

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

№ 2(12) 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
№ 2(12) ХЕРСОН 2003

Основан в июле 1997 г. *Выходит два раза в год*

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор: Тодорцев Ю.К.

Члены редколлегии: Аркадьев В.Ю., Бардачев Ю.Н., Бойко В.И., Большевцев А.Д., Бондарь В.М., Бражник А.М. (зам. главного редактора), Гаврилюк В.И., Герасимяк Р.П., Григоровский Е.П., Гривавцев В.Н., Демченко В.А., Дудюк Д.Л., Дубинец Л.В., Живица В.И., Карпинский М.П., Кондратенко Ю.П., Кузнецова Б.И., Ладанюк А.П., Лут М.Т., Лубянный В.З., Максимов М.В., Марасанов В.В., Мартиненко И.И., Мережко Ю.И., Михайлик В.Д., Мишин В.И., Павлов А.А., Праховник А.В., Радимов С.Н., Рогальский Ф.Б., Садовой А.В., Саребеков Г.С., Смолин Ю.А., Ткаченко А.Н., Тришкин В.Я, Труш В.Е., Ходаков В.Е., Хомченко А.Н. (зам. главного редактора), Червяков В.Д., Шарко А.В., Шикалов В.С., Эриванцев И.Н., Яськив В.И., Лебеденко Ю.А. (технический редактор)
Корректор: Лебеденко Н.О.

ОРГАНИЗАЦИИ - ОСНОВАТЕЛИ ЖУРНАЛА

Херсонский государственный технический университет
Одесский Национальный политехнический университет
Национальный технический университет Украины «КПИ»
Международный университет гражданской авиации
Одесская государственная академия холода
Днепродзержинский 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
Сумський государственний университет
Киевский государственный университет строительства и архитектуры
Киевский национальный университет технологий и дизайна
Тернопольский государственный технический университет им. Ивана Пулюя
Тернопольская академия народного хозяйства
Днепропетровский государственный технический университет железнодорожного транспорта
Херсонский государственный аграрный университет

Подп. в печ./по решению ученого совета ХГТУ/23.12.2003 г.

Усл. печ. листов 12.0 Тираж - 200 экз. Формат 60x84 1/8

Свидетельство о регистрации КВ № 2997 от 10.12.1997 г.

Офсетная печать

Цена договорная

© Херсонський державний технічний університет

КУНЦЕВИЧ ВСЕВОЛОД МИХАЙЛОВИЧ

(к 75-летию со дня рождения)



Исполняется 75 лет со дня рождения выдающегося украинского ученого, одного из ведущих специалистов в области теории и практики систем управления, академика НАН Украины, директора Института космических исследований НАН и НКА Украины – Всеволода Михайловича Кунцевича.

Всеволод Михайлович прошел все ступени становления как ученого, руководителя и педагога. После обучения в Киевском политехническом институте с 1952 г по 1957 г работал инженером института горного дела АН УССР, затем аспирантура, позже – младший, затем старший научный сотрудник лаборатории Автоматического управления производственных процессов института электротехники АН УССР. С 1963 г – заведующий отделом дискретных систем управления Института кибернетики АН УССР, заместитель директора Института кибернетики имени В.М. Глушкова НАН Украины (по 1995 г), директор Института космических исследований НАН и НКА Украины (с 1996 г).

Всеволод Михайлович является автором более чем 200 научных работ. Диапазон его научных интересов достаточно широк: синтез систем управления с помощью аппарата функций Ляпунова и оптимальных систем управления широкого класса нелинейных объектов, построение адаптивных и инвариантных систем управления, в частности, базирующихся на методах решения задач параметрической идентификации и на алгоритмах решения задач оптимального управления в условиях неопределенности, робастной устойчивости и многое другое. Достижения на научной ниве отмечены высокими правительственными наградами – орденом «Знак почета» и медалями «За трудовое отличие» и «За доблестный труд». В составе авторского коллектива первой в мире «Энциклопедии кибернетики» В.М. Кунцевич в 1979 г получил Государственную премию УССР в области науки и техники. За работы в области проблем теории инвариантности и ее применений в 1991 г В.М. Кунцевич был удостоен звания Лауреата Государственной премии Украины, за развитие теории цифровых систем управления в 1987г отмечен премией имени С.А. Лебедева Президиума АН Украины, а в 1995 г отмечен премией имени В.М. Глушкова за разработку методов системного анализа.

В 1998 г В.М. Кунцевич является главным редактором журнала «Автоматика» (с 1994 г – «Проблемы управления и информатики»). Всеволод Михайлович длительное время был членом Национального Комитета бывшего СССР по автоматическому управлению, а в 1992 г избран Председателем Национального комитета Украинской ассоциации по автоматическому управлению Международной федерации по автоматическому управлению (IFAC).

В настоящее время Всеволод Михайлович продолжает активно заниматься научной и организаторской деятельностью, направляя свои усилия на поддержку и развитие научной мысли в Украине.

Члены редакционной коллегии журнала ААЭКС от всей души поздравляют Всеволода Михайловича со славным Юбилеем! Желаю счастья, крепкого здоровья и новых творческих успехов!

Члены редакционной коллегии журнала ААЭКС

З ЮВІЛЕЄМ!



Доктору технічних наук, професору кафедри Комп'ютерних технологій Миколаївського державного гуманітарного інституту імені Петра Могили та професору кафедри комп'ютеризованих систем управління Українського державного морського технічного університету Юрію Пантелійовичу Кондратенку в листопаді нинішнього року виповнилося 50 років від дня народження та 25 років від початку активної роботи на ниві науки та освіти України.

З дня закінчення Миколаївського кораблебудівного інституту в 1978 році Ю.П. Кондратенко займається науково-дослідницькою та викладацькою діяльністю в аспірантурі, на посадах інженера та старшого інженера, асистента, старшого викладача, доцента, заступника голови науково-виробничого центру, професора та завідувача кафедрою. Кандидатську (1983 р.) та докторську (1994 р.) дисертації присвячено актуальним питанням дослідження та розробки елементів систем керування складними нелінійними об'єктами з суттєвими невизначеностями параметрів та умов функціонування. Ю.П. Кондратенко ні на мить не припиняє активної наукової та науково-організаційної діяльності, він є головою Науково-підрядного колективу "Сигнал" Українського державного морського технічного університету, керує дослідженнями з кандидатських дисертацій та виступає консультантом в роботі над докторськими дисертаціями, є членом двох Спеціалізованих вчених рад – в Одеському національному політехнічному університеті та в Севастопольському державному технічному університеті. До основних напрямків наукових досліджень, що проводяться під керівництвом та за безпосередньої участі Ю.П. Кондратенка відносяться: суднові системи підтримки прийняття рішень при наявності невизначеності інформації, теорія нечітких множин та нечіткої логіки, поведінковий синтез цифрових пристрійв на основі мов опису апаратного забезпечення, штучні нейронні мережі та управління складними багатозв'язними технічними об'єктами в умовах, що змінюються випадковим чином.

Професор Ю.П. Кондратенко є дійсним членом Інституту Морської техніки, науки і технології IMarEST (Великобританія); Королівського Інституту кораблебудівників RINA (Великобританія); Української Академії економічної кібернетики; Академії наук суднобудування України; GAMM (Gesellschaft fur Angewandte Matematik und Mechanik), ФРН; Національного Комітету України з автоматичного управління; Українського комітету Міжнародної асоціації з математичного та імітаційного Моделювання (AMSE). Крім того, він являється Членом-кореспондентом Королівської Академії докторів наук (Іспанія).

За визначні досягнення в галузі науки та освіти Ю.П. Кондратенко був відмічений Почесним знаком "Кращий молодий винахідник України", званням Лауреата премії ЦК ЛКСМУ та УРС НТТ та Лауреата премії ВСНТО, Почесним знаком "Винахідник СРСР", Бронзовою медаллю ВДНГ СРСР, Почесним знаком Міністерства освіти України "Відмінник освіти України", а також рядом інших почесних звань та нагород.

Юрій Пантелійович є автором 67 винаходів та більше як 250 наукових та науково-методичних праць, ряд з яких відмічено грифом Міністерства освіти і науки України.

Бажаємо Юрію Пантелійовичу Кондратенку міцного здоров'я та творчих успіхів.

Члени редакційної колегії журналу ААЕКС

СОДЕРЖАНИЕ

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБЪЕКТОВ И СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

<u>Антошук С.Г., Крылов В.Н.</u>	Обработка изображений в области гиперболического вэйвлет - преобразования.....	7
<u>Бідюк П.І., Баклан І.В., Литвиненко В.І.</u>	Моделювання і прогнозування гетероскедастичних процесів	11
<u>Захожай О.І.</u>	Інформаційна модель автоматизованої системи управління технологічним процесом пайки складених п'езокерамічних перетворювачів	20
<u>Кирюшатова Т.Г.</u>	Количественный подход к подбору сотрудников для коллективной деятельности.....	23
<u>Кунгурцев А.Б.</u>	Обновление материализованных представлений и шаблонов запросов в реляционных базах данных	26
<u>Сальдо В.В., Шеховцов А.В.</u>	Методы анализа нелинейных систем.....	31
<u>Тимофеев В.А.</u>	Модифицированный рекуррентный метод наименьших квадратов с супремальными свойствами.....	38
<u>Хомченко А.Н., Цыбуленко О.В., Лурье И.А.</u>	Метод барицентрического усреднения граничных потенциалов с квадратичной интерполяцией электростатического поля	46

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

<u>Никольский В.В. Сандлер А.К.</u>	Пьезооптические устройства как средство повышения достоверности диагностической информации.....	49
<u>Рогальский Ф.Б., Корниловская Н.В., Боярчук В.П., Ротонос И.В.</u>	Универсальный LRC-фильтр в преселекторах приёмо-передающих трактов систем промышленной автоматики	54
<u>Чиликин А. В.</u>	Программное обеспечение компьютерной системы анализа вариабельности ритма сердца методом главных компонент.....	60
<u>Далечин А.Ю., Носок С. А.</u>	Современная пульсодиагностика - новые возможности применения в клинике	64

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

<u>Шаганян С.Н., Бараненко Р.В.</u>	Реализация взаимных исключений критических интервалов как одного из видов синхронизации доступа процессов к ресурсам в ЭВМ.....	70
<u>Григорова А.А., Чёрный С. Г.</u>	Формирование современной информационно-аналитической системы для поддержки принятия решений.....	74
<u>Нестеренко С.А., Бадр Яароб, Шапорин Р.О.</u>	Метод расчета сетевых транзакций абонентов локальных компьютерных сетей	78

ОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ОБЪЕКТАМИ И СИСТЕМАМИ

- Марончук И.Е., Кучерук А.Д., Данилец Е.В., Ерохин С.Ю., Чорный И.В.**
Оптимизация двухкоординатных позиционно-чувствительных фотоприемников 81

МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ АДАПТИВНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

- Орлов В.В.** Эффективность адаптивных фильтров при расстройке принимаемого и опорных сигналов. 89

ЦИФРОВЫЕ И ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

- Орлов В.В.** Влияние квантования обучающих выборок на эффективность цифровых адаптивных фильтров компенсации помех 95

- Ситников В.С.** Реализация цифрового фильтра высокого порядка в каскадной форме по критерию минимума выходного шума квантования 100

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА, КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

- Водічев В.А.** Система стабілізації потужності різання фрезерного верстата з взаємозв'язаним керуванням швидкостями робочих рухів..... 109

- Горохов В.А.** Автоматизированная транспортно-складская система в текстильной и легкой промышленности 115

- Кихтенко Д.А.** Управление шаговыми двигателями в микрошаговом режиме, оптимизация управления..... 119

- Крапивко Г.И., Хлопёнова И.А.** Повышение коэффициента полезного действия кремниевых фотоэлектронных преобразователей методом лазерной гравировки 127

- Никольский В.В., Щупко Ю.М.** Применение пьезоэлектрических датчиков в системе кондиционирования воздуха судовых систем микроклимата..... 135

- Пашковский А.А., Далечин А.Ю.** Система регистрации спектров фотолюминесценции 138

- Попруга А.Г.** Усовершенствование электрических нагревателей по критерию экономии энергии 142

- Кущак Р.С.** Використання методу координатного еталону в задачах автоматизації контролю якості тканини..... 146

ЭКОНОМИКА НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ПРОГРЕССА

- Скороход Е. Н.** Модель поддержки принятия решений при управлении рыболовным предприятием 149

- РЕФЕРАТЫ**..... 153

- СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ**..... 157

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБЪЕКТОВ И СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

УДК 621.397

ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ В ОБЛАСТИ ГИПЕРБОЛИЧЕСКОГО ВЭЙВЛЕТ – ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Антощук С.Г., Крылов В.Н.

Практика использования автоматизированных систем обработки изображений показывает, что наиболее информативной частью изображений при распознавании являются контуры [1]. Переход к контурной обработке позволяет обеспечить инвариантность к трансформациям яркости и на несколько порядков снизить объем обрабатываемой информации. В ряде работ показано, что для помехоустойчивого подчеркивания контуров целесообразно использовать преобразование Гильберта (ПГ) [1]. Прямое (ПГ) и обратное (ОПГ) преобразований может быть представлено парой формул:

$$\begin{aligned}\hat{S}(x) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{S(x_1)}{x - x_1} dx_1, \\ S(x) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\hat{S}(x_1)}{x_1 - x} dx_1\end{aligned}\quad (1)$$

где $S(x_1)$ – строка (столбец) изображения; x – пространственная координата.

ПГ трактуется также как свертка сигнала с гиперболой $\frac{1}{\pi x}$, т.е. $\hat{S}(x) = \frac{1}{\pi x} * S(x)$, где $*$ - операция свертки.

ПГ обладает целым рядом полезных, с точки зрения операции выделения контуров, свойств [1]:

- достаточно эффективно проводит операцию подчеркивания перепадов интенсивности;
- имеет высокую помехоустойчивость;
- линейно;
- имеет нулевое математическое ожидание;
- не изменяет дисперсию процесса;
- сближает по форме идеальный и протяженный перепады интенсивности.

Обычно полагают, что результат преобразования должен принимать конечные значения в каждой точке оси абсцисс. Однако, операция подчеркивания контуров выдвигает другие требования. Простое дифференцирование идеального перепада интенсивности приводит к δ -функции. Поэтому возникает необходимость использовать понятие обобщенной функции. Формула (1) задает функционал на множестве пробных функций [2]. Непосредственно видно, что данный функционал линеен. Интеграл в правой части выражения (1) следует понимать формально-аксиоматически, а не как предел соответствующих интегральных сумм.

Обрабатываемое изображение чаще всего является локально неоднородным. Процесс распознавания целесообразно проводить на разных уровнях детализации объекта в зависимости от поставленной задачи. Например, в ряде практически важных задач изображение можно распознать по внешнему контуру объекта (силуэту), в других информативной частью являются мелкие детали объекта. Таким образом, при распознавании изоб-

ражение целесообразно подвергнуть преобразованию, обладающему свойством пространственно- частотной локализации. Такими свойствами обладает вэйвлет-преобразование.

В данном разделе решается задача конструирования гиперболического вэйвлета, позволяющего объединить достоинства ПГ с пространственно- частотной локализацией распознаваемого изображения. При этом конструирование базиса следует проводить в пространстве обобщенных функций.

ПГ является сверткой входного сигнала с гиперболой. Гипербола является сингулярной функцией с разрывом первого рода в точке $x = 0$. Поэтому конструирование базиса непрерывных вэйвлет- функций, следует производить в функциональном пространстве обобщенных функций. В качестве базисных функций вэйвлет- преобразования будут использоваться гиперболические функции различного масштаба $\frac{1}{\alpha x}$, где α - масштабный

коэффициент. Такое преобразование назовем гиперболическим вэйвлет преобразованием (ГВП). ПГ является частным случаем ГВП с масштабным коэффициентом, равным 1. ГВП можно сконструировать без учета сингулярности и в точке $x = 0$ импульсной характеристике присвоить значение 0. Такое преобразование будем называть в дальнейшем фовеальным ГВП (ФГВП). Можно также аппроксимировать разрыв какой- либо конечной величиной G . Выбор величины G будет обсужден ниже.

В случае ФГВП анализ производится в функциональном пространстве $L^2(R)$. В противном случае конструирование будет производиться с учетом сингулярности в пространстве обобщенных функций.

Для анализа свойств ФГВП в пространстве дискретных функций рассмотрим функциональное пространство $L^2(R)$ функций $S(x)$, определенное на всей действительной оси и обладающей конечной энергией (нормой):

$$E_S = \int_{-\infty}^{+\infty} |S(x)|^2 dx.$$

Сконструируем базис этого пространства. Базисные функции для обеспечения пространственной локализации должны стремиться к нулю на $\pm \infty$. Для того, чтобы покрыть пространство $R(-\infty, +\infty)$ с помощью локализованных базисных функций, необходимо предусмотреть систему сдвигов. Для обеспечения частотной локализации применяются масштабные преобразования. Сконструируем базис функционального пространства $L^2(R)$ с помощью непрерывных масштабных преобразований и сдвигов вэйвлета $\psi(x)$ [3]:

$$\psi_{ab}(x) = |a|^{-\frac{1}{2}} \psi\left(\frac{x-b}{a}\right),$$

где a – масштабный коэффициент, b – параметр сдвига, $\psi \in L^2(R)$. Эти функции назовем гиперболическим вэйвлет- преобразованием (ГВП).

В качестве материнского вэйвлета ФВГП будем рассматривать следующую функцию:

$$\psi(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi x}, & x \geq 1 \\ -\frac{1}{\pi x}, & x \leq -1 \\ 0, & -1 \leq x \leq 1 \end{cases}$$

Рассмотрим свойства материнского вэйвлета $\frac{1}{\pi x}$. Норма функции определяется выражением:

$$\|\psi(x)\| = \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} |\psi(x)|^2 dx} = \frac{1}{\pi} \sqrt{\int_{-\infty}^{-1} \frac{dx}{x^2} + \int_1^{+\infty} \frac{dx}{x^2}}.$$

В отличие от непрерывного ГВП, в котором несобственный интеграл понимается формально- аксиоматически, в данном случае несобственный интеграл может пониматься в смысле главного значения. Далее будет показано, что функции, образованные из материнского вэйвлета путем масштабных преобразований и сдвигов образуют базис Рисса и имеют ту же норму.

Необходимым условием для построения безусловно устойчивого базиса является условие осцилляций или знакопеременности.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi(x) dx = 0.$$

Гиперболические функции являются нечетными, поэтому условие осцилляций выполняется. Более того, функция, обратная гиперболе, также является гиперболой. Поэтому условие осцилляций выполняется и при интегрировании по Лебегу.

Гиперболический вэйвлет быстро спадает и, следовательно, обеспечивает хорошую локализацию в пространстве. Оценка хорошей локализации

$$\|\psi(x)\| < \frac{1}{1 + |x|^n},$$

где n принадлежит множеству положительных целых чисел.

Для гиперболического вэйвлета оно выполняется при $n \geq 1$:

$$\frac{1}{\pi x} < \frac{1}{1 + |x|^n}.$$

Обратным является базис $-\frac{1}{\pi x}$. С помощью него можно построить реконструкционную формулу:

$$S(x) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\hat{S}(x_1)}{x_1 - x} dx_1.$$

Обратный (парный) базис также является вэйвлетом.

Все нечеткие начальные моменты гиперболического вэйвлета равны 0.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} x^{2m+1} \psi(x) dx = 0.$$

Это свойство нечетной функции. Обладающий большим числом нулевых моментов гиперболический вэйвлет позволяет, игнорируя наиболее регулярные полиномиальные составляющие сигнала, анализировать мелкомасштабные флюктуации и особенно высокого порядка.

Основные положения этой работы проверялись на тестовом изображении, представленном на рис.1а . Обработка проводилась с помощью гипербрюнического преобразования разного масштаба. На рис.1б представлено сечение тестового изображения, обработанное с помощью гиперболической маски масштаба $\alpha=1$ Малые по размеру детали изображения с высокой контрастностью имеют в области перепада интенсивности самый высокий пик. При увеличении масштаба гиперболы размеры этого пика уменьшаются (рис.1.в). В тоже время увеличивается амплитуда пика на границах крупномасштабных деталей объекта. Таким образом, изменения масштаб гиперболы можно регулировать детальность изображения объекта.

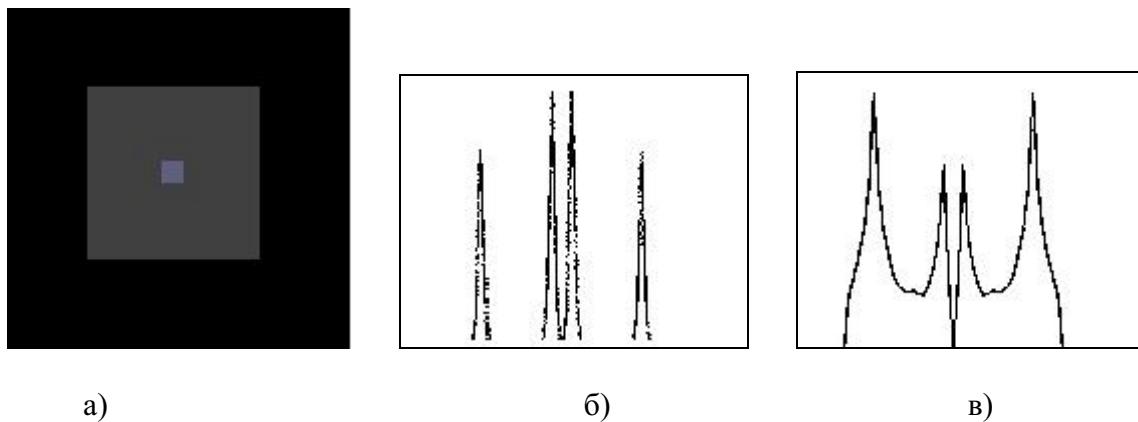


Рис. 1 Результаты экспериментов
а) – тестовое изображение,
б) и в) – строка изображение в области гиперболического вейвлет-преобразования на разных масштабах.

The hyperbolic wavelet transforming base for generalized functions domain are designed.
This base allows to improve of edge intensities and to control of detailing zation rate.

