адаптивных интерфейсов позволяют разрабатывать интерфейсы для различных приложений, облегчают понимание структуры и ее реализацию.

Головащенко Н.В., Боярчук В.П. Аппаратурный состав для улучшения свойств трактов приёма – передачи информации в системах промышленной автоматики. – С. 58 – 61.

Статья касается вопросов передачи информации. Согласно названию в статье описывается один из методов улучшения качества трактов приема-передачи информации в системах промышленной автоматики. Большое внимание уделяется аппаратурному составу тракта.

Коджа Т.И., Гогунский В.Д. Эффективность применения методов нечеткой логики в тестировании. – С. 61 – 66.

В статье рассматриваются проблемы современных автоматизированных систем тестирования. Предлагается подход к организации процесса контроля и оценки уровня усвоения знаний, связанный с применением методов теории нечетких множеств.

Орлов В.В. Оценка мощности случайного сигнала на основе корреляционной пространственной обработки. – С. 66 – 70.

Для системы пространственно разнесенных приемников с корреляционной обработкой сигналов исследуются вероятностные характеристики измерителя мощности. На основе анализа статистических характеристик определены требования к точности измерений в зависимости от размера обрабатываемой выборки и входного отношения сигнал/шум.

Ситников В.С. Оценка верхней границы ошибок квантования в цифровом фильтре с фиксированной точкой. – С. 71 – 78.

Анализируются ошибки квантования входного сигнала, коэффициентов фильтра и результатов арифметических операций. Получены оценки ошибок квантования в полосе пропускания и показана зависимость дисперсии выходного шума от структурной организации цифрового фильтра.

Блинов Э.И., Кравцов В.И., Кравцов А.В., Недбайло А.Н. Управление гибкими протяженными объектами направленными силовыми воздействиями. – С. 79 – 86.

Разработана методика численного исследования напряженно-деформированного состояния гибких, произвольно искривленных в пространстве элементов при их позиционировании методом воздействия сосредоточенными статическими нагрузками. Для математического описания деформирования построена система нелинейных обыкновенных дифференциальных уравнений высокого порядка, решение которых базируется на численной реализации исходных уравнений путем варьирования ведущего параметра на каждом шаге. Приведены результаты решения задачи.

Водічев В.А. Аналого-цифровий регулятор режиму металообробки для верстатів з числовим програмним керуванням. – С. 86 – 91.

Розглянуто принцип побудови системи керування електроприводом подачі з аналого-цифровим регулятором для металообробного верстата з числовим програмним керуванням. Система підтримує потужність обробки у заданих межах і підвищує продуктивність верстата. Наведені результати дослідження системи на математичній моделі і на верстаті.

Марончук И.Е., Андропова Е.В., Баганов Е.А., Курак В.В. Использование метода импульсного охлаждения насыщенного раствора-расплава для формирования наноразмерных структур InSb в матрице GaSb. – С. 91 – 95.

В работе исследуется возможность получения квантовых точек второго типа InSb в матрице GaSb методом импульсного охлаждения насыщенного раствора-расплава. На основании модели тепломассопереноса разработаны технологические режимы процессов выращивания. Исследование спектров фотолюминесценции позволило предположить форму и размеры квантовых точек.

Никольский В.В., Сандлер А.К. Моделирование процессов в вискозиметре с пьезоэлектрическим приводом. – С. 95 – 100.

Рассмотрены вопросы построения схем замещения вискозиметров с пьезоэлектрическим приводом.

Тверезовський В.С., Бараненко Р.В. Принцип побудови елементів вимірювальних систем, представлених цифровими програмно керованими давачами. – С. 100 – 104.

У даній статті розглядаються можливість і аспекти побудови програмно керованих давачів вимірюючого типу, запропоновані принцип побудови програмно керованих цифрових вимірювачів, алгоритм керування і схема резонансного вимірювача індуктивності.

Худяев А.А. К проблеме повышения точности воспроизведения в классе многоканальных воспроизводящих систем с эталонной настройкой каналов. – С. 104 – 113.