1. Крылов В.Н., Максимов М.В. Вторичные преобразователи сигналов изображений.
– Одесса, Астропринт, 1997
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы.–М. Высш. шк., 1988. – 448 с.
3. Дремин И.М., Иванов О.В, Ничайло В.А.. Вейвлеты и их использование // Успехи физических наук. Т. 171, №5. С. 465-501

МОДЕЛЮВАННЯ І ПРОГНОЗУВАННЯ ГЕТЕРОСКЕДАСТИЧНИХ ПРОЦЕСІВ

Бідюк П.І., Баклан І.В., Литвиненко В.І.

Вступ. Гетероскедастичні процеси, тобто процеси із змінною в часі дисперсією, - поширений клас фінансово-економічних процесів, особливо в нестійкій перехідній економіці. За визначенням такі процеси відносяться до класу слабо нестаціонарних процесів, а тому описання їх даниміки має деякі особливості у порівнянні із стаціонарними. Одним із популярних підходів до моделювання нестаціонарних процесів є метод групового врахування аргументів [1], який був успішно застосований до побудови моделей ряду технічних, екологічних та економічних процесів. Частково питання побудови моделей нестаціонарних процесів розглянуто в роботах [2-7], однак моделювання гетероскедастичних процесів потребує докладного розгляду.

Метою даної роботи є розробка спрощеного тесту на гетероскедастичність, універсальної методики моделювання гетероскедастичних процесів, а також побудова моделей деяких реальних фінансово-економічних процесів та функцій прогнозування на їх основі.

1. Тестування на наявність гетероскедастичності. При моделюванні гетероскедастичних процесів спершу виконують перевірку на наявність гетероскедастичності. В літературі наведено кілька тестів на гетероскедастичність [6, 8, 9], які принципово не відрізняються один від одного, але потребують додаткових і не завжди оправданих обчислень. Найбільш зручним представляється тест, наведений нижче.

Спрощений тест на гетероскедастичність. Спрощений тест на гетероскедастичність складається з наступних кроків: (1) оцінити авторегресію $y(k) = a_0 + a_0y(k-1) + \varepsilon(k)$ або більш високого порядку, наприклад другого чи третього; (2) обудувати ряд $\{\varepsilon^2(k)\}$, скориставшись залишками від оцінювання попередньої моделі; (3) оцінити регресію: $\varepsilon^2(k) = \alpha_0 + \alpha_1 [0.4\varepsilon(k-1) + 0.3\varepsilon(k-2) + 0.2\varepsilon(k-3) + 0.1\varepsilon(k-4)]$; (4) якщо коефіцієнт α_1 відмінний від нуля в статистичному смыслі, тобто є значимим, то отримана модель для $\varepsilon^2(k)$ описує гетероскедастичний процес.

Оскільки в цій моделі оцінюються тільки коефіцієнти α_1 і α_0 а всі інші відомі (0.4; 0.3; 0.2; 0.1), то для визначення відмінності від нуля коефіцієнта α_1 можна застосувати теорію перевірки гіпотез, тобто t-статистику для цього коефіцієнта.

Привабливість даного тесту полягає в простих обчисленнях і можливості застосування тієї ж теорії перевірки гіпотез, що використовується при аналізі лінійних моделей. **Формулюємо постановку задачі** оцінювання та прогнозування для авторегресійних умовно гетероскедастичних моделей ARPC(p,q) на основі максимізації функції правдоподібності.

Дана послідовність значень часового ряду $\{y(1), y(2), \dots, y(N)\}$. Для класу лінійних та псевдолінійних моделей AR(p) та ARUG $y(k) = a_0 + \sum_{i=1}^p a_i y(k-i) + \varepsilon_l(k)$, $\varepsilon_l^2(k) = \alpha_0 + \alpha_1 [\beta_1 \varepsilon_l^2(k-1) + \beta_2 \varepsilon_l^2(k-2) + \dots + \beta_m \varepsilon_l^2(k-m)] + \varepsilon_2(k)$, де $\varepsilon_l(k)$ – послідовність випадкових величин із змінною дисперсією; $\varepsilon_2(k)$ – послідовність випадкових величин з наступними властивостями: $E[\varepsilon_2(k)] = 0$, $E[\varepsilon_2(k) \varepsilon_2(j)] = \begin{cases} \sigma^2, & k = j, \\ 0, & k \neq j \end{cases}$ необхідно знайти:

1) оцінку вектора параметрів $\theta_1 = [a_0 \ a_1 \dots a_p]^T$, мінімізуючи критерій $J = \sum_{k=1}^N [y(k) - \hat{y}(k)]^2$, де $\hat{y}(k) = \hat{a}_0 + \sum_{i=1}^p \hat{a}_i y(k-i) + \varepsilon_1(k)$;

2) оцінки вектора $\theta_2 = [\alpha_0 \ \alpha_1 \ \beta_1 \dots \beta_m]^T$ із умови максимізації функції правдоподібності $L(\theta_2) = \log(f_{y_1}(y_{1m}; \theta_2)) \cdot \prod_{k=2}^N (f_{y_k|y_{k-1}}(y_{km}|y_{(k-1)m}; \theta_2))$;

3) на основі оціненої моделі знайти оцінку прогнозу дисперсії: $\hat{\varepsilon}^2(k+s|k) = E_k[\varepsilon^2(k)]$, $s=1, 2, \dots$, використовуючи всю наявну інформацію на момент часу k , із умови $J_1 = E[\hat{\varepsilon}^2(k+s), \hat{\varepsilon}^2(k+s)] \rightarrow \min$.

2. Методика побудови моделей гетероскедастичних процесів. Для прикладу розглянемо спочатку узагальнену авторегресійну модель гетероскедастичного процесу (УАРУГ). При використанні такої моделі умовна дисперсія процесу представляється за допомогою моделі авторегресії з ковзним середнім (АРКС). Нехай похиби моделі описуються рівнянням:

$$\varepsilon(k) = v(k) \sqrt{h(k)}, \quad (1)$$

де $v(k)$ – процес білого шуму з одиничною (для простоти) дисперсією $\sigma_v^2 = 1$;

$$h(k) = a_0 + \sum_{i=1}^q \alpha_i \varepsilon^2(k-i) + \sum_{i=1}^p \beta_i h(k-i). \quad (2)$$

Оскільки процес $\{v(k)\}$ визначено в даному випадку як білий шум, то умовне і безумовне середнє процесу будуть дорівнювати нулю.

Математичне сподівання для $\varepsilon(k)$:

$$E[\varepsilon(k)] = E[v(k) \sqrt{h(k)}] = 0.$$

Важливим моментом є те, що умовна дисперсія процесу $\{\varepsilon(k)\}$ є залежною від часу: $E_{k-1}[\varepsilon^2(k)] = h(k)$, оскільки $E_{k-1}[v^2(k)] = 1$. Для того щоб ця умовна дисперсія була скінченою, необхідно щоб корені характеристичного рівняння, записаного для (2), знаходились всередині кола одиничного радіуса. Таким чином, основною відмінною властивістю моделі ОАРУГ є те, що умовна дисперсія збурень, які діють на процес $\{y(k)\}$, є процесом авторегресії з ковзним середнім.

Припустимо, що $\{y(k)\}$ – це процес авторегресії з ковзним середнім. При побудові моделі процесу в даному випадку можливі наступні варіанти:

- якщо вдається побудувати адекватну модель АРКС, то похиби моделі будуть мати властивості білого шуму;

- якщо не вдається побудувати адекватну модель АРКС, то, використовуючи автокореляційну функцію для квадратів залишків, необхідно побудувати модель УАРУГ, яка дозволяє виконати аналіз поведінки дисперсії процесу; корелограма процесу $\{\varepsilon^2(k)\}$ дає можливість визначити присутність гетероскедастичності.

Оскільки $E_{k-1}[\varepsilon(k)] = \sqrt{h(k)}$, то рівняння (2) можна записати у формі:

$$E_{k-1}[\varepsilon^2(k)] = a_0 + \sum_{i=1}^q \alpha_i \varepsilon^2(k-i) + \sum_{i=1}^p \beta_i h(k-i). \quad (3)$$

За своєю структурою це рівняння схоже на рівняння АРКС(q, p) для послідовності $\{\varepsilon^2(k)\}$. Таким чином, методику побудови моделі гетероскедастичного процесу можна узагальнити наступним чином:

Крок 1. При необхідності зробити попередню обробку експериментальних даних (нормування, логарифмування, заповнення пропусків даних) і застосувати до них тести на

гетероскедастичність. Якщо процес містить тренд, то перед побудовою моделі необхідно його видалити. Досить часто візуальний аналіз даних дозволяє отримати суттєву інформацію щодо присутності гетероскедастичності. Разом з візуальним аналізом необхідно розглядати параметри описової статистики, які полегшують визначення структури моделі.

Крок 2. Користуючись АКФ та ЧАКФ для експериментальних даних, побудувати модель AR(p) або ARKC(p, q) для процесу $\{y(k)\}$ та обчислити ряд з квадратів залишків $\{\hat{\varepsilon}^2(k)\}$, де $\hat{\varepsilon}(k) = e(k)$. Обчислити вибіркову дисперсію $\hat{\sigma}_{\hat{\varepsilon}}^2$ збурення $\hat{\varepsilon}(k)$:

$$\hat{\sigma}_{\hat{\varepsilon}}^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N \hat{\varepsilon}^2(k), \text{ де } N - \text{ число залишків після побудови моделі AR чи ARKC.}$$

Крок 3. Обчислити і побудувати графік вибіркової автокореляційної функції для квадратів залишків:

$$\rho(s) = \frac{\sum_{k=s+1}^N [\hat{\varepsilon}^2(k) - \hat{\sigma}_{\hat{\varepsilon}}^2][\hat{\varepsilon}^2(k-s) - \hat{\sigma}_{\hat{\varepsilon}}^2]}{\sum_{k=1}^N [\hat{\varepsilon}^2(k) - \hat{\sigma}_{\hat{\varepsilon}}^2]}. \quad (4)$$

Якщо існують такі значення $\rho(s)$, які відрізняються від нуля в статистичному смыслі, то це свідчить про присутність процесу АРУГ або УАРУГ. Для того щоб переконатись у присутності гетероскедастичності, використовують Q – статистику Лунга-Бокса, яка обчислюється за виразом [7]: $Q = N(N+2) \sum_{i=1}^n \rho(i)/(N-i)$, де $n = N/4$ (емпіричне значення). Якщо значення $\hat{\varepsilon}^2(k)$ некорельовані, то Q – статистика повинна мати розподіл χ^2 з n ступенями свободи.

Крок 4. Побудувати модель УАРУГ (або іншу модифікацію)

$$h(k) = a_0 + \sum_{i=1}^q \alpha_i \varepsilon^2(k-i) + \sum_{i=1}^p \beta_i h(k-i), \quad (5)$$

використовуючи ряд значень $\hat{\varepsilon}^2(k)$. Якщо в цій моделі хоча б один із коефіцієнтів $\alpha_i, i \in 1, \dots, q$ є значимим, то процес є дійсно гетероскедастичним. Оскільки модель (3.9) описує залишки моделі з деяким наближенням, то в загальному випадку доцільно продовжити процес уточнення моделей, що описують вихідний процес в цілому. Тобто, можна уточнити як початкову модель AR(p) чи ARKC(p, q), а також модель типу (2). Це робиться на наступному кроці.

Крок 5. Скористатись моделлю (5) для того щоб отримати дійсні значення залишків, які описуються цією моделлю, тобто згенерувати ряд $\{\hat{\varepsilon}_1(k)\}$. Згенерувати ще один ряд $\{y_1(k)\}$, де $y_1(k) = y(k) - \hat{\varepsilon}_1(k)$. За допомогою отриманого ряду побудувати уточнену модель процесу типу AR(p) чи ARKC(p, q). При необхідності процес уточнення моделей може бути продовжений.

Приклад 2.1. Розглянемо побудову моделі УАРУГ для ряду $d(k)$ та моделі УАРУГ для скоригованого відносно імпульсних значень ряду $d^*(k)$. Для прикладу візьмемо дані, які характеризують щотижневий доход російської біржі сільгосп продуктів за 1996-1999 роки. Процедура обробки статистичних даних включає оцінювання параметрів математичних моделей на основі щотижневих чотирирічних даних, які використовуються для обчислення оцінки однокрокового прогнозу для дисперсії $h(k)$.

На основі даного часового ряду оцінено моделі AR(p), потім УАРУГ(1,1), а також модель для доходу, що має структуру: $d(k) = \mu + a_1 d(k-1) + a_2 d(k-2) + \varepsilon(k)$, $\varepsilon(k) = \eta(k) h^{1/2}(k)$, $\eta(k) \sim N(0,1)$, $h(k) = \alpha_0 + \alpha_1 \varepsilon^2(k-1) + \gamma_1 h(k-1)$.

Результати оцінювання наведено в таблиці 1. Параметри моделей оцінено методом максимальної правдоподібності. Діагностичні статистичні параметри Q_1 , Q_2 , які наведені в двох останніх стовпчиках таблиці, свідчать про те, що моделі мають достатню степінь адекватності. Параметри $Q_1(10)$ і $Q_2(10)$ - це статистики Лунга-Бокса, які обчислені для визначення ступеня кореляції залишків моделі. Критичне значення для Q – статистики визначається за допомогою таблиць для розподілу χ^2 . На наступному кроці до оцінених моделей застосовується метод корекції моделі із врахуванням присутності суттєвих імпульсних значень ряду.

Таблиця 1

Результати оцінювання моделей АР(р) та АРУГ(1,1)

Вибірка даних	Параметри моделі						Діагностика	
	$\hat{\mu}$	\hat{a}_1	\hat{a}_2	α_0	α_1	γ_1	$Q_1(10)$	$Q_2(10)$
1996- 1999	0,0034 (1,97)	0,0017 (2,05)	0,179 (2,73)	0,0002 (2,18)	0,274 (4,61)	0,468 (4,97)	5,48	5,17
1997- 2000	0,0015 (2,36)	0,0011 (1,99)	0,196 (2,57)	0,0003 (3,19)	0,385 (3,27)	0,652 (4,09)	6,85	7,33

В таблиці 2 наведено результати оцінювання тих же моделей, але вже із врахуванням корекції внаслідок присутності імпульсних значень.

Таблиця 2

Результати оцінювання моделей АР(р) та АРУГ(1,1) після корекції

Вибірка даних	Параметри моделі						Діагностика	
	$\hat{\mu}$	\hat{a}_1	\hat{a}_2	α_0	α_1	γ_1	$Q_1(10)$	$Q_2(10)$
1996- 1999	0,0043 (2,45)	0,002 (2,39)	0,353 (3,19)	0,0002 (2,18)	0,118 (4,02)	0,694 (5,37)	5,41	4,76
1997- 2000	0,0012 (2,44)	0,000 (1,78)	0,105 (2,69)	0,0002 (3,19)	0,157 (3,06)	0,774 (4,51)	7,49	5,28

У порівнянні з таблицею 1 оцінки параметрів α_1 і γ_1 змінились суттєво. Наприклад, для періоду даних 1996-1999 значення α_1 зменшилось від 0,274 до 0,118, а значення γ_1 збільшилось від 0,468 до 0,694. Однак сума коефіцієнтів $\alpha_1 + \gamma_1$ суттєво не змінилась, що свідчить про те, що загалом динаміка зміни доходів є робастною по відношенню до імпульсних значень. На основі отриманих даних моделювання можна зробити висновок, що застосування корекції даних приводить до більш стійких оцінок параметрів.

Приклад 2.2. Ціни акцій на біржі. Розглянемо ряд $\varepsilon^2(k)$ - коливання цін акцій на біржі (рис.1; часткова АКФ наведена на рис.2).

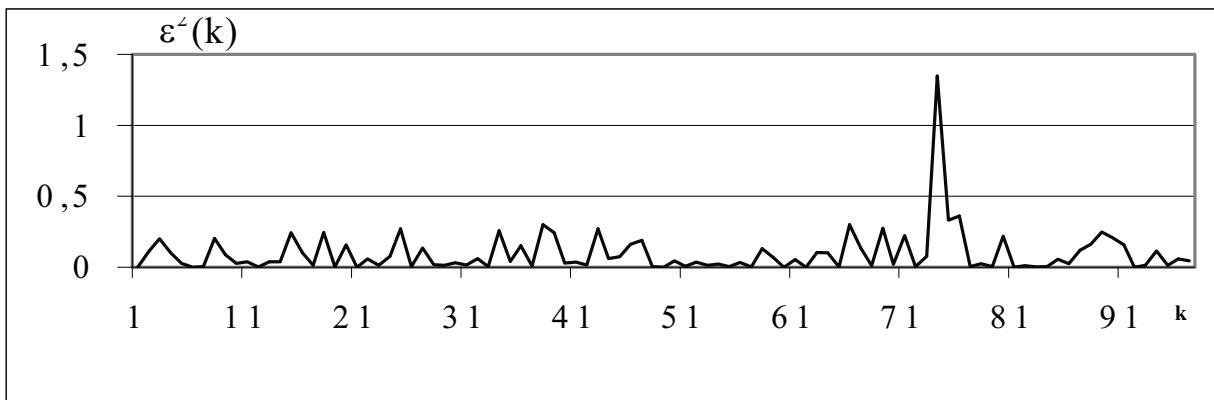


Рис.1. Коливання цін акцій на біржі

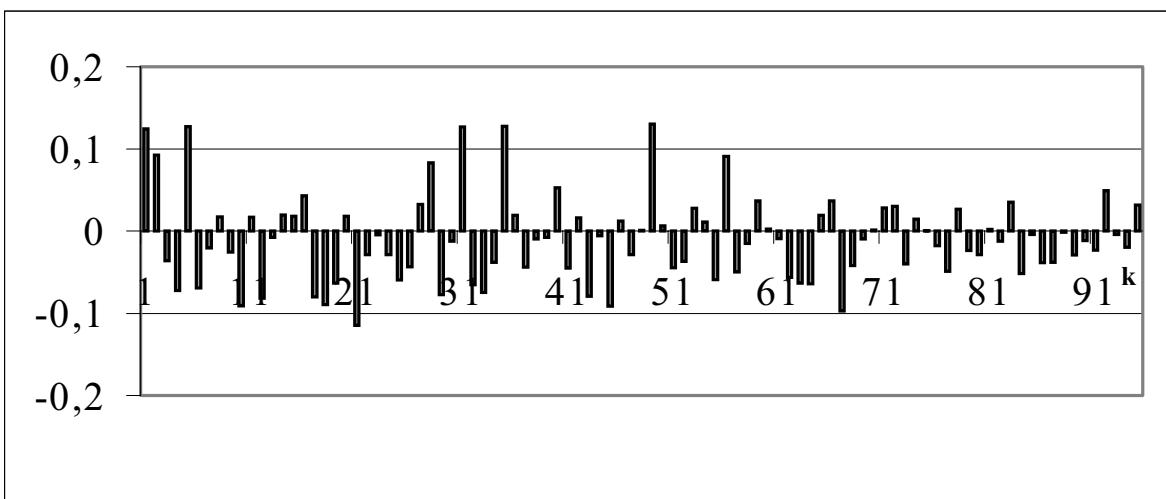


Рис.2. Часткова автокореляційна функція ряду

В результаті дослідження АКФ і ЧАКФ встановлено наступне:

1. Значення коефіцієнтів АКФ такі: $\rho_1 = 0,124$; $\rho_2 = 0,107$; $\rho_4 = -0,066$; $\rho_5 = 0,103$; $\rho_{10} = -0,069$.
2. Значення коефіцієнтів ЧАКФ мали такі значення: $\Phi_{1,1} = 0,124$; $\Phi_{2,2} = 0,093$; $\Phi_{4,4} = -0,072$; $\Phi_{5,5} = 0,127$; $\Phi_{10,10} = -0,91$.

3. Для математичного опису процесу необхідно розглянути моделі АР(1), АР(2), АР(3), АР(4). Найбільш вірогідні номери запізнювань, що входять до складу моделі: 1, 2, 4, 5, 10. У таблиці 3 наведені варіанти оцінювання декількох можливих структур регресійної моделі.

З таблиці 3 випливає, що найкраща модель, яка описує дисперсію з обчислених варіантів є АР(1, 2), оскільки для неї $DW = 1,9899$, $R^2 = 2,4041$, $AIC = -0,7846$. Таким чином, модель процесу має вигляд: $\varepsilon^2(k) = 0,0769 + 0,1138 \varepsilon^2(k-1) + 0,0927 \varepsilon^2(k-2)$.

Значення $RSS = 2,3826$ і $R^2 = 0,0242$ показує, що модель можна покращити за рахунок введення ковзного середнього. Варіанти оцінювання моделей з ковзним середнім наведені в таблиці 4.

З таблиці 4 випливає, що краща модель повинна обов'язково включати в себе ковзне середнє. З обчислених варіантів моделей кращою є АРКС((1, 2, 4, 5), (1)), оскільки для неї $DW = 2,0675$, $R^2 = 1$, $AIC = -\infty$. Крім того велике значення t -статистики для оцінок коефіцієнтів свідчить про їх значимість в статистичному смыслі.

Таблиця 3

Варіанти оцінювання дисперсії вартості акцій однієї з компаній, що входять до числа провідних на Нью-Йоркській фондовій біржі за 1996 рік

	(1)	(1, 2)	(1, 2, 4)	(1, 2, 4, 5)	(1, 2, 4, 5, 10)
a_0	0,0851 (4,4618)	0,0769 (3,6166)	0,0822 (3,4885)	0,0714 (2,7802)	0,0814 (2,8342)
a_1	0,1242 (1,2149)	0,1138 (1,0956)	0,1110 (1,0549)	0,1187 (1,1231)	0,1145 (1,0484)
a_2		0,0927 (0,8945)	0,1056 (0,9999)	0,1123 (1,0581)	0,1192 (1,0871)
a_3			0,0762 (-0,7276)	-0,0960 (-0,9054)	-0,1016 (-0,9274)
a_4				0,1251 (1,1845)	0,1247 (1,1385)
a_5					-0,0856 (-0,7837)
RSS	2,4041	2,3826	2,3560	2,3106	2,2628
AIC	-0,8076	-0,7846	-0,7517	-0,7377	-0,6735
BSC	-0,7542	-0,7040	-0,6428	-0,6006	-0,5034
DW	2,0196	1,9899	1,9712	1,9771	1,9738
F	0,0157	0,0248	0,0311	0,0497	0,0566
R ²	0,0155	0,0242	0,0307	0,0474	0,0536

Таблиця 4

Варіанти оцінювання моделей з ковзним середнім

	(1)	(1, 2)	(1, 2, 4)	(1, 2, 4, 5)	(1, 2, 4, 5, 10)
a_0	0,0851 (6,18E+14)	0,0769 (1,24E+16)	0,0822 (1,80E+15)	0,0714 (7,47E+14)	0,0814 (6,23E+14)
a_1	0,1242 (8,94E+13)	0,1138 (7,93E+13)	0,1110 (2,12E+14)	0,1187 (1,21E+14)	0,1145 (9,07E+13)
a_2		0,0927 (4,16E+14)	0,1056 (1,15E+15)	0,1123 (5,60E+14)	0,1192 (4,34E+14)
a_3			-0,0762 (-1,18E+15)	-0,0960 (-5,86E+14)	-0,1016 (-4,38E+14)
a_4				0,1251 (7,10E+14)	0,1247 (5,07E+14)
a_5					-0,0856 (-3,71E+14)
a_4	-1,34E-14 (-9,6131)	-1,35E-14 (-9,3986)	-4,60E-15 (-8,7229)	-8,91E-15 (-8,9278)	-1,12E-14 (-8,6915)
RSS	6,69E-30	3,83E-30	8,77E-31	5,27E-30	9,71E-30
AIC	$-\infty$	$-\infty$	$-\infty$	$-\infty$	$-\infty$
BSC	$-\infty$	$-\infty$	$-\infty$	$-\infty$	$-\infty$
DW	0,4843	1,1944	1,2519	2,0675	2,0796
F	∞	∞	∞	∞	∞
R ²	0,9970	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000

Таким чином, модель, що адекватно описує дисперсію можемо записати як:

$$\varepsilon_1^2(k) = 0,0714 + 0,1187 \varepsilon_1^2(k-1) + 0,1123 \varepsilon_1^2(k-2) - 0,096 \varepsilon_1^2(k-4) + 0,1257 \varepsilon_1^2(k-5) + \varepsilon_2(k)$$

3. Прогнозування процесів за допомогою різницевих рівнянь

Отримання функції прогнозування за допомогою розв'язку різницевого рівняння для процесу АРІКС(1,1,2):

$$y(k) = y(k-1) + a_0 + \varepsilon(k) + \beta_1 \varepsilon(k-1) + \beta_2 \varepsilon(k-2).$$

Введемо наступне позначення: $e(k) = \varepsilon(k) + \beta_1 \varepsilon(k-1) + \beta_2 \varepsilon(k-2)$ і перепишемо задане рівняння як $y(k) = a_0 + y(k-1) + e(k)$, розв'язок якого має вигляд: $y(k) = a_0 k + y_0 + \sum_{i=1}^k e(i)$. Знайдемо звідси y_0 : $y_0 = y(k) - a_0 k - \sum_{i=1}^k e(i)$.

Розв'язок для моменту $k+s$:

$$y(k+s) = y_0 + a_0(k+s) + \sum_{i=1}^{k+s} e(i).$$

Підставимо в цей розв'язок отриманий вище вираз для y_0 :

$$y(k+s) = y(k) - a_0 k - \sum_{i=1}^k e(i) + a_0 k + a_0 s + \sum_{i=1}^{k+s} e(i) = y(k) + a_0 s + \sum_{i=1}^s e(k+i).$$

Оскільки $\sum_{i=1}^s e(k+i) = \sum_{i=1}^s \varepsilon(k+i) + \beta_1 \sum_{i=1}^s \varepsilon(k+i-1) + \beta_2 \sum_{i=1}^s \varepsilon(k+i-2)$, то

$$y(k+s) = y(k) + a_0 s + \sum_{i=1}^s \varepsilon(k+i) + \beta_1 \sum_{i=1}^s \varepsilon(k+i-1) + \beta_2 \sum_{i=1}^s \varepsilon(k+i-2).$$

На основі останнього рівняння запишемо функцію прогнозування на один крок: $E_k[y(k+1)] = a_0 + y(k) + \beta_1 \varepsilon(k) + \beta_2 \varepsilon(k-1)$, оскільки $E_k[\varepsilon(k+i)] = 0$, $\forall i > 0$.

Функція прогнозування на два кроки:

$$E_k[y(k+2)] = 2a_0 + y(k) + (\beta_1 + \beta_2)\varepsilon(k) + \beta_2\varepsilon(k-1),$$

і для довільного числа кроків прогнозування маємо:

$$E_k[y(k+s)] = sa_0 + y(k) + (\beta_1 + \beta_2)\varepsilon(k) + \beta_2\varepsilon(k-1).$$

Отримане рівняння – це рівняння прямої (її нахил визначається коефіцієнтом a_0), на яку накладається зважений випадковий процес. Для порівняння точності прогнозу на основі різницевих рівнянь скористаємось фільтром Калмана та методом, запропонованим в пакеті Eviews.

Розглянемо конкретні приклади застосування розробленої методики для побудови прогнозу поведінки дисперсії ряду.

Приклад 4.1. Розглянемо ряд, що описує дисперсію вартості акцій однієї з компаній, що входить до числа провідних на Нью-Йоркській фондовій біржі. На основі моделі, що адекватно описує процес

$$\varepsilon_1^2(k) = 0,0714 + 0,1187 \varepsilon_1^2(k-1) + 0,1123 \varepsilon_1^2(k-2) - 0,096 \varepsilon_1^2(k-4) + 0,1257 \varepsilon_1^2(k-5) + \varepsilon_2(k),$$

яка отримана вище, побудовано прогноз вартості акцій на 5 кроків та порівняно його з реальними значеннями ряду. Графік прогнозу наведено на рис 3.

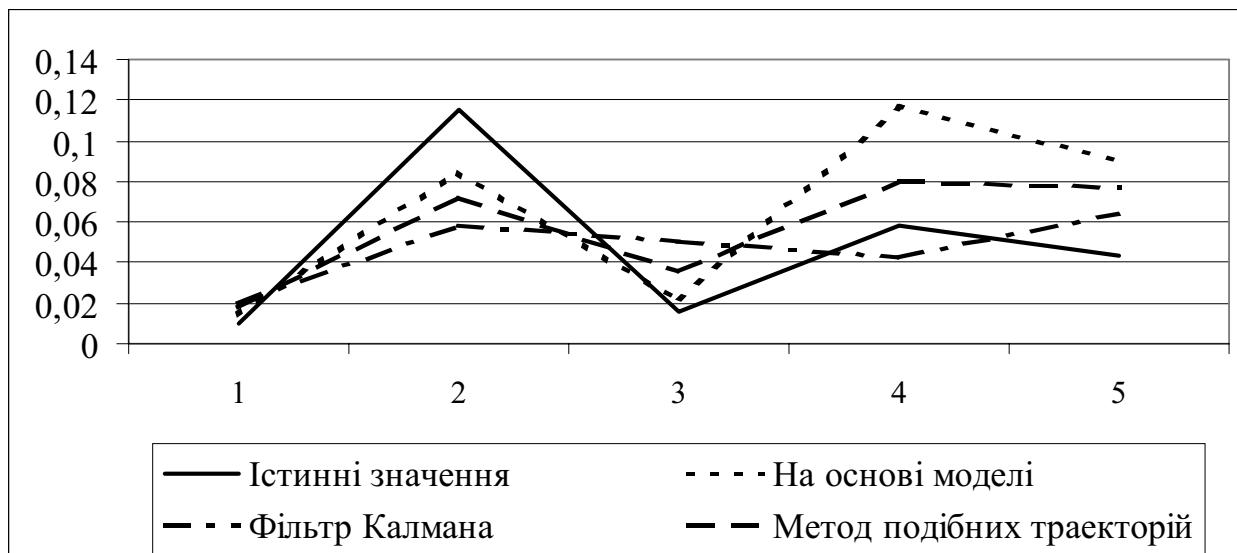


Рис. 3 Порівняльний графік прогнозу дисперсії вартості акцій однієї з компаній, що входить до числа провідних на Нью-Йоркській фондової біржі

Статистичні параметри отриманого прогнозу наведені в таблиці 5.

Таблиця 5

Метод прогнозування	Максимальне відхилення		Мінімальне відхилення		Сума квадратів похибок
	Абсолютне	%	Абсолютне	%	
За моделлю	0,055	73	0,003	8	0,0338
Фільтр Калмана	0,059	78	0,007	12	0,0337
Метод подібних траекторій	0,058	77	0,007	10	0,0335

Таким чином, запропонований системний підхід може бути використаний при побудові математичних моделей процесів за часовими рядами та побудові прогнозів поведінки рядів, включаючи гетероскедастичні та нелінійні щодо змінних процесів. Для більшості моделей кращим є прогноз на основі моделі, але при прогнозуванні на один крок кращим є прогноз побудований за допомогою фільтра Калмана, що пояснюється вибором оптимального коефіцієнта фільтра.

Висновки. Розроблена методика ітеративної побудови моделей гетероскедастичних процесів на основі часових рядів, яка дає можливість отримати модель з високим ступенем адекватності для опису динаміки дисперсії часового ряду. Запропоновано метод подальшого підвищення адекватності моделей гетероскедастичних процесів у випадку присутності імпульсних адитивних складових часового ряду шляхом врахування цих складових при оцінюванні параметрів моделі. При цьому незначне ускладнення процедури оцінювання параметрів моделі дозволяє суттєво підвищити її якість. Наведено приклади використання запропонованої методики описання гетероскедастичних процесів до прогнозування конкретних фінансово-економічних процесів. Отримані результати прогнозування свідчать про їх високу якість, що дозволяє скористатись ними при прийнятті рішень щодо оперативного управління.

A methodology of model constructing for heteroscedastic processes is considered and its application to describing dynamics of time series. A simplified test for heteroscedasticity is proposed and algorithm for model improvement thanks to taking into consideration the spikes that are substantially greater than mean value of a series. The variance forecasting functions are constructed as a measure of risk on the basis of equations solutions. Some examples of forecasting real time series are provided.

1. Ивахненко А.Г. Индуктивный метод самоорганизации моделей сложных систем. – Киев: Наукова думка, 1982. – 296 с.
2. Себер Дж. Прикладной регрессионный анализ. – М.: Мир, 1982. – 450 с.
3. Бард Й. Нелинейное оценивание параметров. – М.: Статистика, 1979. – 349 с.
4. Дрейпер Н., Смит Г. Прикладной регрессионный анализ (т.2). - М.: Финансы и статистика, 1986. - 366 с.
5. Бідюк П.І., Зворигіна Т.А. Структурний аналіз методики побудови регресійних моделей за спостереженнями часового ряду // Управляющие системы и машины, 2003, № 3, с.
6. Бідюк П.І., Половцев О.В. Аналіз та моделювання економічних процесів пе-реходного періоду. – Київ: НТУ КПІ, 1999. – 230 с.
7. Бідюк П.І., Баклан І.В., Рифа В.М. Системний підхід до побудови матема-тических моделей на основі часових рядів // Системні дослідження та інформаційні техно-логії, № 3, 2002, с. 114-131.
8. Enders W. Applied econometric time series. - New York: John Wiley & Sons, Inc., 1995. - 434 p.
9. Johnston J., DiNardo J. Econometric methods. - New York: McGraw-Hill, Inc., 1997. - 530 c.

ІНФОРМАЦІЙНА МОДЕЛЬ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ТЕХНОЛОГІЧНИМ ПРОЦЕСОМ ПАЙКИ СКЛАДЕНІХ П'ЄЗОКЕРАМІЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Захожай О.І.

Складені п'єзокерамічні перетворювачі широко використовуються в сучасній техніці для побудови різноманітних пристройів і систем [1 – 3]. Найбільшого поширення набули п'єзокерамічні перетворювачі для електромеханічних фільтрів, ультразвукових датчиків прийому і випромінювання, приладів контролю механічних деформацій та ін.

Конструктивно, складений п'єзокерамічний перетворювач представляє сукупність п'єзокерамічних елементів і пасивних резонаторів з жорстким механічним зв'язком між собою. Резонатори, найчастіше, виготовляються з елінварних сплавів металів, а для з'єднання складових частин застосовується пайка. З метою отримання якісних показників складених п'єзокерамічних перетворювачів потрібне вдосконалення технологічного процесу виготовлення, так як їх характеристики істотно залежать від рівня технологічних параметрів. Для підвищення якості з'єднання складових частин п'єзоперетворювачів і за-безпечення високого рівня п'єзоактивності можна використати часове суміщення процесів пайки і поляризації [4]. В роботі [5] вказується на можливість застосування автоматизованої системи управління технологічним процесом пайки складених п'єзокерамічних перетворювачів, яка за рахунок використання спеціальних алгоритмів управління технологічними параметрами, в яких використовується інформація про поточне значення струму витоки п'єзокерамічної структури, дозволяє підвищити рівень п'єзоактивності. Однак, з огляду на те, що п'єзокераміка має великий розкид параметрів від однієї партії до іншої, визначення раціональних значень технологічних параметрів повинне проводитися при допомозі оператора, так як людині властивий евристичний підхід до прийняття рішень. Наявність людини-оператора підвищує адаптивність системи при роботі в непередбачених ситуаціях.

Характерною особливістю діяльності людини-оператора є його взаємодія не з реальними об'єктами, а з їхніми інформаційними моделями, і вплив на об'єкти при допомозі дистанційного управління [6]. Таким чином створення інформаційних моделей є важливим етапом при створенні автоматизованих систем управління.

Пропонована інформаційна модель автоматизованої системи управління технологічним процесом пайки складених п'єзокерамічних перетворювачів наведена на рисунку 1. Така модель заснована на комплексному підході до задач збору, обробки інформації та управління технологічними параметрами і розрахована на використання одного операторського місця для координації роботи системи. В моделі реалізований принцип управління технологічними параметрами через інформацію про поточний стан струму витоки п'єзокерамічної структури [7].

Інформаційна модель автоматизованої системи управління технологічним процесом пайки складених п'єзокераміческих перетворювачів складається з системи підготовки інформації, системи вимірювання, системи обробки інформації, системи видачі управлюючої інформації об'єкту управління, системи контролю за технологічними факторами і становим технологічного процесу.

При підготовці нової номенклатури складених п'єзокерамічних перетворювачів до виробництва, система підготовки інформації формує технічну, технологічну і статистичну інформацію, необхідну для проведення технологічного процесу. Етап підготовки інформації ведеться з урахуванням коректуючої інформації, яка надходить від оператора. На цьому етапі, при допомозі системи вимірювання, збирається інформація про вплив технологічних параметрів на характеристики п'єзоперетворювачів. Ця інформація надходить до

системи обробки інформації, яка здійснює пошук раціональних значень технологічних параметрів.



Рис. 1 Структура інформаційної моделі автоматизованої системи управління технологічним процесом пайки складених п'езокерамічних перетворювачів

Уся поточна інформація з системи обробки інформації надходить до оператора, який приймає рішення по проведенню технологічного процесу і коректуванню технологічних параметрів. При проведенні технологічного процесу, система обробки інформації передає данні до системи видачі управлюючої інформації об'єкту управління, яка здійснює управління джерелом нагріву і джерелом напруги поляризації. В процесі пайки складених п'езокерамічних перетворювачів, система контролю за технологічними параметрами і станом технологічного процесу збирає поточну інформацію про струм витоки, а також про стан джерела нагріву і джерела напруги поляризації, яка надалі надходить до системи обробки інформації. Результати обробки передаються до системи видачі управлюючої інформації об'єкту управління. Інформація про поточний стан джерела нагріву і джерела напруги поляризації використовується для самодіагностування системи і визначення аварійних режимів. Рішення про аварійне припинення технологічного процесу може прийматися як системою обробки інформації в автоматичному режимі, так і оператором з пульта централізованого управління. Поточна інформація про хід технологічного процесу, а також інтерполаційна інформація про значення технологічного процесу системою обробки інформації передається до оператора.

Після проведення технологічного процесу пайки, система вимірювання проводить вимір характеристик отриманих п'езоперетворювачів і передає данні до системи підготовки інформації. Надалі інформація про статистичні данні якості отриманих виробів передається до оператора. Система обробки інформації проводить експертну оцінку отриманих характеристик і передає її оператору. На основі отриманих даних оператор приймає рішення про необхідність коректування технологічних параметрів.

Враховуючи дискретність отримуваної інформації, в системі необхідно запровадити спеціальні алгоритми обробки даних для їх наглядного представлення оператору. При цьому, враховуючи сучасні тенденції розвитку інформаційних систем, бажано щоб діалог оператора з системою здійснювався в інтерактивному режимі.

Таким чином, запропонована інформаційна модель, дозволяє розробити автоматизовану систему управління технологічним процесом пайки складених п'єзокерамічних перетворювачів з метою підвищення якості виробів, що виготовляються.

The offered information model allows to develop the automated control system of technological process of the soldering compound piezoceramic converters with the purpose of improvement of quality of products which are produced.

1. Малов В.В. Пьезокерамические датчики. – М.: Энергия, 1978. – 284с.
2. Джонсон Р. Механические фильтры в электронике: Пер. с англ. – М: Мир, 1986. – 496с., ил.
3. Пьезокерамические преобразователи: Справочник. Под ред. Пугачева С.И. – Л.: Судостроение, 1984. – 256с.
4. Паэранд Ю.Э., Захожай О.И. Автоматизация технологического процесса пайки составных пьезокерамических преобразователей //Матеріали Міжнародної конференції з управління “Автоматика-2002”. – Донецьк. – 2002. – С.236-237.
5. Паэранд Ю.Е., Захожай О.И. Система автоматизированного управления пайкой составных пьезокерамических преобразователей. //Вісник Східно-українського національного університету ім. В. Даля. – Луганск. – 2003. – №6. – С.197 – 202.
6. Козак Ю.А., Орлова Е.Ю., Кучерявый Д.Ю. Принципы и методы создания информационных моделей в автоматизированных системах управления. //Тр. Одесск. политехн. ун-та: Научн. и практ. сб. по техн. и естеств. наукам – Одесса. – 2003. – Вып. №1(19). – С. 135 – 139.
7. Пат. №56597A Україна МПК⁷ H01L41/00. Спосіб виготовлення складених п'єзокерамічних перетворювачів / Паеранд Ю.Е., Захожай О.І. (Україна) - №2002076297; Заявл. 29.07.2002; Опубл. 15.05.2003, Бюл. №5.

УДК 007

КОЛИЧЕСТВЕННЫЙ ПОДХОД К ПОДБОРУ СОТРУДНИКОВ ДЛЯ КОЛЛЕКТИВНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ

Кирюшатова Т.Г.

В любой сфере общественной жизни с полной отдачей и добросовестно будут работать люди действительно попавшие «на своё место», а задача расставить людей так, чтобы они работали добросовестно и с полной отдачей, исключительно сложна. С задачами распределения функций в совместной деятельности повсеместно и постоянно сталкиваются в своей практике и руководители различных уровней, и сами коллективы.

Все участвующие в этих процессах лица знают, что решать эти задачи надо для достижения определенных целей: выполнения плана, получения результата, осуществления деятельности как таковой, но в то же время и для обеспечения удовлетворенности членов коллектива своим трудом, получения заслуженного вознаграждения за свой вклад в общее дело, создания благоприятных отношений в коллективе, поддержания нормальных условий совместной деятельности и т. д. Очевидно, что этот процесс обусловлен рядом факторов при решении этих задач, приходится учитывать разные обстоятельства: наличие нужных работников, их запросы, возможные распоряжения администрации, многочисленные конкретные условия и т. д. Возможно действие и таких факторов, как различные виды группового давления, протекционизм, внеслужебные, неделовые соображения и т. д. И результаты решения задач распределения функций можно оценить по-разному, например однопланово — при учете лишь конечного результата или многопланово и неоднозначно — с ориентацией на разнообразные аспекты проблемы, с учетом различных отношений и параметров.

Для этого очень важно правильно распределить функции между субъектами производственной деятельности. Субъектами, выполняющими эту деятельность, могут быть отдельные лица или группа лиц в системе управления или в основном производстве. Субъекты могут различаться по месту в системе (статусу, рангу, позиции), по признаку коллектиности (отдельное лицо, занимающее конкретную позицию в системе деятельности, или группа) и включенности в сам процесс (распределение может производиться лицом, стоящим вне системы функций, подлежащих распределению, или осуществляется самой группой, например бригадой, которая затем будет выполнять эти функции).

В настоящее время повышение эффективности функционирования человеко-машинных систем идет по трем направлениям:

- повышение эффективности работы «машинной части» путем улучшения характеристик машин и технологий;
- повышение эффективности работы человека-оператора или группы операторов;
- нахождение оптимальных соотношений между «человеческой» и «машинной» частями.

Третьим направлением, менее всего разработанным для практических задач и определяющим одно из основных звеньев систем управления, интенсивно занимаются специалисты по управлению и математики.

При коллективной деятельности операторов могут возникать нестандартные ситуации, отличные от штатной деятельности: работа неполным составом смены, замена отдельных ее членов менее квалифицированными операторами, частичная потеря трудоспособности отдельными операторами и наиболее сложная ситуация-работка при наличии конфликта. Все это приводит к снижению общей производительности работы коллектива и увеличивает вероятность ошибок.

Вероятность развития конфликта в группе зависит от типов составляющих ее отдельных личностей и направленности их целей: на себя, на колlettiv, на дело.[1]

Суть конфликта для нового члена группы - изменить ценности других в свою пользу, увеличить свою ценность по сравнению с ценностью руководителя или задач группы.

Согласно гипотезе Р.Акоффа [2], основой для оценки вероятности конфликтности группы должны служить матрицы координат каждого из операторов данной группы в пространстве личности (рис.1) в котором ось абсцисс «X» («интернализация-экстернализация») отражает степень влияния человека на окружение, а ось ординат «Y» («объективерсия-субъективерсия») - степень чувствительности личности к окружению. Координаты X и Y индивидуума обычно находят с помощью экспертных оценок пяти независимых экспериментаторов.