В рамках решения проблемы повышения точности воспроизведения задающих воздействий рассмотрен эффективный неравноточный итерационный алгоритм построения многоканальных систем управления. Сформулирован метод эталонных операторов каналов. Приведены соотношения для ошибок и структурные схемы неравноточной итерационной двухканальной воспроизводящей системы.

Шутов С.В., Аппазов Э.С., Марончук А.И. Испытание фотоэлектрических преобразователей в условиях экстремальных температурных колебаний. – С. 113 – 115.

Разработано и предложено устройство для изучения эксплуатационных характеристик фотовольтаических преобразователей. Описано принципы измерения этих параметров в условиях экстремальных температурных колебаний.

Бабенко Н.И., Крючковский Д.А., Маломуж Т.В. Методы снижения влияния факторов субъективности и неопределенности в системах поддержки принятия решений. – С. 116 – 120.

В статье рассмотрены причины возникновения факторов неопределенности и субъективности при принятии управленческих решений. Предложены методы снижения их влияния, которые могут быть применены на этапе проектирования прикладных систем поддержки принятия решений.

Быченко Ю.Ю., Тодорцев Ю.К. Модернизация аппаратного комплекса для проведения испытания на плотность системы герметичного ограждения энергоблока с реактором ВВЭР-1000. – С. 121 – 123.

Рассматривается структура аппаратного комплекса для проведения испытания на плотность системы герметичного ограждения энергоблока с реактором ВВЭР-1000, используемого в настоящее время и предлагается новая, позволяющая избежать ряда недостатков.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Андропова Е.В. - Ассистент кафедры «Физической электроники и энергетики» Херсонского государственного технического университета

Аппазов Э.С. - Аспирант кафедры «Электронного машиностроения» Херсонского государственного технического университета

Бабенко Н.И. – Директор физико-технического лицея при Херсонском государственном техническом университете

Баганов Е.А. - Ассистент кафедры «Физической электроники и энергетики» Херсонского государственного технического университета

Бараненко Р.В. - Инженер кафедры «Информационных технологий» Херсонского государственного технического университета

Билый Л.А. - Соискатель ученой степени доктора технических наук кафедры «Математического моделирования» Херсонского государственного технического университета, доцент, канд. техн. наук

Блинов Э.И. – Профессор кафедры «Основ конструирования» Херсонского государственного технического университета, докт. физ.-мат. наук

Бобриков С.А. – Доцент кафедры «Компьютеризированных систем управления» Одесского национального политехнического университета, канд. техн. наук

Бойченко С.В. – Доцент кафедры «Химии и химической технологии» Национального авиационного университета (НАУ), член-корреспондент Украинской нефтегазовой академии, руководитель Испытательного центра нефтепродуктов Органа из сертификации «УЦАХ-СЕПРО», канд. техн. наук

Боярчук В.П. – Студент кафедры «Технической кибернетики» Херсонского государственного технического университета

Быченко Ю.Ю. - Начальник лаборатории надежности оборудования ЦНИО (цех наладки и испытания оборудования) Южно-украинской АЭС, аспирант кафедры «Автоматизации теплоэнергетических процессов» Одесского национального политехнического университета

Водичев В.А. – Доцент кафедры «Электромеханических систем с компьютерным управлением» Одесского национального политехнического университета, канд. техн. наук

Гогунский В.Д. – Заведующий кафедрой «Охраны труда и безопасности жизнедеятельности» Одесского национального политехнического университета.

Головащенко Н.В. – Аспирант кафедры «Технической кибернетики» Херсонского государственного технического университета

Дембровская М.В. – Аспирант кафедры «Прикладной математики и математического моделирования» Херсонского государственного технического университета

Кирюшатова Т.Г. – Соискатель кафедры «Информационных технологий» Херсонского государственного технического университета

Китаев А.В. - Профессор кафедры «Физики и электроники» Херсонского государственного технического университета, канд. техн. наук

Клементьев А.В. - Инженер завода «Южэлектромаш», г. Новая Каховка

Коджа Т.И. – Аспирант кафедры «Охраны труда и безопасности жизнедеятельности» Одесского национального политехнического университета