Предлагается количественная методика определения матрицы координат индивидуума в пространстве личности как функции шестнадцати параметров, получаемых в результате обработки теста Кэттэла [3]

$$X_i = \frac{1}{80} \left\{ \frac{\sqrt{2}}{2} \left[\frac{M-C}{2} + (A+H+L+Q_1+Q_4-0-20) - |Q_2-5| \right] + [E+Q_3-10] \right\} \quad (1)$$

$$Y_i = \frac{1}{80} \left\{ \frac{\sqrt{2}}{2} \left[\frac{M-C}{2} + (Q_1+Q_4-H-L-N+5) + |Q_2-5| + |0-5| + |Q_2-5| \right] + [B+E+G-I-10] \right\}$$

где A,B,C,D,E,F,G,H,I,L,M,N,O,Q₁,Q₂,Q₃,Q₄- величина параметров личности по соответствующим шкалам Кэттэла в стандартных стенах.

Во введенном пространстве личность индивида рассматривается как сила, величина которой пропорциональна удалению точки, соответствующей этому индивиду от точки (0;0)- начала координат, так называемой «точки центроверсии».

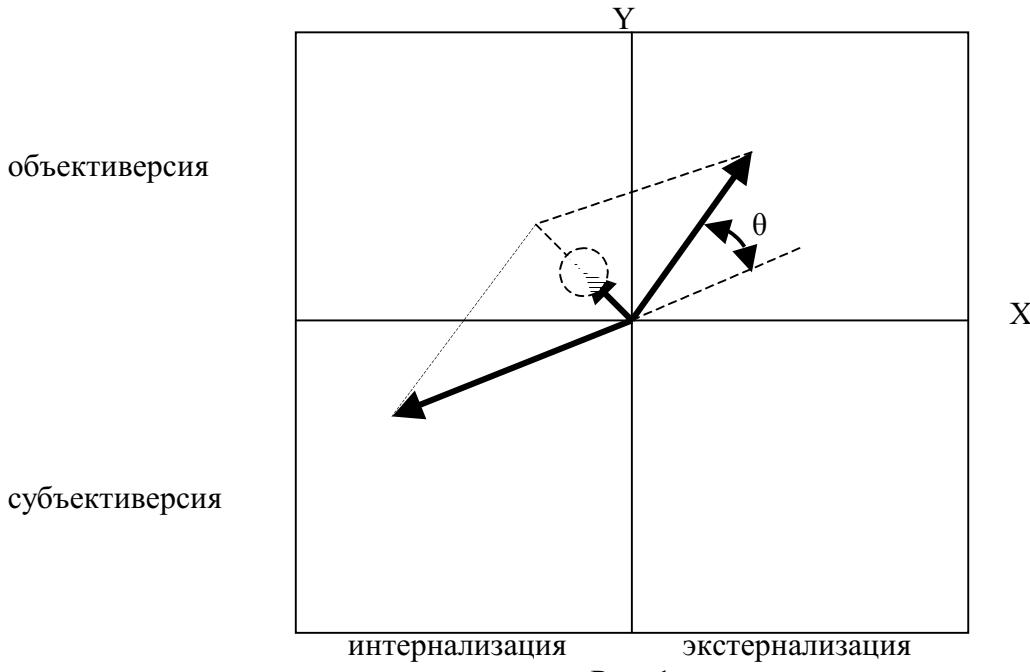


Рис. 1

Коллектив из двух операторов А и В обладает силой OZ, равной векторной полу- сумме сил OA и OB, соответствующих каждому из индивидов. Таким образом, построив

параллелограмм АОВД на ОА и ОВ как на сторонах и взяв половину его диагонали ОZ=1/2ОД (1/2-коэффициент нормировки, применяемый для того, чтобы результирующий вектор сил не выходил за пределы пространства личности). В общем случае для коллектива из s операторов абсолютная величина результирующей силы $|d_s|$ равна:

$$|\vec{d}_s| = \frac{I}{S} \sqrt{\sum_{i=j}^{IE} \left[\left(\sum_{v=j}^s X_{iv} \right)^2 + \left(\sum_{v=j}^s Y_{iv} \right)^2 \right]} \quad (2)$$

где i - число шкал Кэттэла, принимаемых к рассмотрению,
 v - количество операторов в коллективе.

Пара, вектор результирующей силы который расположен в точке центроверсии или недалеко от нее, легко распределяет психологическую нагрузку и может эффективно сотрудничать. Чем дальше от центроверсии сила пары ОZ, тем острее становится соперничество (конфликт) из-за выполнения одной и той же психологической функции. Увеличиваются искажения в восприятии одного лица другим.

Под восприятием мы понимаем то расположение, которое по убеждению одного лица свойственно другому в пространстве личности.

Искажения в восприятии характеризуются углом асимметрии « θ » (рис. 1) между векторами сил пары или коллектива и новичка.

Когда угол асимметрии превышает 90° , партнеры постепенно теряют надежду на возможность перемен и конфликт приобретает затяжной характер.

Таким образом, с целью предотвращения конфликтных ситуаций в результате замены выбывшего оператора подбирать нового члена группы надо так, чтобы угол асимметрии « \square » между вектором оставшихся членов группы и новичком и абсолютная величина вектора результирующей силы новой группы $|d_{si}|$ были минимальными. Для этого необходимо иметь картину «устойчивости» коллектива в виде матриц (тензоров) «неравновесия» и «асимметрии», на основе которых можно проводить имитационные эксперименты.

The article is devoted to questions of the quantitative approach at selection of the staff in work collectives. The technique of a quantitative estimation of personal qualities of the personnel on 16 scales of Kettel's test and constructions of a vector of compatibility for reduction of disputed situations in collective is offered.

1. Разработка методов математической формализации деятельности коллектива операторов различной численности в условиях помех и дефицита времени: Отчет о НИР / КПИ им. С. Лазо; руководитель работы Марсанов В.В. , № ГР 01. 8.80.084062. – Кишинев, 1989.

2. Акофф Р. , Эмерли Ф. О целеустремленных системах. – М. : Советское радио, 1974.

3. Мельников В.М. , Ямпольский Л.Т. Введение в экспериментальную психологию личности. – М. : Просвещение, 1985.

4. Трофимов Ю.Л. Инженерная психология. – «Либідь», 2002. – 264 с.

5. Уинстон П. Искусственный интеллект. – М. : Наука, 1980. – 520 с.

62-501.72

ОБНОВЛЕНИЕ МАТЕРИАЛИЗОВАННЫХ ПРЕДСТАВЛЕНИЙ И ШАБЛОНОВ ЗАПРОСОВ В РЕЛЯЦИОННЫХ БАЗАХ ДАННЫХ

Кунгурцев А.Б.

Использование материализованных представлений (МП) – сохранных результатов запросов – может существенно повысить производительность информационной системы. Однако при необоснованном применении технологии МП можно получить и противоположный результат [1]. Анализ эффективности применения МП, основанный на исследовании структуры запроса и статистических данных о работе информационной системы (ИС), приведен в [2]. Вместе с тем, остается проблема пересчета МП в случае, когда произошло изменение используемых в нем данных, на что может тратиться значительное время. В настоящей работе предлагается метод частичного пересчета (коррекции) материализованного представления на основе анализа типа операции над данными, приведшей к их изменению, а также характера использования этих данных в МП. Процедура идентификации запросов или групп «родственных» запросов выходит за рамки данного исследования.

Технология МП применима для запросов типа «Выборка» (SELECT) [3]. Для других типов запросов возможно использование шаблонов, о которых речь пойдет позже.

В любой реальной ИС с течением времени данные изменяются. Изменение данных, используемых в запросе, в период времени между формированием МП и очередным его применением обычно приводит к необходимости пересчета МП. Существуют различные способы поиска момента пересчета, уменьшающие загрузку системы, но эти решения не универсальны.

Постановку задачи обновления МП можно сформулировать в следующем виде. Пусть D - база данных, V - материализованное представление, определенное на D посредством некоторой функция (запроса) X на множестве D.

$$V = X(D)$$

Пусть U – операция обновления D. Её результат

$$U(D)$$

Тогда проблема обновления МП сводится к поиску такой операции обновления U', для которой истинно выражение

$$U'(V) = X(U(D))$$

Проанализируем операции, приводящие к изменению данных в D и используемых в МП, с точки зрения разработки методов частичного пересчета (обновления) МП.

Операция DELETE может иметь аргументом таблицу или отдельные строки. Если такая операция применена к таблице, к которой обращается запрос МП, то дальнейшее использование МП теряет всякий смысл. Если удаляется строка, то следует определить, не вошли ли её поля в МП. Если такие поля имеются, то соответствующие строки следует удалить из МП. Следовательно, проблема корректировки МП сводится к обнаружению строк в МП, подлежащих удалению. Нужно отметить, что в общем случае в строку МП входят только некоторые поля из строк базовых таблиц. Среди этих полей совсем не обязательно присутствие первичных ключей базовых таблиц. Также нельзя утверждать, что они могут представлять альтернативные ключи. Таким образом, задача удаления строки из МП должна решаться путем использования дополнительной информации, не определяемой только функциональными требованиями к МП. Для решения такой задачи предлагается сохранять для каждой строки МП первичные ключи строк базовых таблиц, которые участвуют в её формировании.

Например, следующий запрос может корректировать МП.

DELETE FROM МП

WHERE t1_k = n;

Здесь t1_k = n определяет первичный ключ строки, удаляемой из базовой таблицы t1.

В случае, когда первичные ключи в базовых таблицах не выделены, задача обнаружения удаляемой строки в МП становится значительно более сложной и вряд ли может быть решена универсальным методом.

Операция UPDATE, примененная для поля, которое не фигурирует в МП (но из таблицы, которую использует МП) никак не влияет на МП.

Операция UPDATE над данными, входящими в условие выборки WHERE, исключает частичный пересчет и требует полного обновления МП.

Операция UPDATE над данными, входящими в строки МП, может привести к разным схемам пересчета. Если строка базовой таблицы, содержащей измененное поле, в соответствии с условиями запроса МП делегировала поле (поля) в некоторую строку МП, то эту строку следует удалить из МП, пересчитать в соответствии с условием результат запроса МП только для соответствующей строки базовой таблицы и включить его, если нужно, в МП. Если же строка базовой таблицы не участвовала в формировании строк МП, то из МП ничего не удаляется. Произойдет ли вставка, зависит от результата проверки условия МП для измененной строки базовой таблицы. Аналогично рассмотренной ранее корректировке, в нашем случае также требуется сохранение в МП первичных ключей базовых таблиц. Схема корректирующего запроса может иметь следующий вид.

INSERT INTO МП

SELECT ...

FROM t1, ...

WHERE ... AND t1.k = n ...

Здесь текст запроса определяется запросом для МП, в котором вместо всей таблицы анализируется только одна строка с первичным ключом t1_k = n.

Операция INSERT, вставляющая новую строку в базовую таблицу, используемую в МП, должна привести к обновлению МП. Если данные из базовой таблицы входят в условия, то требуется полное обновление МП, если же данные используются только в строках МП, то для каждой новой строки базовой таблицы следует выполнить пересчет в соответствии с условием выборки МП и возможно добавить новые строки в МП. Корректирующий запрос для этого случая аналогичен запросу, рассмотренному выше для операции UPDATE над данными базовой таблицы.

Рассмотрим возможность частичного пересчета МП, содержащего агрегирующие функции. Начнем со случая, когда агрегация выполняется без условия (по всей таблице). Для функций MAX(выражение) и MIN(выражение) при выполнении операции UPDATE корректировка выполняется в соответствии со следующей схемой

If max < d then max: =d ;

If min > d then min: =d ;

где d – новое значение поля, а max и min - значения функций MAX и MIN соответственно, находившиеся в МП до изменения d.

Вставка новой строки может быть компенсирована в МП по этой же схеме.

Удаление строки может корректироваться двумя способами. Если сохранять первичные ключи строк, чьи поля определяют MAX и MIN, то достаточно сравнить эти ключи с ключом удаляемого поля. При совпадении значений требуется пересчет агрегирующей функции. В противном случае её значение остается неизменным. Второй способ предусматривает анализ удаляемой строки и может быть выполнен по схеме

If max = d_old then <пересчет MAX()>;

If min = d_old then <пересчет MIN()>;

где d_old – значение поля в удаляемой строке, а max и min - значения функций MAX и MIN соответственно, находившиеся в МП до удаления строки.

Для функции COUNT(выражение), подсчитывающей количество строк, изменение некоторого поля, не изменяет результата. Удаление или добавление новой строки предусматривает соответственно уменьшения или увеличения результата в МП на единицу. Для функции SUM(выражение) корректировка значения при изменении некоторого поля, входящего в сумму возможна по следующей схеме.

sum:=sum -d_old +d_new;

где sum – значение суммы в МП; d_old – старое значение поля; d_new – новое значение поля.

Если произошло удаление строки, поле из которой вошло в сумму, то из суммы нужно вычесть значение этого поля.

sum:=sum -d_old

Если произошла вставка строки, поле из которой войдет в сумму, то к сумме нужно прибавить значение этого поля.

sum:=sum +d_new

Для функции AVG(выражение) корректировка значения возможна только при известной сумме и количестве слагаемых. В этом случае алгоритм корректировки будет сочетанием корректировок для SUM() и COUNT(корректировка суммы и количества слагаемых). Будучи однажды вычисленными, эти значения могут быть в дальнейшем автоматически поддерживаться в актуальном состоянии алгоритмами корректировки.

Для функции AVG() можно также применить некоторые эвристические алгоритмы, основанные на знании диапазона значений слагаемых, их количестве, допустимых ошибках в измерении средних значений, позволяющие корректировать результат не для каждого изменения агрегирующих данных.

Рассмотрим случай, когда агрегация выполняется не по всей таблице, а определяется предложением GROUP BY <список_полей>.

Для функций MAX() и MIN() при выполнении операции UPDATE прежде всего необходимо определить, входит ли редактируемое поле в список полей GROUP BY. Если поле входит в список, то должна произойти перегруппировка в таблице. Для выполнения функций MAX() и MIN() это равносильно выполнению операции DELETE для одной группы и INSERT для другой группы. Корректировка МП для этих операций рассмотрена выше. Если редактируемое поле не входит в список полей GROUP BY, то для той группы, куда входит редактируемая строка, следует выполнить анализ, аналогичный предложенному ранее для операции UPDATE для всей таблицы.

Для функций MAX() и MIN() при выполнении операции DELETE можно применить ранее рассмотренную корректировку для DELETE, ограничив её группой, куда входила удаляемая строка.

Для функций MAX() и MIN() при выполнении операции INSERT можно применить ранее рассмотренную корректировку для INSERT, ограничив её группой, куда войдет вставляемая строка.

Для функции SUM() при корректировке некоторого поля (UPDATE) прежде всего необходимо определить входит ли редактируемое поле в список полей GROUP BY. Если поле входит в список, то должна произойти перегруппировка в таблице. В этом случае можно предложить следующую схему пересчета.

sum1:=sum1 - d;

sum2:=sum2 + d;

где sum1 – значение суммы в группе, откуда исключается строка, sum2 – значение суммы в группе, куда включается строка, d – значение поля.

Для функции SUM() при удалении строки (DELETE) необходимо определить группу, куда входила удаляемая строка. Далее применяется корректировка аналогичная рассмотренной ранее для всей таблицы.

Для функции SUM() при выполнении операции вставки строки (INSERT) можно применить ранее рассмотренную корректировку для INSERT для всей базовой таблицы, ограничив её группой, куда войдет вставляемая строка.

Для функции SUM() при выполнении операции удаления строки (DELETE) можно применить ранее рассмотренную корректировку для DELETE для всей базовой таблицы, ограничив её группой, откуда удаляется строка.

Для функции COUNT() при выполнении операции UPDATE необходимо определить входит ли редактируемое поле в список полей GROUP BY. Если поле входит в список, то должна произойти перегруппировка в таблице. Это приведет к тому, что количество строк для группы, откуда строка была исключена, уменьшается на единицу, а количество строк в группе, куда она оказалась включенной, увеличилось на единицу. Если редактируемое поле не входит в список полей GROUP BY, то корректировка не нужна.

Операции INSERT и DELETE выполняются аналогично ранее рассмотренной корректировке для всей таблицы, но только для групп, куда попадают вставляемые или удаляемые строки.

Проанализируем возможность сокращения выполнения запроса на обновление данных (UPDATE).. Для определенного типа приложений режим частого обновления некоторых данных является обычным, например, операции со счетами, внесение экзаменационных отметок и т. д. В этом случае нельзя говорить о создании МП, поскольку по своей сути запрос такого рода не может быть неизменным. Однако изменения часто могут касаться только самого изменяемого поля, а не условия выборки. Тогда можно поставить в соответствие группе запросов подобного рода некоторый шаблон запроса, в котором новое значение поля не будет определено.

Рассмотрим условия создания шаблона для запросов типа «Обновление». Пусть условие выборки поля для такого запроса остается неизменным в течение достаточно длительного периода времени. При выполнении запроса на обновление в базовой таблице редактируются поля, а шаблон сохраняет первичные ключи этих полей. При следующем обращении к запросу достаточно применить условие выбора полей, только к тем строкам базовой таблицы, ключи которых хранятся в шаблоне. Другими словами предлагается запоминать объекты выборки и заменять обычный запрос «укороченным», который распространяется только на запомненные объекты. Схема такого запроса приведена в [UPDATE.t1](#)

```
SET . .
WHERE t1.k = n1 OR t1.k = n2 . . .
```

Здесь значения первичного ключа t1.k равное n1 и n2 определяет строки базовой таблицы, к полям которой применяется редактирование.

Если в течение периода времени между двумя использованиеми шаблона в базовой таблице произошли изменения под действием других запросов (условие выборки в шаблоне не изменилось), то первичные ключи измененных строк включаются в шаблон. Если за этот же период произошло удаление строк, то первичные ключи удаленных строк удаляются из шаблона, а если произошла вставка строк – то новые первичные ключи добавляются в шаблон. При изменении условия выборки в шаблоне по причине изменения данных, формирующих это условие, шаблон как бы начинает работать «с нуля». Это проявляется в том, что список ключей шаблона обнуляется и выборка выполняется по всем строкам базовых таблиц. Далее процесс повторяется.

Запросы типа INSERT также могут использоваться многократно, в основном это связано с доопределением некоторых полей базовых таблиц, однако поскольку в этом случае условие обычно ограничивается выявлением пустых полей, например:

```
WHERE field = 0
никакой необходимости в создании шаблонов нет.
```

Проведенный анализ позволяет определить требования к журналу изменения данных СУБД. Набор данных, подлежащих регистрации, определяется текстами запросов для

МП и шаблонов. Если в МП используются не все поля некоторой таблицы, то собирать сведения о всей таблице нет надобности. Поэтому для каждого используемого поля следует записать имя таблицы и первичный ключ строки, куда это поле входит. Кроме этого следует зафиксировать характер операции изменения данных, поскольку от этого зависит механизм обновления МП и шаблонов. Фиксация времени выполнения операции изменения данных позволяет планировать процесс обновления МП. Здесь следует иметь в виду, что обновление МП не обязательно должно выполняться сразу после изменения данных или перед его использованием. Определенные типы данных в реальных системах могут допускать различный период обновления (результаты экзамена можно зафиксировать на следующий день после экзамена). Наконец, связав поле базовой таблицы со списком использующих его МП или шаблонов, можно сократить время на поиск объекта корректировки. Таким образом, журнал должен иметь следующую структуру.

Название базовой таблицы	Значение первичного ключа	Название поля	Операция изменения данных	Время изменения значения поля	Список МП и шаблонов
--------------------------	---------------------------	---------------	---------------------------	-------------------------------	----------------------

Результаты проведенного исследования и предлагаемый метод корректировки материализованных представлений позволяют повысить эффективность использования технологии МП за счет значительного сокращение времени на обновление сохраняемых таблиц результатов запросов.

The method of updating materialized view are considered with change of the data, used by them, depending on character of changes and variants of use of these data. The ways of construction of patterns for some kinds of inquiries are offered

1. Кузнецов С. Методы оптимизации выполнения запросов в реляционных СУБД. –www.citforum.ru/database/articles/art_26.html-2003

2. Кунгурцев А.Б., Куок Винь Нгуен Чан. Анализ возможности применения материализованных представлений в информационных системах. Труды ОНПУ, 2003, вып 2(20). – С. 102 – 106.

3. К. Дж. Дейт Введение в системы баз данных. М.:Вильямс,2000.848с.

УДК 681.3.07

МЕТОДЫ АНАЛИЗА НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ

Сальдо В.В., Шеховцов А.В.

Введение. Очень часто для простоты предполагается, что замкнутые системы автоматического регулирования представляют собой системы с постоянными параметрами тогда их поведение может быть исследовано с помощью линейных дифференциальных уравнений на базе хорошо разработанной теории линейных следящих систем. Предположение о линейности системы справедливо лишь для весьма ограниченного класса систем регулирования [1]. Большинство систем существенно нелинейные и ни для какого момента времени в них не существует соотношения между входным и выходным сигналами, не зависящего от величины входного сигнала.

Однако нелинейность элементов системы регулирования совсем не обязательно должна вызывать тревогу, так как в ряде случаев наилучшие характеристики системы регулирования могут быть получены именно введением в систему нелинейных элементов.

Постановка задачи. Ниже излагаются различные подходы к рассмотрению нелинейных замкнутых систем регулирования, использующих методы, разработанные для линейных систем [2].

1. Линеаризация нелинейных элементов при малых отклонениях для получения передаточных функций с постоянными коэффициентами. Такая линеаризация возможна при малых отклонениях от рабочей точки, т. е. в тех случаях, когда коэффициенты могут считаться достаточно постоянными, чтобы быть относительно независимыми от амплитуды сигнала, приложенного к входу системы, хотя на самом деле при переходе из одной рабочей области в другую значения коэффициентов, конечно, меняются. Этот метод линеаризации позволяет применять линейную теорию к системам регулирования, содержащим нелинейные элементы. Он в основном используется при исследовании устойчивости систем при малых отклонениях от начала координат и, кроме того, может применяться для исследования динамики систем при ограниченных значениях задающих и возмущающих воздействий.

2. Линеаризация нелинейных элементов для получения их передаточных функций с помощью метода гармонического баланса при больших отклонениях и синусоидальных входных воздействиях. При больших отклонениях от рабочей точки передаточные характеристики являются функциями амплитуды сигнала на входе элемента, и в связи с этим для исследования отношения выход - вход необходимо применять разложение Фурье для ряда значений сигнала на входе элемента. Изменение характеристик элементов с изменением амплитуды сигнала может служить причиной возникновения незатухающих колебаний конечной амплитуды. Исследуя устойчивость таких линеаризованных систем, мы получаем в случае нелинейностей типа «зазор» и «насыщение» ответы, близкие к тем, которых мы ожидали на основании нашего практического опыта.

Часто при изучении свойств системы автоматического регулирования представляет интерес исследовать влияние малых изменений величины или величин независимых переменных на выходную величину. В особенности это важно при исследовании системы на устойчивость, когда необходимо определить, могут ли малые изменения входной величины привести к незатухающим или нарастающим колебаниям выходной величины. Несмотря на то, что характеристики нелинейных систем для малых вариаций входной величины меняются в зависимости от рабочей области, для каждого конкретного множества рабочих условий величина выходного сигнала приближенно пропорциональна входному сигналу.

Таким образом, в ограниченном смысле для каждого из конкретных условий работы реакцию системы можно положить «пропорциональной входному сигналу» и систему,

следовательно, «линейной». Поскольку частота и амплитуда нормальных значений входных сигналов, для которых ищется закон управления, обеспечивающий высокую точность, часто таковы, что система находится в «линейной» зоне, важно разобраться в методе определения линеаризованных характеристик системы в любых требуемых условиях работы.

Здесь следует отметить, что при больших значениях входной величины условия «линейной» работы нарушаются и эти значения входной величины влекут за собой насыщение основных частей системы управления.

Часто при этих больших значениях входной величины происходит резкий переход из одной рабочей области в другую, и при этом точное регулирование осуществить невозможно. При плавном переходе из одной рабочей области в другую предположение о линейности системы в различных точках рабочих областей часто оказывается справедливым.

Принцип малых приращений. В качестве одного из методов линеаризации уравнений нелинейных элементов систем регулирования используется принцип малых приращений. Сначала записываются уравнения, представляющие собой общие соотношения между зависимыми и независимыми переменными. Затем переменные в этих уравнениях переписываются в виде некоторых номинальных значений переменных плюс некоторое приращение, характеризующее отклонение от этого номинального значения. Тогда графические или другие функциональные зависимости между переменными записываются в виде отклонений от номинальных значений, соответствующих номинальному рабочему условию. И, наконец, в результате получается уравнение или система уравнений, отражающие соотношения, существующие между величинами приращений зависимых и независимых переменных.

Анализ задачи. В качестве примера рассмотрим вольтамперную характеристику. Здесь напряжение представляет собой независимую переменную, которая вызывает ток, служащий показателем отклонения напряжения от V_0 . Следовательно,

$$I = f(V), \quad (1)$$

где I - выходной ток,

V - входное напряжение.

Рассмотрим работу в области напряжения V_0 , которому соответствует ток I_0 . При этом можно записать:

$$I = I_0 + \Delta I, \quad (2)$$

$$V = V_0 + \Delta V, \quad (3)$$

где ΔI и ΔV представляют собой соответственно приращения величины I и V .

Подставив эти выражения в уравнение (1), получим:

$$I_0 + \Delta I = f(V_0 + \Delta V) \quad (4)$$

Разложим уравнение (4) в ряд Тейлора в области точки (I_0, V_0) :

$$I_0 + \Delta I = f(V_0) + \left[\frac{df(V)}{dV} \right]_{V=V_0} \Delta V \quad (5)$$

При номинальных рабочих значениях I_0 и V_0 уравнение (1) может быть переписано в виде:

$$I_0 = f(V_0) \quad (6)$$

что, будучи подставлено в уравнение (5), даст:

$$\Delta I = \left[\frac{df(V)}{dV} \right]_{v=v_0} \Delta V \quad (7)$$

Уравнение (7) указывает на линейную зависимость между приращением тока ΔI и приращением напряжения ΔV в области $V = V_0$.

Другой иллюстрацией использования принципа малых приращений является часто встречающийся случай, когда регулируемая величина представляет собой произведение двух других регулируемых величин.

Рассмотрим в качестве примера электромагнитный вращающий момент T , равный произведению потока Φ и тока I . Таким образом,

$$T = K\Phi I \quad (8)$$

Записав каждую переменную в виде суммы номинального значения и приращения, получим:

$$T_0 + \Delta T = K[\Phi_0 + \Delta\Phi][I_0 + \Delta I] \quad (9)$$

или

$$T + \Delta T = K\Phi_0 I_0 + K\Phi_0 \Delta I + KI_0 \Delta\Phi, \quad (10)$$

так как членом второго порядка малости $K\Delta I \Delta\Phi$ можно пренебречь.

Поскольку $T_0 = K\Phi_0 I_0$, уравнение для приращения момента, выраженного через приращения потока и тока, может быть записано следующим образом:

$$\Delta T = K\Phi_0 \Delta I + KI_0 \Delta\Phi, \quad (11)$$

Принцип малых приращений часто используется при анализе многочисленных элементов реальных систем регулирования. Характеристики элементов, используемых в системах регулирования тепловых процессов, химических процессов, аэродинамических процессов, а также электрического и электронного оборудования, часто записываются в виде передаточных функций для малых приращений.

Линеаризация нелинейных элементов при больших отклонениях. В этом пункте рассматриваются такие системы регулирования, в которых величина входного сигнала влияет на форму переходного процесса в системе. Подход к решению такой проблемы заключается в том, что мы делаем некоторое предположение о диапазоне величин амплитуд сигналов на входе элемента или элементов, обладающих характеристикой, зависящей от амплитуды, затем определяем «эффективные» линейные характеристики этого элемента или элементов и, наконец, определяем частотную или переходную характеристику этой «эквивалентной» линейной системы. В зависимости от характера «линейной» характеристики при одной амплитуде сигнала можно определить, каким образом будет меняться амплитуда сигнала и, следовательно, каким будет новое значение эквивалентной «линейной» характеристики. Следуя этой процедуре итеративным образом, можно приблизиться к устанавлившемуся состоянию, в котором амплитуда сигнала в элементе и величина сигнала, возвращающегося к этому элементу, согласованы. Это установившееся состояние может представлять собой устойчивую работу в смысле устойчивой линейной системы или состояние устойчивых автоколебаний конечной амплитуды, что является характерным для нелинейных систем.

Эквивалентный комплексный коэффициент усиления для синусоидальных входных ААЭКС, 2003, №2

сигналов. Основное предположение, которое делается при изучении нелинейных систем автоматического регулирования, содержащих элементы, испытывающие большие отключения от линейного режима, заключается в том, что если сигнал на входе нелинейного элемента синусоидальный и постоянный по амплитуде, то сигнал на выходе также периодический и той же частоты, что и сигнал на входе. Несмотря на то, что выходной сигнал может содержать некоторое число высших гармоник частоты входного сигнала, предполагается, что частота основной составляющей выходного сигнала та же, что и частота входного сигнала. При этом основная составляющая выходного сигнала связана с входным сигналом через усиление и сдвиг по фазе. Таким образом, для такой амплитуды входного сигнала существует «эквивалентная линейная передаточная функция», для которой амплитуда и фазовый сдвиг выходной реакции по отношению к входному сигналу те же самые, что и для основной гармоники сигнала на выходе нелинейного элемента по отношению к синусоидальному сигналу на его входе. Эта эквивалентная линейная передаточная функция идентична эквивалентному комплексному коэффициенту усиления (описывающей функции), определенной Джонсом [3] как «амплитуда и фазовый угол основной составляющей реакции по отношению к предполагаемому входному синусоидальному сигналу». Конечно, надо помнить, что эквивалентный комплексный коэффициент усиления является функцией амплитуды синусоиды на входе нелинейного элемента, так что при определении величины эквивалентного комплексного коэффициента усиления следует указывать амплитуды входного сигнала.

Сравнение реальной и эквивалентной характеристик некоторого нелинейного элемента, где входным сигналом является косинусоида с амплитудой I_a , входной сигнал может быть записан следующим образом:

$$i_a(t) = \operatorname{Re} I_a e^{j\omega t} \quad (12)$$

Реальный выходной сигнал при входном сигнале такого вида является периодическим с тем же периодом, что и период входного сигнала и может быть представлен рядом Фурье

$$O_a(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} O_{an} e^{jn\omega t} \quad (13)$$

где O_{an} комплексная величина, обладающая модулем и фазой на каждой частоте и задаваемая выражением

$$O_{an} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} o_a(t) e^{-jn\omega t} d\omega \quad (14)$$

Эквивалентный комплексный коэффициент усиления этого элемента равен:

$$G'(a) = \frac{O_{a1}}{I_a} \quad (15)$$

где функция a зависит от амплитуды и выражается через соответствующие переменные каждой конкретной системы. Величина O_{a1} может быть вычислена с помощью уравнения (15) и представляет собой основную составляющую реального выходного сигнала.

При использовании понятия эквивалентного комплексного коэффициента усиления для решения нелинейных задач делается еще одно допущение относительно остальной

части системы регулирования, кроме основного предположения, которое уже было высказано, о том, что частоты входного и выходного сигналов одинаковы. Это второе предположение заключается в том, что в системе имеются достаточно большие накопители энергии, так что все высокочастотные составляющие выходного сигнала настолько сильно затухают к тому моменту, когда они достигают входа нелинейного элемента, что ими можно пренебречь. Таким образом, условие, что на входе нелинейного элемента присутствует только синусоидальный сигнал с частотой основной гармоники, несмотря на то, что на выходе нелинейного элемента имеются высшие гармоники, удовлетворяется и высшие гармоники выходного сигнала можно просто отбросить. К счастью, в большинстве реальных систем регулирования содержатся накопители энергии достаточной емкости, так что необходимое затухание чаще всего обеспечивается. В работах Кохенбургера и Джонсона [3] рассматриваются специальные примеры, в которых расхождения, вызванные использованием этого метода, не превышают нескольких процентов. Следует отметить, что метод гармонического баланса дает ответ лишь в первом приближении. В связи с этим часто бывает необходимо определить, не приводят ли высшие гармоники к каким-либо затруднениям. Джонсон указал метод, с помощью которого можно получить ответ с более высокой точностью.

Применение метода гармонического баланса рассматривается в следующих примерах, в которых элементы с насыщением и зоной нечувствительности (зазором) описываются с помощью эквивалентных комплексных коэффициентов усиления. Хотя каждый из этих эквивалентных комплексных коэффициентов усиления получен для номинального значения входного сигнала, равного нулю, в системах может случаться, что синусоидальные колебания происходят не относительно номинального значения, равного нулю, а относительно некоторого смещенного значения. В таких случаях выходной сигнал асимметричен и, кроме синусоидальной составляющей, выходной сигнал содержит еще и постоянную составляющую. При этом эквивалентный комплексный коэффициент усиления является функцией не только амплитуды синусоидального колебания, но и номинального рабочего уровня сигнала.

Линейная зависимость между выходным и входным сигналами усилительного устройства механического, электронного, электромагнитного или гидравлического справедлива лишь в ограниченном диапазоне значений входного сигнала. При входных сигналах, больших некоторого предельного значения, выходной сигнал перестает увеличиваться пропорционально входному и эффективное отношение выходной сигнал/входной сигнал уменьшается. Это явление известно под названием насыщения.

Для упрощения анализа явления насыщения предположим, что реальная характеристика элемента в интересующей нас области может быть аппроксимирована «идеальной» симметричной характеристикой насыщения, а $+O_s$ и $-O_s$, где O_s - значение насыщения выходной величины, приближенно равны значениям выходного сигнала в насыщении при больших положительных и отрицательных значениях входного сигнала. I_L (предельное значение входного сигнала) представляет собой значение входного сигнала. Таким образом,

$$I_L = \frac{O_s}{K}. \quad (16)$$

Если на вход усилителя подается сигнал вида: $i_a(t) = I_{max} \sin \omega t$, где $I_{max} > I_L$, то выходной сигнал будет иметь вид для значений i_a , лежащих в пределах $-I_L < i_a < I_L$, выходной сигнал $o_a(t)$ будет пропорционален $i_a(t)$ с коэффициентом пропорциональности K . Для значений $i_a > I_L$ выходной сигнал будет постоянен и равен O_s пределу насыщения O_a . Аналогично для значений выходной $i_a < -I_L$ выходной сигнал будет постоянен и равен

O_s . Фазовый угол α , при котором $O_a(t)$ перестает быть пропорциональным $i_a(t)$, равен:

$$\alpha = \arcsin(I_L / I_{\max}), \quad (17)$$

где для такого вида насыщения $(I_L / I_{\max}) = a$. Следует отметить, что значение a не зависит от частоты входной синусоиды.

Эквивалентный комплексный коэффициент усиления такого элемента с насыщением может быть представлен в безразмерной форме в виде отношения к его значению в линейной зоне. Это отношение, или коэффициент изменения усиления элемента с насыщением A_s , может быть выражено в виде:

$$A_s = \frac{G'(a)_s}{K} = \frac{1}{\pi} [2\alpha + \sin 2\alpha] \quad (18)$$

и представлено в виде функции параметра I_L / I_{\max} .

Влияние насыщения заключается в уменьшении фактического коэффициента усиления элемента с насыщением. В связи с тем, что предполагалось, что характеристика элемента не обладает гистерезисом, в выходном сигнале нет сдвига по фазе и единственным результатом насыщения является уменьшение коэффициента усиления.

Заключение. Помимо рассмотренного простейшего «усилительного» типа насыщения, главным результатом которого является изменение усиления элемента, влияние насыщения может проявляться в виде изменения постоянной времени в функции амплитуды сигнала на входе элемента. Несмотря на то, что влияние насыщения на постоянные времена несколько отлично в том смысле, что частоты, на которых возникает неустойчивость, не могут быть определены так же непосредственно, идея и математический аппарат аналогичны рассмотренным выше.

Зона нечувствительности, или зазор, представляет собой другой тип нелинейности, обычно встречающийся в системах регулирования. Для значений входного сигнала $I > I_B / 2$ зависимость выходного сигнала от входного линейна с коэффициентом пропорциональности, равным:

$$K = \frac{\text{величина выходного сигнала}}{I - I_B / 2} \quad (19)$$

Типичными примерами элементов, обладающих характеристикой, являются комбинация датчика с усилителем, а также элемент с механическим зазором.

Если синусоидальный входной сигнал $i_a(t)$ с амплитудой $I_{\max} \geq I_B / 2$ подается на вход элемента с зазором, выходной сигнал, как указывалось выше, будет иметь форму $i_a(t) = I_{\max} \sin \omega t$. Для $+I_B / 2 > I_{\max} > -I_B / 2$ выходной сигнал равен нулю. Для $I_{\max} \geq I_B / 2$ выходной сигнал пропорционален величине $I_{\max} - I_B / 2$ с коэффициентом пропорциональности K .

Эквивалентный комплексный коэффициент усиления элемента с зоной нечувствительности может быть выражен в безразмерной форме через свое значение в зоне линейности:

$$A_D = \frac{G'(a)D}{K} = 1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{\sin 2\alpha}{\pi} \quad (20)$$

Сравнивая выражения (20) и (18), можно заметить, что при одинаковом α справедливо равенство

$$A_D = 1 - A_s \quad (21)$$

Так как на величина A_s отображается в виде функции I_L / I_{\max} , то величина A_D также может быть определена, если вместо I_L / I_{\max} воспользоваться уравнением $I_B / 2 I_{\max}$ и использовать уравнение (21).

Уравнение (21) ценно еще тем, что оно подчеркивает связь насыщения и зоны нечувствительности. Для входных сигналов с малой амплитудой ($I_{\max} \leq I_L$) влияние насыщения проявляется в незначительном по сравнению со случаем отсутствия насыщения уменьшении эквивалентного комплексного коэффициента усиления. Напротив влияние зоны нечувствительности для входных сигналов с малой амплитудой заключается в значительном, по сравнению со случаем отсутствия зоны нечувствительности, уменьшении эквивалентного комплексного коэффициента усиления. Наоборот, для входных сигналов с большой амплитудой $I_{\max} \gg I_L$ насыщение существенно уменьшает эквивалентный комплексный коэффициент усиления по сравнению со случаем отсутствия насыщения. И, наконец, влияние зоны нечувствительности в случае входных сигналов большой амплитуды $I_{\max} \gg I_B / 2$ проявляется в незначительном изменении эквивалентного комплексного коэффициента усиления, по сравнению со случаем отсутствия зоны нечувствительности.

At designing control systems of the characteristic of specifying influence and controlled process, as well as the requirements to the characteristics of the system are rather constant. In result the law of management in system designed in such assumption, appeared fixed, and value of parameters - constant. In a case, when essentially vary either specifying influences, or the characteristics of process, or requirement to the characteristics of system, there appears desirable is an opportunity to adapt the characteristics in the best way to satisfy with the general(common) requirements to system.

1. Ямпольский Л. С., Полищук М. Н. Оптимизация технологических процессов в гибких производственных системах. – К.:Техника, 1988.- 175 с.
2. Gibson J. E., Non-linear automatic control, New York, McGraw-Hill, 1983.
3. Jonson E. C., Sinusoidal analysis of feedback control systems containing non-linear elements, Transactions AIEE, pt. II, vol. 71, p 169-181, 1982.

УДК 681.3

МОДИФИЦИРОВАННЫЙ РЕКУРРЕНТНЫЙ МЕТОД НАИМЕНЬШИХ КВАДРАТОВ С СУПРЕМАЛЬНЫМИ СВОЙСТВАМИ

Тимофеев В.А.

Введение. На сегодня проблема управления техническим объектом в условиях неопределенности – одна из центральных проблем современной теории управления. Адекватным математическим аппаратом для решения этой проблемы является теория адаптивных систем управления, а широкое распространение микропроцессорной техники привело к развитию дискретных адаптивных систем управления [1-16].

К настоящему времени сформировался ряд относительно независимых направлений в теории адаптивных систем. Здесь, прежде всего, следует выделить адаптивные регуляторы с минимальной дисперсией (основополагающая работа [17]), адаптивные регуляторы с обобщенной минимальной дисперсией (основополагающие работы [18,19]), адаптивные системы с требуемым размещением нулей и полюсов (основополагающие работы [19-21]), системы с адаптивными упредителями (основополагающая работа [22]).

Во всех этих подходах предполагается, что возмущения, действующие в системе, имеют стохастическую природу, причем это, как правило, белый шум с нулевым математическим ожиданием и ограниченной дисперсией. В практических ситуациях статистические предпосылки являются надуманными, в связи с чем гораздо более реальными представляются допущения лишь об ограниченности шума или его разностей по амплитуде. В этих условиях использование методов идентификации, основанных на квадратичных критериях и, прежде всего, рекуррентного метода наименьших квадратов явно неэффективно. Возникающие затруднения частично могут быть преодолены в рамках адаптивных робастных систем управления [23-26], в которых, тем не менее, все равно «спрятаны» определенные статистические предпосылки.

В связи с этим представляется целесообразным осуществить синтез теории адаптивного и критического управления, что приведет к созданию адаптивных супремальных методов контроля, идентификации и управления динамическими объектами, функционирующими в условиях существенной неопределенности о характеристиках объекта и окружающей среды.

Целью настоящей работы и является разработка рекуррентного метода идентификации, обеспечивающего получение оценок, обладающих супремальными свойствами, которые не зависят от статистических характеристик сигналов и помех, и свойствами МНК-оценок.

Постановка задачи. Рассмотрим динамический объект, функционирующий в замкнутой системе управления $S_D(P, C)$, описываемый разностным уравнением

$$A(q)y(k) = q^{-d}B(q)u(k) + w(k), \quad (1)$$

где полиномы $A(q) \in R[q, n]$ с $a_0 = 1$, $B(q) \in R[q, m]$; d - время чистого запаздывания $d \in N^+$; y , u и w - выходной, управляющий и возмущающий сигналы соответственно.

Относительно возмущений предполагается ограниченность их первых разностей.

В случае, если параметры объекта априори известны и неизменны, задача критического управления может быть решена с помощью супремального регулятора, т.е.

$$\Delta F(q)B(q)u(k) = -E(q)y(k), \quad (2)$$

где полиномы $F(q) \in R[q, d-1]$ с $f_0 = 1$ и $E(q) \in R[q, n]$ задаются уравнением

$$\Delta A(q)F(q) + q^{-d}E(q) = 1.$$

В том случае, если параметры объекта неизвестны, можно воспользоваться тем или иным методом идентификации, а затем применить закон управления (2), в котором истинные значения параметров объекта заменены их оценками. В этом и состоит суть адаптивного подхода к проектированию систем управления объектами, функционирующими в условиях неопределенности. Как правило, в качестве процедур идентификации те или иные модификации рекуррентного метода наименьших квадратов либо проекционные алгоритмы, так или иначе связанные с квадратичными критериями. При использовании критериев, отличных от квадратичных, например, модульных, хотя и получают рабочие процедуры, статистический смысл задачи идентификации тем не менее сохраняется. Естественно, что такие алгоритмы идентификации не могут быть использованы в критических системах управления.

В связи с этим возникает необходимость синтеза адаптивных алгоритмов идентификации, не связанных ни с какими статистическими предпосылками, обладающими высокой скоростью сходимости, вычислительной простотой и пригодными для работы в реальном времени в контуре критической системы управления динамическим объектом.

Алгоритмы идентификации, применяемые в критических системах. Введем в рассмотрение полином

$$G(q) = 1 - \Delta A(q), \quad (3)$$

где $G(q) = g_1 q^{-1} + g_2 q^{-2} + \dots + q^{-n-1}$,

и перепишем уравнение объекта (1) в виде

$$y(k) = I^T \hat{w}(k-1) + \Delta w(k), \quad (4)$$

где $I = (g_1, g_2, \dots, g_{n+1}, b_0, b_1, \dots, b_m)^T$;

$\hat{w}(k-1) = (y(k-1), y(k-2), \dots, y(k-n-1), \Delta u(k-d), \Delta u(k-d-1), \dots, \Delta u(k-d-m))^T$;

$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1)$;

$\Delta w(k) = w(k) - w(k-1)$.