Кравцов А.В. – Аспирант кафедры «Основ конструирования» Херсонского государственного технического университета

Кравцов В.И. - Профессор кафедры «Основ конструирования» Херсонского государственного технического университета, докт. техн. наук

Крючковский Д.А. – Аспирант кафедры «Информационных технологий и дизайна» Херсонского государственного технического университета

Кузик О.В. - Студентка кафедры «Технической кибернетики» Херсонского государственного технического университета

Курак В.В. - доцент кафедры «Физической электроники и энергетики» Херсонского государственного технического университета, канд. техн. наук

Маломуж Т.В. - Старший преподаватель кафедры «Высшей математики» Херсонского государственного технического университета

Марончук А.И. - Вед. инженер Херсонского отдела Института физики полупроводников НАН Украины

Марончук И.Е. – Профессор, заведующий кафедрой «Физической электроники и энергетики» Херсонского государственного технического университета, доктю техн. наук

Недбайло А.Н. – Аспирант кафедры «Основ конструирования» Херсонского государственного технического университета

Никольский В.В. – Доцент кафедры «Теории автоматического управления и вычислительной техники» Одесской национальной морской академии, канд. техн. наук

Орлов В.В. – Доцент кафедры «Компьютеризованных систем управления» института компьютерных систем Одесского национального политехнического университета, канд. техн. наук.

Пичугин Е.Д. - Профессор кафедры «Компьютеризированных систем управления» Одесского национального политехнического университета, докт. техн. наук

Рудакова А.В. - Доцент кафедры «Технической кибернетики» Херсонского государственного технического университета, канд. техн. наук

Ситников В.С. - Доцент кафедры «Компьютерных систем» Одесского национального политехнического университета, канд. техн. наук

Сандлер А.К. - Доцент кафедры «Теории автоматического управления и вычислительной техники» Одесской национальной морской академии

Тверезовский В.С. - Доцент кафедры «Информационных технологий» Херсонского государственного технического университета, канд. техн. наук

Годорцев Ю.К. - Заведующий кафедрой «Автоматизации теплоэнергетических процессов» Одесского национального политехнического университета, член Украинской Ассоциации по автоматическому регулированию, докт. техн. наук, профессор

Ходаков В.Е. - Профессор, зав. кафедрой «Информационных технологий» Херсонского государственного технического университета, докт. техн. наук

Ходаков Д.В. – Заместитель декана совместного факультета Херсонского государственного университета и Харьковского государственного университета пищевых технологий и торговли, канд. техн. наук

Хомченко А.Н. – Профессор, зав. кафедрой «Прикладной математики и математического моделирования» Херсонского государственного технического университета, доктор физ.-мат. наук

Худяев А.А. – Доцент, декан электромеханического факультета Украинской инженерно-педагогической академии, канд. техн. наук

Цыбуленко О.В. – Аспирант кафедры «Прикладной математики и математического моделирования» Херсонского государственного технического университета

Шеховцов А.В. – Доцент кафедры “Экономической кибернетики” Херсонского экономико-правового института, канд. техн. наук

Шутов С.В. - Заведующий Херсонского отдела Института физики полупроводников НАН Украины, канд. техн. наук

Якимчук Г.С. - Профессор кафедры «Технической кибернетики» Херсонского государственного технического университета, канд. техн. наук

ВНИМАНИЮ АВТОРОВ ЖУРНАЛА!

ТРЕБОВАНИЯ К РУКОПИСЯМ СТАТЕЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ЖУРНАЛА «АВТОМАТИКА. АВТОМАТИЗАЦИЯ. ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ»:

1. Тексты статей (до 10 стр.) представляются в электронном и печатном виде. Аннотации - на украинском, русском и английском языках, экспертное заключение о возможности опубликования, рецензия. Сведения об авторах должны включать: Ф.И.О., адрес, телефон (домашний и служебный), место работы, научные степень и звание, должность.