Тогда задача идентификации с позиции теории критических систем сводится к нахождению оценок неизвестного вектора параметров I таких, что

$$O(\hat{I}) = \{\hat{I} : |y(k) - \hat{I}^T \hat{w}(k-1)| \leq \Delta, \forall k \in N\}. \quad (5)$$

Здесь $\hat{\Theta}$ - оценка параметра Θ .

К настоящему времени сложился ряд подходов к задаче идентификации, связанной с неравенством (5). Это, прежде всего, подход Фогеля-Хуанга [27], в основе которого ле-

жат некоторые геометрические построения. Известна также процедура Лозано-Лила-Ортеги [28], синтезированная как на геометрических предпосылках, так и исходя из условий устойчивости процесса сходимости. Нельзя не отметить также алгоритм Канудас де Вита-Каррильо [29], являющийся некоторой модификацией экспоненциально взвешенного рекуррентного МНК. Несмотря на эффективность этих процедур, их использование в критических системах наталкивается на серьезные затруднения.

Так, оптимальный алгоритм Фогеля-Хуанга настолько сложен с вычислительной точки зрения, что не может быть и речи о его использовании в режиме реального времени. Эта сложность обусловлена, прежде всего, необходимостью отыскания на каждой итерации глобального минимума многоэкстремальной функции $n + m + 2$ переменных, что само по себе является достаточно сложной проблемой.

В алгоритме Лозано-Лила-Ортеги, имеющем вид

$$\hat{I}(k) = \hat{I}(k-1) + \frac{\delta P(k-1)w^{k-1}}{1 + w^T(k-1)P(k-1)\psi(k-1)} (|e(k)| - d_1 \operatorname{sign} e(k)), \quad \delta \in (0,1); \quad (6)$$

$$P^{-1}(k) = \begin{cases} P^{-1}(k-1) + \frac{\delta P(k-1)w^{k-1}}{(1 + w^T(k-1)P(k-1)\psi(k-1))} (|e(k)| - S_1 \operatorname{sign} e(k), |e(k)| > d_1); \\ P^{-1}(k-1), \quad |e(k)| \leq d_1; \end{cases} \quad (7)$$

$$S_1 = \sqrt{1 + \delta} d; \quad (8)$$

$$e(k) = y(k) - \hat{I}^T(k-1)\psi(k-1), \quad (9)$$

априори предполагается ограниченность значения $w^T(k-1)P(k-1)\psi(k-1)$, из которого следует условие сходимости

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |e(k)| = \sqrt{1 + \delta} d, \quad \delta \in (0,1),$$

т.е. ошибка идентификации $e(k)$ никогда не может быть по модулю меньше заданных ограничений d .

В алгоритме Канудас де Вита-Каррильо

$$\hat{I}(k) = \hat{I}(k-1) + \frac{\delta(k)P(k-1)\psi(k-1)}{w^T(k-1)P(k-1)\psi(k-1)} (|e(k)| - d) \operatorname{sign} e(k); \quad (10)$$

$$P(k) = \lambda^{-1}(P(k-1) - \frac{\delta(k)P(k-1)\psi(k-1)w^T(k-1)P(k-1)}{w^T(k-1)P(k-1)\psi(k-1)} (1 - \frac{d}{|e(k)|})), \quad \lambda \in (0,1]; \quad (11)$$

$$\delta(k) = \begin{cases} 1, \quad |e(k)| > d \quad \text{или} \quad w^T(k-1)P(k-1)w(k-1) = 0; \\ 0, \quad |e(k)| \leq d; \end{cases}, \quad (12)$$

где $e(k)$ определяется соотношением (9),

$$\hat{e}(k) = y(k) - \hat{I}^T(k-1)\psi(k-1)$$

в ситуации, когда $|e(k)| > d$ и значение $\hat{w}^T(k-1)P(k-1)\hat{w}(k-1)$ близко к нулю, возникает режим неустойчивости, поскольку компоненты вектора

$$P(k-1)\psi(k-1)(\hat{w}^T(k-1)P(k-1)\psi(k-1))^{-1}$$

могут неограниченно возрастать. Кроме того, в случае, когда $b(k) = 0$, невозможно гарантировать выполнение условия $|e(k)| \leq d$ в предположении, что $\hat{w}^T(k-1)P(k-1)\psi(k-1)$ ограничено.

Модифицированный алгоритм идентификации и оценивание его сходимости. Объединяя достоинства рассмотренных процедур, можно ввести комбинированный алгоритм, являющийся своеобразной комбинацией рекуррентного МНК и процедур (6)-(8) и (10)-(12).

Рассмотрим алгоритм вида

$$\hat{I}(k) = \hat{I}(k-1) + \frac{\tilde{b}(k)P(k-1)\psi(k-1)}{1 + \hat{w}^T(k-1)P(k-1)\psi(k-1)}(|e(k)| - d)sign(e(k)) , \quad (13)$$

$$P(k) = P(k-1) - \frac{\tilde{b}(k)P(k-1)\psi(k-1)\hat{w}^T(k-1)P(k-1)}{|e(k)| + (2|e(k)| - d)\hat{w}^T(k-1)P(k-1)\psi(k-1)}(|e(k)| - d), \quad (14)$$

$$\tilde{b}(k) = \begin{cases} 1, & \text{если } |e(k)| > d \\ 0, & \text{если } |e(k)| \leq d \end{cases}, \quad (15)$$

где $e(k)$ определяется в соответствии с (9), и проанализируем его сходимость.

Введем в рассмотрение вектор уклонений оценок от истинных значений параметров

$$\tilde{I}(k) = I - \hat{I}(k)$$

и функцию Ляпунова

$$V(k) = \tilde{I}^T(k)P^{-1}(k)\tilde{I}(k) .$$

Объединяя (4) с (13)-(15), получаем

$$\begin{aligned} V(k) = V(k=1) + & \frac{\tilde{b}(k)(|e(k)| - d)}{(1 + \hat{w}^T(k-1)P(k-1)\psi(k-1))|e(k)|} \times \\ & \times (\Delta w^2(k) - \frac{(1 + \hat{w}^T(k-1)P(k-1)\psi(k-1))|e(k)|^3}{|e(k)| + (2|e(k)| - d)\hat{w}^T(k-1)P(k-1)\psi(k-1)}) . \end{aligned} \quad (16)$$

С учетом ранее введенного условия $w \in D(0, d)$ несложно переписать (16) в виде неравенства

$$\begin{aligned}
 V(k) &\leq V(k-1) + \frac{\delta(k)(|e(k)| - d)}{(1 + \mathbf{w}^T(k-1)\mathbf{P}(k-1)\psi(k-1)) |e(k)|} \times \\
 &\quad \times \left(d^2 - \frac{(1 + \mathbf{w}^T(k-1)\mathbf{P}(k-1)\psi(k-1)) |e(k)|^3}{|e(k)| + (2 |e(k)| - d)\mathbf{w}^T(k-1)\mathbf{P}(k-1)\psi(k-1)} \right) = \\
 &= V(k-1) - \frac{\delta(k)(|e(k)| - d)}{(1 + \mathbf{w}^T(k-1)\mathbf{P}(k-1)\psi(k-1)) |e(k)|} \times \\
 &\quad \times \frac{(|e(k)|^3 - 2 |e(k)| d^2 + d^3)(1 + \mathbf{w}^T(k-1)\mathbf{P}(k-1)\psi(k-1)) + (|e(k)| - d)d^2}{|e(k)| + (2 |e(k)| - d)\mathbf{w}^T(k-1)\mathbf{P}(k-1)\psi(k-1)} \leq \\
 &\leq V(k-1) - \frac{\delta(k)(|e(k)| - d)(|e(k)|^3 - 2 |e(k)| d^2 + d^3)}{(|e(k)| + 2 |e(k)| - d)\mathbf{w}^T(k-1)\mathbf{P}(k-1)\psi(k-1) |e(k)|} ,
 \end{aligned}$$

которое справедливо в случае $|e(k)| \geq d$. Кроме того, поскольку в этом случае

$$e^2(k) - 2d^2 + \frac{d^3}{|e(k)|} \geq |e(k)| (|e(k)| - d) ,$$

несложно видеть, что

$$V(k) \leq V(k-1) - \frac{\delta(k)(|e(k)| (|e(k)| - d))^2}{2(1 + \mathbf{w}^T(k-1)\mathbf{P}(k-1)\psi(k-1))} , \quad (17)$$

откуда

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\delta(k)(|e(k)| - d)^2}{1 + \mathbf{w}^T(k-1)\mathbf{P}(k-1)\psi(k-1)} = 0 , \quad (18)$$

что свидетельствует о критериальной сходимости алгоритма (13)-(15).

Перенеся в левую часть (13) $\hat{\Theta}(k-1)$ и возведя обе части полученного выражения в квадрат, получаем

$$\begin{aligned}
 \|\hat{\Pi}(k) - \hat{\Pi}(k-1)\|_{V(k)}^2 &= \frac{\delta(k)\mathbf{w}^T(k-1)\mathbf{P}^2(k-1)\psi(k-1)}{(1 + \mathbf{w}^T(k-1)\mathbf{P}(k-1)\psi(k-1))^2} (|e(k)| - d)^2 \leq \\
 &\leq \frac{\delta(k)\max(P(k-1))}{1 + \mathbf{w}^T(k-1)\mathbf{P}(k-1)\psi(k-1)} (|e(k)| - d)^2 ,
 \end{aligned} \quad (19)$$

где $\lambda_{\max}(P(k-1))$ - максимальное собственное значение матрицы $P(k-1)$.

Из (14) очевидно следует условие

$$\lambda_{\max}(P(k)) \leq \lambda_{\max}(P(k-1)) \leq \dots \leq \lambda_{\max}(P(0)) ,$$

позволяющее переписать (19) в виде

$$\left\| \hat{I}(k) - \hat{I}(k-1) \right\|_V^2 \leq \delta(k) \lambda_{\max}(P(0)) \frac{(\|e(k)\| - d)^2}{1 + \psi^T(k-1) P(k-1) \psi(k-1)} ,$$

который вместе с выражением (18) свидетельствует об аргументной сходимости алгоритма.

Далее, используя лемму об обращении матриц, запишем

$$P^{-1}(k) = P^{-1}(k-1) + \frac{\delta(k) \psi(k-1) \psi^T(k-1)}{1 + \psi^T(k-1) P(k-1) \psi(k-1)} \left(1 - \frac{d}{\|e(k)\|}\right) ,$$

откуда следует неравенство

$$\lambda_{\min}(P^{-1}(k)) \geq \lambda_{\min}(P^{-1}(k-1)) \geq \dots \geq \lambda_{\min}(P^{-1}(0)) ,$$

где $\lambda_{\min}(P^{-1}(k))$ - минимальное собственное значение матрицы $P^{-1}(k)$.

Это неравенство совместно с (17) приводит к тому, что

$$V(k) \leq V(0)$$

и

$$\lambda_{\min}(P^{-1}(0)) \left\| \tilde{I}(k) \right\|_V^2 \leq \lambda_{\max}(P^{-1}(k)) \left\| \tilde{I}(0) \right\|_V^2 ,$$

откуда можно записать выражение

$$\left\| \tilde{I}(k) \right\|_V^2 \leq \frac{\lambda_{\max}(P^{-1}(k))}{\lambda_{\min}(P^{-1}(0))} \left\| \tilde{I}(0) \right\|_V^2 ,$$

определяющее скорость сходимости введенного алгоритма.

Выходы.

В работе предложена модификация рекуррентного МНК, обладающая супремальными свойствами. Так как основой данного алгоритма является рекуррентный МНК, трудностей с его практической реализацией не возникает. Полученная оценка скорости сходимости предложенного алгоритма свидетельствует о том, что эта скорость в значительной мере определяется свойствами ковариационной матрицы наблюдений $P^{-1}(k)$ (соотношением ее максимального и минимального собственных чисел). Кроме того, входящая

в алгоритм величина δ зачастую известна лишь приближенно, поэтому необходимо в процессе идентификации осуществлять оценивание (уточнение) этой величины и подставлять полученные оценки в алгоритм идентификации.

In work updating of a recurrent method of the least squares, having supremal properties, is offered. The offered recurrent method of identification provides reception of estimations which do not depend on statistical characteristics of signals and handicapes.

1. Isermann R. Practical aspects of process identification // Automatica.-1980.-16.-P. 575-597.
2. Evans R. J., Betz R. E. New results and applications of adaptive control to classes of nonlinear systems // Ricerche di Automatica.-1982.-13.-№2.-P. 277-297.
3. Tsyplkin Y. Z. The theory of adaptive and learning systems // Cybern.:Theory and Appl. - Washington, D. C., 1983.- P. 59-89.
4. Aström K. J. Theory and Applications of adaptive control - a survey // Automica.-1983.-19.-№5.-P. 471-486.
5. Цыпкин Я. З., Кельман Г. К. Дискретные адаптивные системы управления // Итоги науки и техники. Техн. кибернетика. - Т. 17.-М.: ВИНТИ, 1984.-С. 3-73.
6. Narendra K. S., Annaswamy A. M. Recent trends in adaptive control theory // J. Soc. Instrum. And Control Eng.- 1984.-23.-No5.-P. 27-34.
7. Kumar P. R. A survey of some results in stochastic adaptive control // SIAM J. Control and Optim.-1985.-23.-№3.- P. 329-380. Unbehauen H. Theory and application of adaptive control // Proc. 7th IFAC/ IMACS Conf. -Vienna.- 1985.-P. 1-17.
8. Иванов В. А., Шапировский М. Р. Адаптивные системы управления с моделями // Итоги науки и техники. Техн. кибернетика. -Т.18.-М.: ВИНТИ, 1986.-С. 210-240.
9. King-Sun Fu. Learning control systems - Review and outlook // IEEE Trans. on Pattern Anal. and Mach. Intel.-1986.-8.-Mo3.-P. 327-342.
10. De Keyser R. M. C. Applying adaptive control problems and solutions // Journal A. - 1986.-27.-№3.- P. 111-119.
11. Martin Sanchez J. M. Adaptive control for time - variant processes // Int. J. Contr.- 1986.-44.-№2.-P. 315-329.
12. Кунцевич В.М. Адаптивное управление: алгоритмы, системы, применение . -К.: Выща шк., 1988.- 64 с.
13. Александров А. Г. Оптимальные и адаптивные системы. - М.:Высш. шк., 1989.-263с.
14. Романенко В. Д., Игнатенко Б. В. Адаптивное управление технологическими процессами на базе микроЭВМ. - К.: Выща шк., 1990.-334с.
15. Aström K. J., Wittenmark B. On self-tuning regulators // Automatica.-1973.-9.-P.185-199.
16. Clarke D. W., Gawthrop P. J. Self-tuning controller// Proc. IEE.-1975.-122.-P. 929-934.
17. Wellstead P. E., Edmunds M. J., Prager D., Zanker P. Self-tuningpole/ zero assignment regulators // Int. J. Contr.-1979.-30.-№1.- P. 1-26.
18. Wellstead P. E., Prager D., Zanker P. Pole assignment self-tuning regulator // Proc. DEE.-1979.-126.-D.- P. 781-787.
19. Astrom K. J., Wittenmark B. Self-tuning controllers based on pole-zero placement // Proc. IEE.-1980.-127.-D.- P. 120-130.
20. Kreisselmeier G., Narendra K. S. Stable MRAC in the presence of bounded disturbances // IEEE Trans. on Autom. Contr.-1982.-27.- P. 1169-1175.
21. Clarke D. W., Mohtadi C., Tuffs P. S. Generalized predictive control. Tue basis algorithm // Automatica.-1987.- 22.- №2.- P. 137-148.

22. Samson C. Stability analysis of adaptively controlled systems subject to bounded disturbances // Automatica.- 1983.-19.- P. 81-89.
23. Narendra K. S., Annaswamy A. M. Robust adaptive control in the presence of bounded disturbances // IEEE Trans. on Autom. Contr.-1986.-31.-№4.-P.306-315.
24. Ortega R., Lozano-Leal R., A note on direct adaptive control of systems with bounded disturbances // Automatica.-1987.-23.- №2.- P. 253-254.
25. Fogel E., Huang Y. F. On the value of information in system identification - bounded noise case // Automatica. -1982.-18.-№2.- P. 229-238.
26. Lozano-Leal R., Ortega R. Reformulation of the parameter identification problem for system with bounded disturbances //Automatica.- 1987.-23.- №2.- P. 245-257.
27. Canudas de Wit C.C., Carrillo J. A modified EW - RLS algorithm for systems with bounded disturbances // Automatica.-1990.- 26.- P. 599-606.
28. Фомин В. Н. Математическая теория обучаемых опознавающих систем. - Л.: Изд. ЛГУ, 1976. – 235 с

МЕТОД БАРИЦЕНТРИЧЕСКОГО УСРЕДНЕНИЯ ГРАНИЧНЫХ ПОТЕНЦИАЛОВ С КВАДРАТИЧНОЙ ИНТЕРПОЛЯЦИЕЙ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО ПОЛЯ

Хомченко А.Н., Цыбуленко О.В., Лурье И.А.

Введение. Уравнение Лапласа по праву считается одним из наиболее важных уравнений математической физики. Существует множество методов решения этого уравнения. Большинство из них приспособлено к геометрически тривиальным областям и простым граничным условиям. Наиболее распространены сеточные методы (конечных разностей, конечных элементов, контрольных объемов [1]), а также итерационные методы (типа Лимбмана), использующие сеточное представление функции [2]. Сюда же можно отнести и классический вариант метода Монте-Карло [3], использующий сетку для маршрутизации случайных блужданий.

В тех случаях, когда требуется найти потенциал лишь в нескольких точках области, удобнее и выгоднее использовать несеточные методы, способные адаптироваться к границам сложной конфигурации. К таким методам относится МБУ – метод барицентрического усреднения [4, 5, 6]. Стремление минимизировать объем вычислений с целью исключить избыточную информацию делает весьма актуальной проблему создания и усовершенствования простых и надежных несеточных методов алгебраизации эллиптических задач.

Основное внимание в работе уделено усовершенствованию МБУ с треугольным вычислительным шаблоном. Предпринята попытка получить квадратичное уточненное решение за счет включения в шаблон трех дополнительных расчетных узлов.

Постановка задачи. Задача заключается в построении вычислительной формулы МБУ для треугольного шаблона с 6-ю узлами, реализующей квадратичную интерполяцию полевой функции. Значения искомой функции в исследуемых точках (их может быть несколько) определяются как взвешенные средние узловых значений на шаблоне. При этом три узловых значения ассоциируются с вершинами треугольника, лежащими на границе области, остальные три (в серединах сторон треугольника) “сносятся” с контура области. Взвешенное усреднение на “стоп-кадре” и “снос” граничной информации на кромки шаблона осуществляются на основе барицентрических представлений. В результате получается шестимаршрутная одношаговая (что особенно важно) схема случайных блужданий метода Монте-Карло. В качестве переходных вероятностей используются базисные функции шестиузлового конечного элемента. Исследуемая область D и вычислительный шаблон показаны на рис.1.

Результаты. Выберем на границе Г области D расчетные узлы 1, 2, 3 и образуем треугольный “стоп-кадр” (рис.1). В классическом варианте МБУ трех узлов достаточно для вычисления искомой функции $U(x, y)$ в точке M по формуле

$$U(x, y) = \sum_{i=1}^3 \xi_i(x, y) \cdot U_i \quad (1)$$

где U_i – известные узловые значения функции U на границе Г (условия Дирихле); $\xi_i(x, y)$ – барицентрические координаты (Б-координаты) точки M в симплексе 123.

Необходимо подчеркнуть, что на отдельном “стоп-кадре” формула (1) дает точное решение трехточечной задачи Дирихле для уравнения Лапласа. Иначе говоря, свойства линейных по x и y функций $\xi_i(x, y)$ таковы, что и уравнение Лапласа, и граничные условия удовлетворяются точно. Основной недостаток классической модели (1) в том, что она реализует линейное поведение искомой функции $U(x, y)$, что далеко не всегда отвечает истинному характеру гармонической в области D функции $U(x, y)$. Известно, что все ли-

нейные функции являются гармоническими, однако не все гармонические функции линейны. Вот почему для получения приемлемой точности вычислений в точке М строится последовательность “стоп-кадров”, накрывающих точку М с дальнейшим арифметическим или взвешенным усреднением результатов. Возникает вопрос: нельзя ли получить приемлемую точность на единственном “стоп-кадре”, оснащенном нелинейным (например, квадратичным) базисом? Для исследования возможности минимизации вычислений выберем на треугольном шаблоне дополнительные узлы 4, 5 и 6 в серединах сторон треугольника (рис. 1).

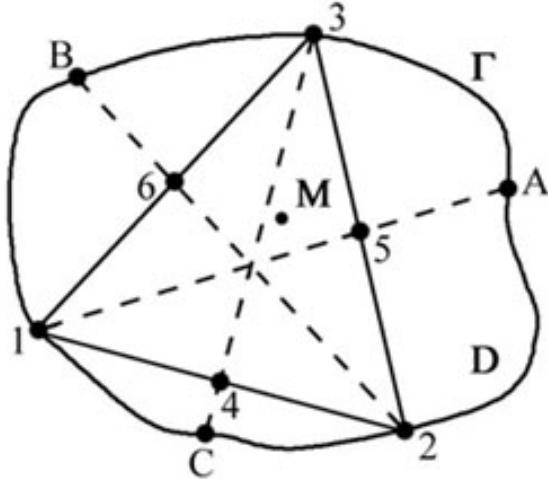


Рис. 1. Вычислительный шаблон с квадратичной интерполяцией.

Теперь в качестве вычислительного шаблона выступает известный в МКЭ треугольный элемент с квадратичной интерполяцией. С помощью такого шаблона значение исключаемой функции в точке М вычисляется по формуле:

$$U(x, y) = \sum_{i=1}^6 L_i(\xi_1, \xi_2, \xi_3) \cdot U_i \quad (2)$$

где U_i – узловые значения функции U ; L_i - базисные функции КЭ, которые выражаются через Б-координаты следующим образом:

$$\begin{aligned} L_1 &= \xi_1(2\xi_1 - 1); L_2 = \xi_2(2\xi_2 - 1); L_3 = \xi_3(2\xi_3 - 1); \\ L_4 &= 4\xi_1\xi_2; L_5 = 4\xi_2\xi_3; L_6 = 4\xi_1\xi_3. \end{aligned} \quad (3)$$

Остается “снести” информацию с границы Г в расчетные узлы шаблона 4, 5, 6. Покажем, как это можно сделать на примере узла 5, в который транслируется информация из граничных узлов 1 и А. Для этого нам потребуются координаты точек 5 и А. Проще всего определяются координаты узла 5:

$$x_5 = 0,5(x_2 + x_3); y_5 = 0,5(y_2 + y_3);$$

Далее составляется уравнение прямой, проходящей через две точки 1 и 5, чтобы определить координаты x_A , y_A . Теперь найдем узловое значение U_5 . В узел 5 транслируется информация из граничных узлов 1, 2, 3, А. С одной стороны $U_5^{(1)} = 0,5(U_2 + U_3)$. С другой стороны

$$U_5^{(2)} = \left| \frac{x_A - x_5}{x_A - x_1} \right| \cdot U_1 + \left| \frac{x_5 - x_1}{x_A - x_1} \right| \cdot U_A$$

Теперь приписываем узлу 5 значение $U_5 = 0,5(U_5^{(1)} + U_5^{(2)})$. Аналогично определяются значения U_4 и U_6 , необходимые для вычислений по формуле (2).

Выводы. Предварительное сопоставление линейной (1) и квадратичной (2) моделей с использованием в обоих случаях шести узлов на границе области показывает, что для

обеспечения одинаковой точности вычислений при квадратичной интерполяции достаточно одного “стоп-кадра”, а при линейной интерполяции число “стоп-кадров” достигает 10 (и существенно зависит от сложности условий на границе области).

Полученные результаты открывают перспективы для дальнейшего развития новых способов коррекции поля в двумерных и трехмерных вариантах МБУ. Представляет интерес компьютерное тестирование нелинейной модели МБУ в комбинированном режиме интерполяция-экстраполяция.

The algorithm of square-law elaboration of Dirichlet problem solution for Laplace equation in free shape of area is proposed. The computational formula of barycentrical averaging method of boundary potential is developed.

1. Марчук Г.И. Методы вычислительной математики. – М.: Наука, 1980. – 516 с.
2. Шуп Т. Решение инженерных задач на ЭВМ. Пер. с англ. – М.: Мир, 1982. – 238 с.
3. Демидович Б.П., Марон И.А., Шувалова Э.З. Численные методы анализа. – М.: Наука, 1967. – 368 с.
4. Хомченко А.Н. Вероятностные схемы в дискретном анализе температурных полей // Инж.-физ. журнал. 1988. Т 55, №2. – С. 323-324.
5. Хомченко А.Н. Упрощенный анализ тепловых полей в областях сложной формы // Инж.-физ. журнал. 1990. Т 59, №1. – С. 146-149.
6. Хомченко А.Н. Стационарные поля и случайные блуждания в симплексах // Интегр. преобразов. и их применения в краевых задачах. Сб. науч. тр. –К.: Ин-т математики НАНУ, 1995. – С. 251-253.

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 681.586.773

ПЬЕЗООПТИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА КАК СРЕДСТВО ПОВЫШЕНИЯ ДОСТОВЕРНОСТИ ДИАГНОСТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

Никольский В.В., Сандлер А.К.

Известно [1, 2], что проблема диагностического обеспечения судовых технических средств (СТС) может быть сведена к решению двух основных групп задач:

- создание методов формализации и последующей автоматизации процедур поиска причин нарушения работоспособности судовой энергетической установки (СЭУ) и формирование рекомендаций обслуживающему персоналу по управляющему воздействию на установку;

- разработка методов и создание средств определения технического состояния оборудования СЭУ и прогнозирование его изменения в процессе эксплуатации без разборки и демонтажа технических средств.

Первая группа задач, по существу, дополняет задачи, решаемые системой централизованного контроля, ее реализация не требует принципиальных изменений в установке, так как при этом используется традиционно-измеряемый массив параметров рабочего процесса.

Сложнее обстоит дело с реализацией второй (основной) группы задач диагностики, так как здесь требуется углубленное изучение оборудования как объекта диагностирования, включающее:

- определение параметров технического состояния (структурных параметров);
- выбор и обоснование физических методов и средств технического диагностирования.

Сложность решаемых задач усугубляется нестандартными условиями эксплуатации диагностической аппаратуры.

Средства технического диагностирования, входящие в состав современных судовых информационно-измерительных систем (ИИС) в процессе эксплуатации подвергаются целому ряду негативных воздействий. Наиболее характерные из них – это влияние мощных тепловых, вибрационных и электромагнитных полей компактно расположенного оборудования, питание от единой энергетической сети, совместная прокладка информационных и силовых магистралей. Указанные факторы способствуют усилению погрешностей и возникновению аддитивных и мультиплектических помех в элементах управляющих систем. Учитывая постоянный рост мощности судового энергетического оборудования, можно прогнозировать формирование тенденции ухудшения работы ИИС. Повышение вероятности получения недостоверной информации может в конечном итоге привести к катастрофическим последствиям.

Нами был проанализирован опыт мировой энергетики по решению проблемы качества информационного обеспечения. Установлено, что решение данной проблемы напрямую связано с решением таких задач как, сохранение уровня достоверности информации, как в первичных преобразователях, так и в коммуникативных линиях. В тоже время проблема достоверности информации с успехом преодолена в ИИС объектов атомной энергетики и железнодорожного транспорта путем перехода на волоконно-оптические технологии [3].

Успех применения волоконной оптики в системах наземного базирования привел к появлению первых судовых волоконно-оптических систем. В ходе испытаний этих линий были получены данные, подтверждающие полную пригодность волоконной оптики для работы в судовых условиях.

Для таких систем характерно органическое соединение канала передачи данных с первичными преобразователями (ПП), использующими сигналы той же физической природы, что и канал передачи данных, - оптическое излучение [4,5,6].

Нами был проведен ряд исследований, направленных на создание волоконно-оптических ПП, обладающих высокими метрологическими и эксплуатационными характеристиками. Как наиболее целесообразное, рассматривалось создание ПП, требующих минимальных материальных и временных затрат [7,8,9]. К таким ПП, в первую очередь, были отнесены волоконно-оптические ПП амплитудной модуляцией (АМ) сигнала. АМ излучения наиболее удобна для дальнейшей обработки выходного сигнала оптических датчиков. ПП с АМ, благодаря простоте и надежности, наиболее распространены и доступны для промышленного освоения. Однако, наряду с явными достоинствами, амплитудным ПП присущ общий недостаток – нелинейность функции преобразования. Этот недостаток обусловлен методом рассогласования полей двух волноводных структур, основанным на принципе нарушения геометрии связи. Оценив существующие варианты компенсации нелинейности датчиков с АМ, мы нашли их малоэффективными и предложили свое решение проблемы.

Модуляция сигнала в ПП с АМ [6] происходит за счет изменений, вносимых в процесс возбуждения принимающего волновода соосным однородным или гауссовым пучком излучающего волновода (рис.1). При детальном анализе этого процесса можно отметить, что передача оптической мощности определяется не только расстоянием или углом между волноводами, но и величиной волноводного параметра [16]. В свою очередь, величина волноводного параметра V связана со значением числового апертуры:

$$V = k\rho (n_1^2 - n_2^2)^{0.5},$$

где n_1 — показатель преломления сердцевины оптического волновода; n_2 — показатель преломления оболочки оптического волновода; ρ — плотность материала волновода; k — волновое число.

На наш взгляд, эти зависимости дают реальную возможность управления процессом АМ посредством изменения не геометрии, а условий связи, посредством воздействия на свойства кварцевого стекла [10]. К числу эффектов, вызывающих изменение свойств кварцевых стекол, относится эффект фотоупругости [4]. Эффект фотоупругости проявляется в появлении оптической анизотропии под действием одноосного напряжения на прозрачные изотропные тела, сопровождающейся изменением эллипсоида показателей преломления материала оптического волновода, пропорционально приложенному напряжению.

В ходе экспериментов были исследованы методом рассеянного света образцы стеклянных волноводов, подвергнутых различным механическим нагрузкам. Анализ результатов эксперимента привел к необходимости разделения исследования на две ветви:

- оценка процессов модуляции с точки зрения волновой или лучевой теории;
- оценка качества модуляции с позиции оптимального преобразования контролируемого параметра в изменение интенсивности излучения.

В части оптической компоненты модуляции наиболее интересные результаты были получены при чистом кручении модели цилиндрического волновода. Полосы при этом виде деформации имеют вид концентрических окружностей, расстояние между которыми уменьшается при приближении к поверхности модели. Дифференцирование по эпюре изменения порядков полос вдоль радиуса модели приводит к линейной эпюре разностей квазиглавных напряжений. Линейный характер эпюр позволил определить закон изменения показателя преломления деформированного волновода как функцию от кручущего момента.

Происходящие при этом модуляционные процессы объяснимы в рамках теории волноводов равного объема. Согласно теореме Лиувилля, при деформации возбуждаемого волновода (участок 2 рис.1) будет происходить изменение числа принимаемых мод излучения, генерируемых излучающей волноводной структурой (участок 1 рис.1). Таким образом, этот участок волновода будет играть роль дросселирующей структуры между излучающим и принимающим элементами (участок 1 и 3 рис.1) ПП. При этом в целом, процесс передачи оптической мощности между волноводными структурами ПП будет подчинен линейному закону. Предлагаемая схема модуляции эквивалентна схеме ПП на основе переменных диаметров или числовых апертур с внешней амплитудной модуляцией сигнала.

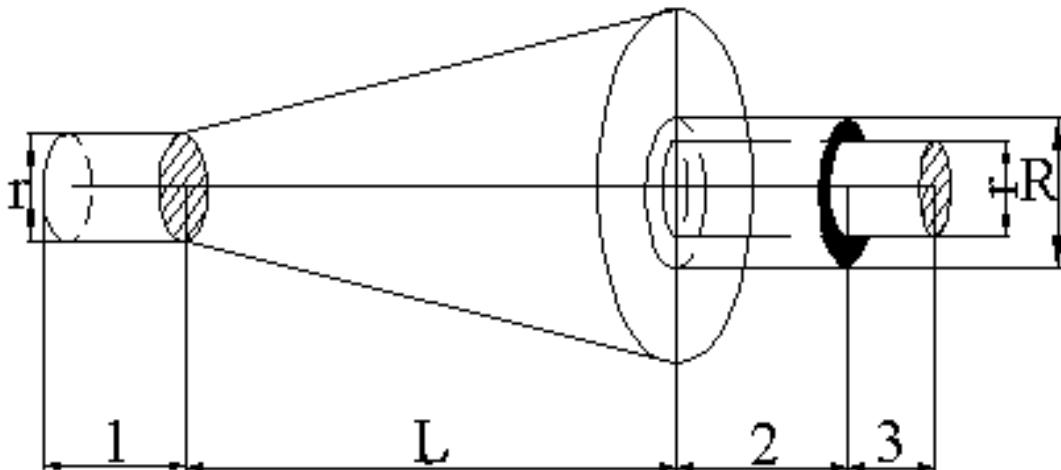


Рис.1 Схема пьезооптического преобразователя амплитудной внешней модуляции:
1 - излучающий волновод; 2 - возбуждаемый волновод с пьезоэлементом; 3 - волновод (аналогичный излучающему); r - диаметр излучающего (возбуждаемого) волновода; R – внешний диаметр пьезоэлемента; L – расстояние между торцами волноводов (постоянное)

Для оценки преобразования контролируемого параметра в изменение геометрических характеристик элементов ПП рассматривались механические, электромеханические и пьезоэлектрические приводы. В [11, 12] проведено сопоставление потенциальных возможностей пьезоэлектрических приводов. Их отличает способность преобразовывать электрическую энергию в механическую с высоким КПД, позволяя получать уникальные приборы, в которых электрические колебания прямо преобразуются во вращательное движение пьезоманипулятора на цилиндре с радиальной поляризацией. При этом усилие, развиваемое при скручивании столь велико, что исключает необходимость применения какого-либо дополнительного механического устройства для обеспечения малых дискретных угловых перемещений (от единиц угловых секунд) без применения каких-либо специальных мер. Это свойство связано с квазинепрерывным характером работы пьезоманипулятора. Действительно, пьезоэлемент (ПЭ), который преобразует электрические колебания в механические питается не постоянным, а переменным напряжением резонансной частоты. При подаче одного или двух импульсов можно получить очень маленькое угловое перемещение исполнительного элемента. Последнее свойство подсказало возможность сочетания оптической и силовой компонент ПП. Ряд натурных испытаний выявил, что наиболее оптимальным является коаксиальное расположение ПЭ и возбуждаемого волновода (рис. 1).

В целом оценка результатов испытаний натурной модели ПП выявила его превосходство над ПП традиционной конструкции по уровню метрологических и массогабарит-

ных характеристик. Рекомендованная область применения – контроль вибрации и микроперемещений.

Эффективность сочетания пьезоэлектрического привода и оптических элементов в одном ПП стала предпосылкой для разработки преобразователя с внутренней модуляцией.

Конструкция разработанного пьезооптического ПП (рис.2) представляет собой волновод коаксиально соединенный с элементом на основе нематической жидкости (НЖК) [12,13]. Торец волновода покрыт зеркальным напылением. Управление элемента НЖК осуществляется сигналами от пьезоэлемента, пропорциональным изменениям контролируемого параметра [14,15].. Изменение показателя преломления элемента НЖК приводит к нарушению условий полного внутреннего отражения в волноводе. Происходящие изменения находят свое отражение в величине интенсивности излучения. Преобразованный световой поток отражается от зеркального торца и возвращается к фотодетектору по тому же волокну.

Пьезооптический ПП такой конструкции отличается технологичностью и простотой изготовления. Испытания натурной модели ПП показали его полную пригодность для контроля различных параметров в условиях повышенной влажности или загазованности.

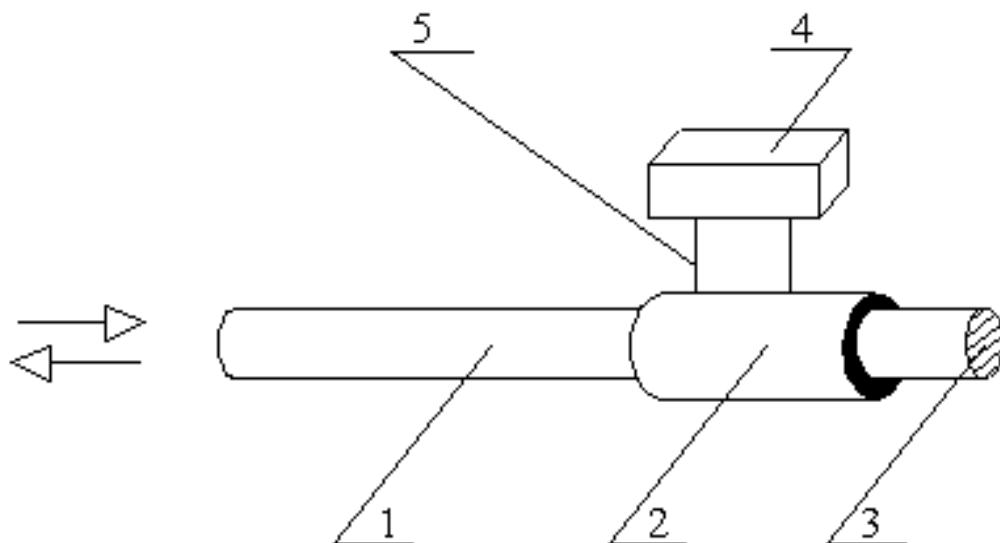


Рис.2 Схема ПП амплитудной внутренней модуляции:

1 - волновод; 2 – элемент НЖК; 3 - зеркальное покрытие; 4 - ПЭ; 5 – управляющие электроды

Полученные на настоящем этапе результаты лабораторных исследований дают основания для создания в ближайшее время промышленного образца ПП, пригодного для эксплуатации ИИС судовых энергетических установок.

The paths of increase of a level of reliability of the information in measuring intelligence systems marine and river boats are considered.

1. Технические средства диагностирования. Под ред. Клюева В.В. М.: Машиностроение, 1989, 672 с.

2. Мясников Ю. Н., Баглюк Ю. В. Проблемы диагностического обеспечения судовых технических средств, Л.: журнал Судостроение, № 1, 1992 г

3. Бусурин В.И., Носов Ю.Р. Волоконно-оптические датчики: физические основы, вопросы расчета и применения. М.: Энергоатомиздат, 1990, 255 с.

4. Гуляев Ю.В., Меш М.Я., Проклов В.В. Модуляционные эффекты в волоконных световодах и их применение. М.: Радио и связь, 1991, 150 с.
5. Сандлер А.К. Стабилизация работы волоконно-оптических систем контроля СЭУ//Информационный листок.- Одесса: ОЦНТЭИ, 1992.
6. Сандлер А.К. Защита волоконно-оптических систем от влияния пропульсивного комплекса//Информационный листок.- Одесса: ОЦНТЭИ, 1993.
7. Сандлер А.К. Рекомендации по компенсации потерь мощности в волоконно-оптических линиях связи//Информационный листок.- Одесса: ОЦНТЭИ, 1996.
8. Сандлер А.К. Использование волоконно-оптических датчиков в диагностических комплексах энергетических установок// материалы конференции Перспективные направления развития экологии, экономики, энергетики.- Одесса: ОЦНТЭИ, 1997.
9. Сандлер А.К. Перспективы использования волоконно-оптической техники в АСУ энергетических установок.- Одесса: Судоходство № 9-10, 1997.
10. Сандлер А.К. Применение нового метода модуляции в волоконно-оптических датчиках.- Одесса: Судовые энергетические установки №5, 2000.
11. Джагупов Р.Г., Глазева О.В., Никольский В.В. Современные элементы и устройства пьезоактивной электромеханики. / Придніпровський науковий вісник (Вип. Фізико – математичні науки N6(73) стр.31-48) "Наука і освіта" Дніпропетровск, 1998 г.
12. Никольский В.В. Сенсорный переключатель каналов. // Придніпровський науковий вісник. Технічні науки: Наук. журнал. – 1998. - №123 (190). – Дніпропетровськ: Наука і освіта – С.96 – 99.
13. Никольский В.В. Пьезоэлектрическая кнопка с оптическим выходом // Автоматизация судовых технических средств: науч. - техн. сб. –2000. – Вып. 5. – Одесса: ОГМА. – С.54 – 56
14. Джагупов Р.Г., Плавинский Е.Б., Никольский В.В., Веретенник А.М. Измерительные преобразователи: Учебное пособие. – Одесса: Астропринт, 2002. 216 с.
15. Никольский В.В., Плавинский Е.Б., Ерофеев С.А. Области применения пьезокерамики в судовых автоматизированных системах управления // матеріали 54 науково – методичної конференції проф. – виклад. складу та курсантів 23-26 квітня 2002 р. ОНМА с.44
16. Стерлинг Д.Д. Волоконная оптика. М.: Лори, 1998, 288 с.

**УНИВЕРСАЛЬНЫЙ LRC–ФИЛЬТР
В ПРЕСЕЛЕКТОРАХ ПРИЁМО–ПЕРЕДАЮЩИХ ТРАКТОВ
СИСТЕМ ПРОМЫШЛЕННОЙ АВТОМАТИКИ**

Рогальский Ф.Б., Корниловская Н.В., Боярчук В.П., Ротонос И.В.

В радиотехнической схемотехнике сегодня доминирующее положение занимают RC-схемы частотной селекции [1]. В то же время, LC-схемы не получили такого широкого распространения, так как катушки индуктивности имеют целый ряд недостатков самым существенным из которых является плохая технологичность. Однако, LC-схемы обладают гораздо большими потенциальными возможностями частотной селекции, чем RC-схемы. В RC-схемах используется зависимость от частоты только одного элемента. В LC-схемах используется зависимость от частоты двух элементов, причём эта зависимость взаимообратная. Это соображение можно подтвердить сравнением основных RC-схем частотной селекции двойного Т-образного моста и моста Вина со схемами на основе LC-резонансного контура. В LC-схемах меньше комплектующих, поэтому они проще в сборке и отладке. Кроме того, они значительно проще обеспечивают требуемую избирательность. [2,3] В работах [4–7] приведены результаты исследований параметров и характеристик рассматриваемых LRC – фильтров. Их можно классифицировать в обобщённом виде следующим образом.

Универсальный LRC – фильтр.

1. Можно настраивать и использовать как полосопропускающий и полосозаграждающий (режекторный) а также как фильтр нижних частот.
2. Обеспечивает возможность выбора центральной частоты пропускания (или режекции) в широком диапазоне частот.
3. Полосу пропускания фильтра можно регулировать примерно в 10^3 раз.
4. Добротность фильтра можно улучшать в 12 раз. Это свойство обеспечивает важность «экономичного» использования выделенной полосы частот.

Характеристики низкодобротных и высокодобротных фильтров представлены на рис. 1.

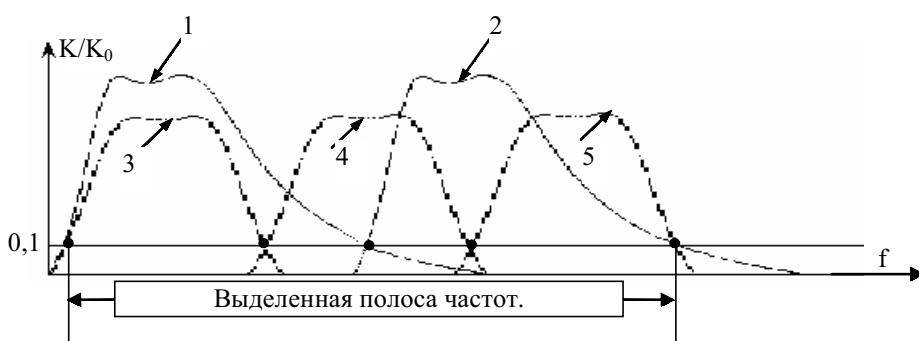


Рис.1

Добротность фильтров 3,4, и 5 выше, чем фильтров 1 и 2. За счёт этого в выделенной полосе частот можно получить большее количество не влияющих друг на друга каналов.