2. Статьи должны отражать (Постановление ВАК Украины № 7-06/1 от 15 января 2003г.): постановку проблемы в общем виде и ее связь с важными научными практическими заданиями; анализ последних исследований и публикаций; выделение нерешенных ранее частей общей проблемы, которым посвящается данная статья; формулировку целей статьи; изложение основного материала исследования с обоснованием полученных научных результатов; выводы и перспективы дальнейших исследований в данном направлении.

3. Материалы, полученные некомплектно, оформленные небрежно и не в соответствии с настоящими правилами, редколлегией не рассматриваются.

4. Авторы представляют в редакцию текст статьи и аннотации в виде файла формата Microsoft Word на дискете 3,5 дюйма.

ТРЕБОВАНИЯ К ТЕКСТОВОМУ ФАЙЛУ.

Страницы: размер бумаги - 210 x 297 мм (A4), без нумерации, переносы не допускаются.

Поля: верхнее – 2 см, нижнее – 2 см, правое – 2 см, левое – 2,5 см.

Шрифт – Times New Roman. Интервал – одинарный.

Материалы представляются в следующем порядке:

- УДК. Шрифт – 12 пт., прописные. Абзац – без отступов, выравнивание по левому краю, интервал после – 12 пт.
- Название статьи. Шрифт – 14 пт., прописные. Абзац – без отступов, выравнивание по центру.
- Фамилии и инициалы авторов. Шрифт – 12 пт. Абзац – без отступов, выравнивание по центру, интервал до и после – 12 пт.
- Текст статьи. Шрифт – 12 пт. Абзац – 1,25 см, выравнивание по ширине.
- Литература. Слово «ЛИТЕРАТУРА»: шрифт – 12 пт, прописные; абзац – без отступов, выравнивание по центру, интервал до -12 пт., после – 6 пт. Список источников: нумерованный список, шрифт – 12 пт.; абзац – 1,25 см, выравнивание по ширине. Список источников оформляется в соответствии с требованиями ВАК Украины.
- Рисунки. Формат – Рисунок Microsoft Word, объект Corel Draw (версия не старше 10, текст должен быть преобразован в кривые) или точечный рисунок. Положение рисунка – в тексте. Под рисунком располагается надпись вида: «Рис. 1 Название рисунка». Абзац – без отступов, выравнивание по центру, интервал до и после – 6 пт.
- Формулы. Набираются в редакторе формул Microsoft Equation 3.0. параметры настройки редактора: обычный – 12 пт., крупный индекс – 7 пт., мелкий индекс – 5 пт., крупный символ – 18 пт., мелкий символ – 12 пт. Абзац – без отступов, выравнивание по центру. Справа от формулы в скобках указывается её порядковый номер.
- Таблицы. Формат – Microsoft Word или Excel. Над таблицей справа указывается номер таблицы вида: «Таблица 1». Ниже, по центру, размещается её название. Интервал до и после – 6 пт.
- Аннотации. Абзац – 1,25 см, выравнивание по ширине, интервал до и после – 6 пт. Аннотации представляются на украинском, русском и английском языках.

Шаблон документа для оформления материалов можно взять в редакции.

Научно-технический журнал для публикации принимает работы по следующим научным направлениям:

- моделирование объектов и систем управления
- информационно-измерительные системы
- информационно-управляющие комплексы и системы
- оптимальное управление объектами и системами
- методы построения адаптивных систем управления
- цифровые и дискретные системы управления
- современные технические средства, комплексы и системы
- энергетический менеджмент
- экономика научно-технического прогресса

Научно-технический журнал "Автоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы" приглашает к сотрудничеству организации на взаимовыгодных условиях. Журнал имеет общегосударственную сферу распространения.

Обращаться по адресу:

73008, г. Херсон, Бериславское шоссе, 24
ХГТУ, Редакция журнала ААЭКС
Бражнику Александру Михайловичу
т.: (0552) 552968, 326937
E-mail: app@kstu.edu.ua

Рефераты научно-технического журнала аннотируются по сети INTERNET

Работы следует направлять в редакцию журнала по адресу:

73008, г. Херсон, Бериславское шоссе, 24, ХГТУ, Редакция журнала ААЭКС

E-mail: app@kstu.edu.ua

Справки по телефонам: (0552) 552968, 326937