5. Центральную полосу пропускания (или режекции) можно выбирать в области от десятков килогерц до десятков мегагерц. Она определяется выражением

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (1)$$

где L и C – индуктивность и ёмкость резонансных контуров,

f_0 – резонансная частота контуров. Она же центральная частота пропускания. Частотно-избирательный элемент фильтра $Z_{\text{ЭКВ}}$. Представляет собой параллельное включение параллельного и последовательного резонансных контуров, настроенных на частоту f_0 (рис.1.). Элементом, регулирующим степень связи контуров является резистор R_0 в последовательном резонансном контуре.

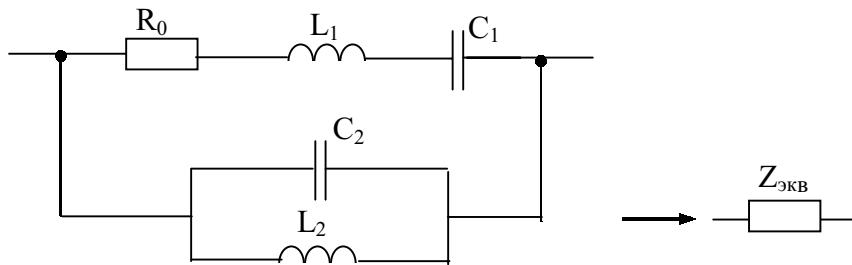


Рис.2

На рис.1. L_1 , C_1 , L_2 , C_2 – индуктивности и ёмкости последовательного и параллельного резонансных контуров соответственно.

Резонансные контуры настроены на одну и ту же резонансную частоту.

При включении частотно-зависимого элемента $Z_{\text{ЭКВ}}$. В обратной связи операционного усилителя получают полосопропускающий фильтр (рис.3.). А при включении $Z_{\text{ЭКВ}}$. во входной цепи получают полосозагражающий фильтр (рис.4.).

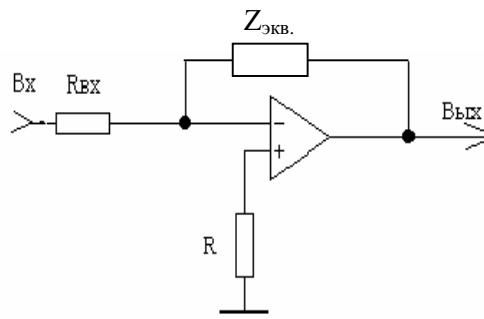


Рис.3

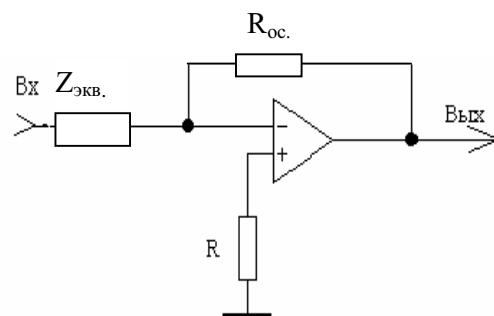


Рис.4

Частотные характеристики полосопропускающего $K_{\text{пол.}}$ и режекторного K_p . определяются выражениями (2) и (3) соответственно.

$$K_{\text{пол.}} = \frac{Z_{\text{ЭКВ.}}}{R_{\text{БХ.}}} , \quad (2)$$

$$K_p = \frac{R_{\text{БХ.}}}{Z_{\text{ЭКВ.}}} , \quad (3)$$

6. Частотные характеристики полосопропускающего, полосозагражающего и фильтров низких частот представлены на рис.5, рис.6, рис.7. соответственно.

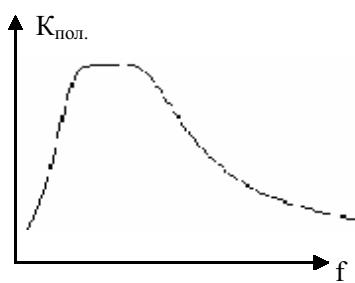


Рис.5

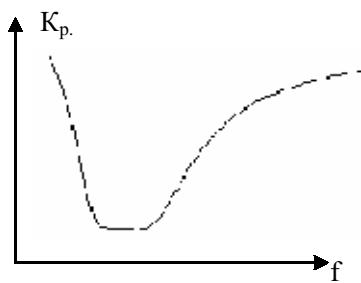


Рис.6



Рис.7

7. В современной электронной схемотехнике широко применяется схема, изображённая на рис. 8.

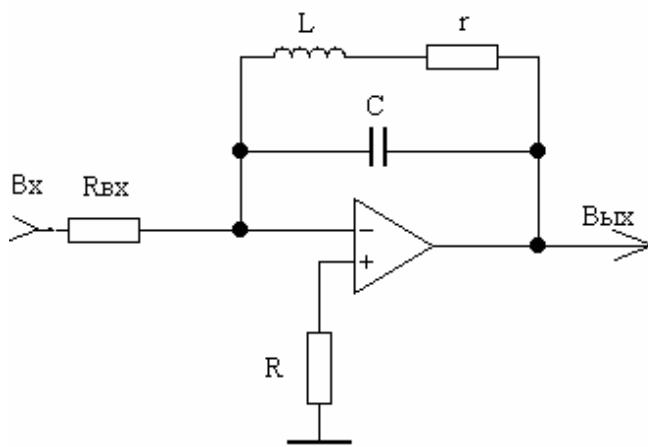


Рис.8

Это полосопропускающий LC – фильтр.

Но добротность в два раза хуже, чем добротность схемы, изображённой на рис.3. Кроме того, частотная характеристика изображённого на рис.3 LRC - фильтра (рис.3.) значительно лучше, LC – фильтра, изображённого на рис.8. Частотные характеристики LC и LRC – фильтров изображены на рис.9. и рис.10.

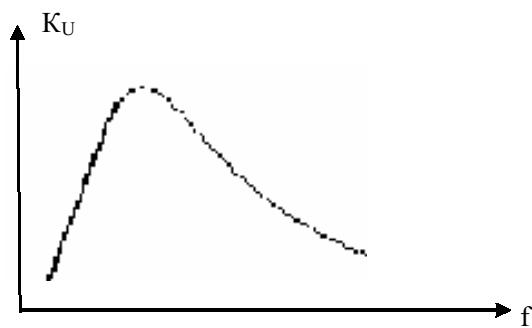


Рис.9

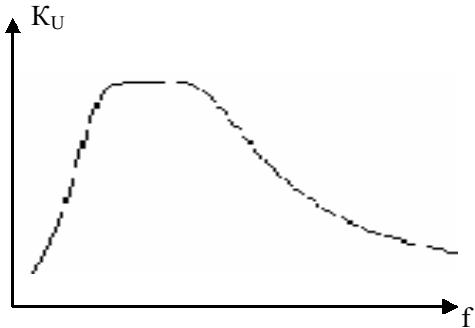


Рис.10

Частотная характеристика LRC - фильтра в некотором диапазоне частот имеет «попочка», то есть не зависит от частоты. За счёт этого отсутствуют частотные искажения сигналов. За счёт этого большая помехоустойчивость приёма.

Преимущества и недостатки LRC – фильтра по сравнению с другими видами фильтров.

1. Большим и единственным существенным недостатком является не технологичность индуктивности. При использовании в низкочастотной области индуктивность необходимо изготавливать отдельной технологией.

2. То, что фильтр является устройством дискретной сборки, а не интегральной микросхемой, можно классифицировать как недостаток и как преимущество. Преимущество в том, что ни одна интегральная микросхема не сможет обеспечить такого широкого диапазона применимости. Кроме того, широко применяемые сейчас интегральные гираторные фильтры требуют установки навесным монтажом ёмкостей больших номиналов, что также мало технологично.

3. Фильтры на ИМС дорогостоящие элементы. Изготовление многоканальных фильтрующих устройств на ИМС обойдётся значительно дороже, чем на рассматриваемых LRC – фильтрах.

4. Фильтры на ИМС малодобротны, так как они все построены с использованием высокотехнологичной но малодобротной частотнозависимой RC – цепочки. Рассматриваемые LRC – фильтры могут обеспечить высокие добротности фильтрующих устройств, так как в их основе лежит высокодобротная LC – цепочка. Сопротивления обоих элементов и L и C зависят от частоты и эта зависимость взаимообратная. При помощи высокодобротных фильтров можно построить большее количество каналов в выделенной полосе частот, чем при помощи низкодобротных.

5. Кроме того, что ИМС малодобротны, они ещё и многоканальные. Перекрывают небольшую полосу частот. Для перекрытия большой полосы частот необходимо будет применять разнотипные ИМС. Рассматриваемую LRC – схему можно будет применять во всех частотных диапазонах.

Возможный вариант применения LRC – фильтров.

Для передачи информации от счётчиков изготовленного материала, изделий в центральный диспетчерский пункт, заводоуправление по двухпроводной выделенной телефонной паре. Структурную схему многоканальной системы сбора, преобразования и передачи информации можно представить следующим образом (рис.11.).

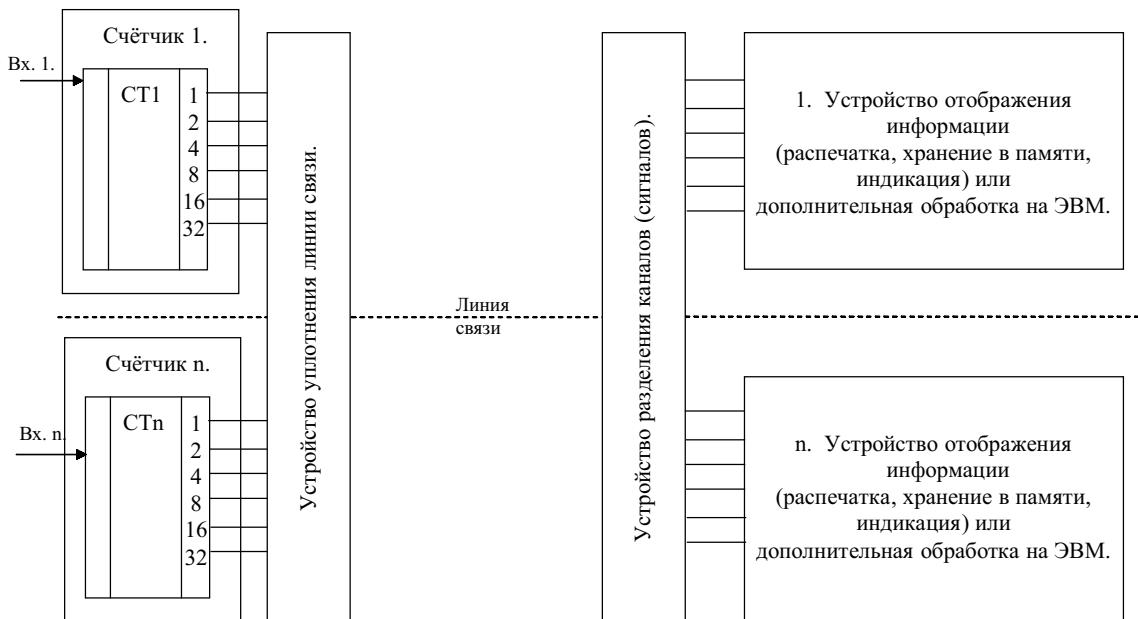


Рис.11

Допустим необходимо опросить 60 датчиков (счётчиков). В таком случае для уменьшения аппаратурного состава все датчики разбивают на 12 групп по 5 датчиков в группе. Для каждой группы выводят свой частотный канал. Опрос датчиков в группе раз-

деляют во времени. Структурную схему приёмо – передачи информации от каждой группы можно представить следующим образом (рис.12).

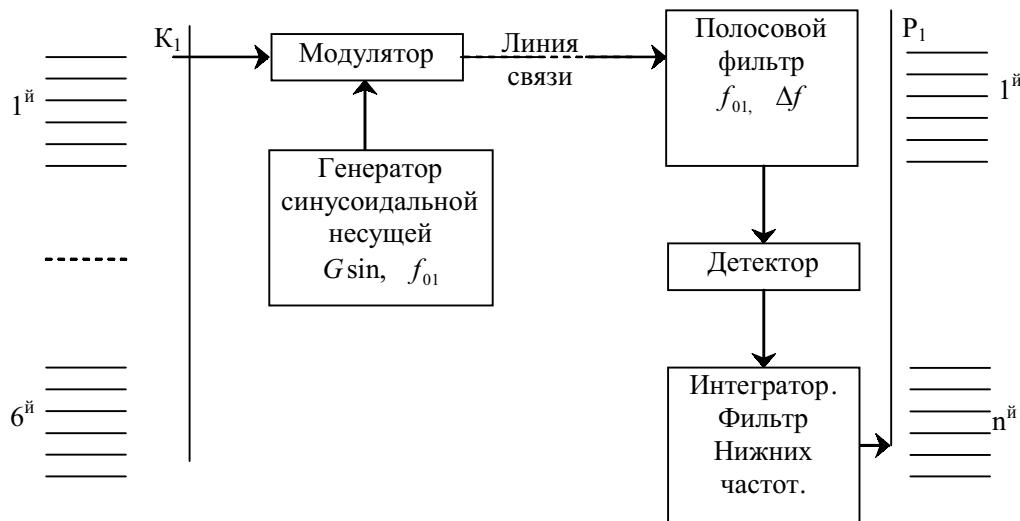


Рис.12

Коммутатор K_1 поочерёдно опрашивает выходы шести счётчиков. Каждый счётчик изображён шестиразрядным. Значит, параллельный код, содержащий $6 \times 6 = 36$ элементарных кодовых знаков преобразуется в последовательный, содержащий эти же 36 знаков, следующих друг за другом. Кодовые знаки переносятся на несущую частоту f_{01} модулятором. В приёмнике происходит расфильровка и восстановление структуры кода при помощи полосового фильтра, настроенного на центральную частоту f_{01} и с полосой пропускания Δf , детектора, интегратора. В качестве такого фильтра целесообразно применять рассматриваемый LRC – фильтр. Распределитель P_1 работает когерентно (синфазно и синхронно) с K_1 и раздаёт восстановленный код к потребителям.

Временные диаграммы, поясняющие принцип приёмо – передачи информации, изображены на рис.13.

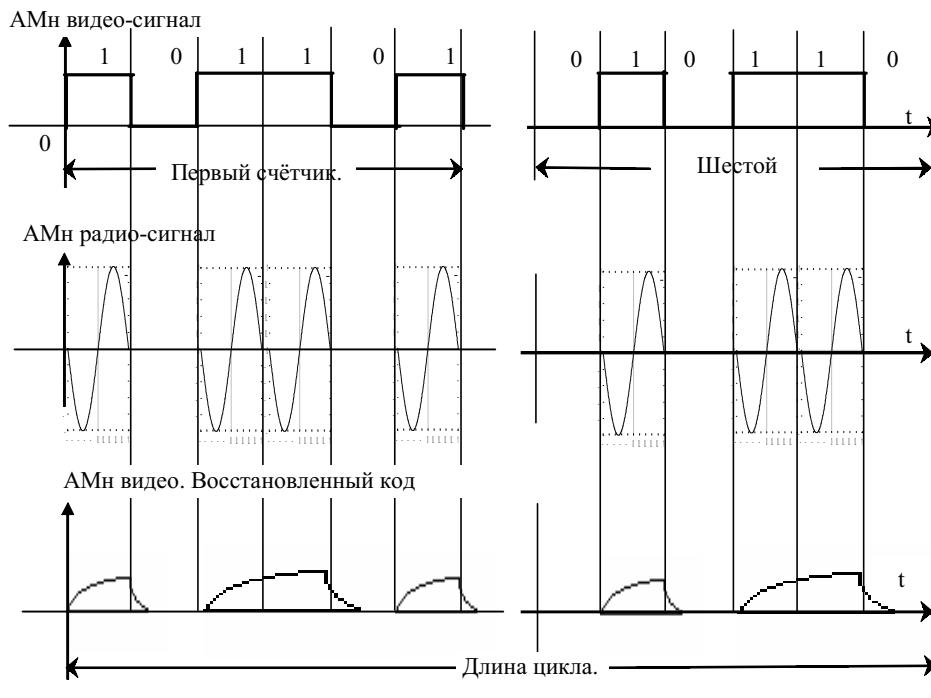


Рис.13

На выходе коммутатора К1 – Амн видео – сигнал. На выходах модулятора и полосового фильтра Амн – радио-сигнал. Детектор и интегратор преобразует радио-сигнал в видео-сигнал.

Итак, информация от первой группы счётчиков передаётся на частоте f_{0_1} , а от двенадцатой группы на частоте $f_{0_{12}}$. Значит необходимо применять двенадцать фильтров.

Кроме рассмотренного примера, RLC - фильтр целесообразно использовать в трактах приёма – передачи звукоречевой информации, статистической информации методом применения шумоподобных кодированных сигналов.

The possibilities of usage LRC - circuits of active band filtering for improvement of parameters of preselectors of radio signals are considered. Is shown, that as against RC - circuits of the same assignment, LRC - the circuits have a lot of advantages. The rigid requirements in relation to accuracy of selection of components are not present, the quantity furnishing in considered LRC-circuits is less, than in RC-circuits, and consequently they are easier in mounting and debugging. From the point of view of minimum distortion of spectra of used signals AFC and PFC of considered LRC-circuits it is better, than RC-circuits. LRC-circuits, offered to consideration, are easily rebuilt on frequency, passband, coefficient right angle. Considered LRC - the circuits are easily rebuilt in band-stop filters, the low-pass filters and from these positions have universal properties.

1. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники : Пер. с англ. –М.: Мир, 1998.
2. Фолкенбери Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ.-М.: Мир, 1985.
3. Прянишников В.А. Электроника: Курс лекций. – СПб.:Корона прнт, 1998 г.
4. Рогальский Ф.Б., Корниловская Н.В., Клименко Д.С. Исследование характеристик и параметров активных LRC-полосовых фильтров. Прикладные проблемы математического моделирования: -Херсон: ХГТУ, 1998.-с.142-145.
5. Рогальский Ф.Б., Корниловская Н.В. Сравнительный анализ характеристик и параметров активных частотно-избирательных цепей RC и LRC типов. Автоматика, автоматизация, электротехнические комплексы и системы, 1999, №2(5).
6. Рогальский Ф.Б., Корниловская Н.В. Исследование возможности регулирования полосы пропускания одного класса LRC-схем активной полосовой фильтрации. Автоматика, автоматизация, электротехнические комплексы и системы . 2000, №1(6).
7. Рогальский Ф.Б., Корниловская Н.В. Анализ принципов регулирования добротности и коэффициента прямоугольности АЧХ одного класса активных широкополосных LRC-полосовых фильтров. Математическое моделирование в образовании, науке и промышленности : Сб. науч. трудов.-С.-Пб.: Санкт-Петербургское отделение МАН ВШ, 2000.

УДК 620.179

ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ КОМПЬЮТЕРНОЙ СИСТЕМЫ АНАЛИЗА ВАРИАБЕЛЬНОСТИ РИТМА СЕРДЦА МЕТОДОМ ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТ

Чиликин А. В.

Введение

В настоящее время для анализа вариабельности ритма сердца применяются два основных математических метода: метод, основанный на статистическом подходе к ряду RR-интервалов и спектральный анализ.

Оба математических метода получили признание в клинической практике, имеют стандартный набор вычисляемых параметров и таблицы допустимых значений для каждой возрастной группы [1]. Один из статистических параметров SDNN (standard deviation of NN intervals) является интегральным показателем, характеризующим вариабельность ритма сердца в целом и зависит от влияния различных систем регуляции на синусовый узел. Спектральный анализ позволяет обнаружить периодические составляющие в колебаниях сердечного ритма и оценить количественно их вклад в общую мощность колебаний.

Тем не менее, будучи пригодными в повседневной клинической практике, эти методы уже не полностью отвечают современным требованиям к анализу вариабельности ритма сердца. Так, например, традиционный метод спектрального анализа обладает существенным недостатком: этот метод не позволяет локализовать время увеличения или уменьшения интенсивности частотной компоненты, показывая лишь ее наличие или отсутствие. Преобразование Фурье «размазывает» локальное изменение интенсивности частотной компоненты, давая интегральную характеристику за все время наблюдения.

Одним из эффективных методов анализа многокомпонентных многочастотных нестационарных сигналов, к которым, несомненно, принадлежит и кардиоритмограмма, является метод главных компонент [2].

Метод главных компонент, который сравнительно недавно начал применяться для анализа одномерных временных рядов, позволяет выделить отдельные слагаемые исходного временного ряда, такие как медленный тренд, периодические составляющие и случайные вариации, не требуя при этом никакой априорной информации о структуре временного ряда, о наличии или отсутствии в нем определенных периодических компонент, а также о законе изменения этих компонент во времени.

Несомненными преимуществами метода является то, что:

- базовые функции метода порождаются исследуемым рядом;
- возможна оценка не только мгновенных частоты и амплитуды периодических компонент исходного временного ряда, но и их фазы;
- имеется возможность полного или частичного восстановления временного ряда по информативным компонентам, что приводит к выборочной фильтрации или сглаживанию исходного временного ряда.

Целью настоящей работы была разработка программного обеспечения компьютерной системы анализа вариабельности ритма сердца методом главных компонент.

Результаты работы

Программное обеспечение состоит из двух основных подсистем: подсистема управления персональными данными обследуемых и подсистема исследования вариабельности ритма сердца.

Основные функции подсистемы управления персональными данными:

- создание и удаление групп обследуемых;

- создание карточки обследуемого, входящего в одну из групп, ввод и редактирование персональных данных обследуемого, удаление карточки обследуемого и всех связанных с ним исследований и отчетов (рис.1);

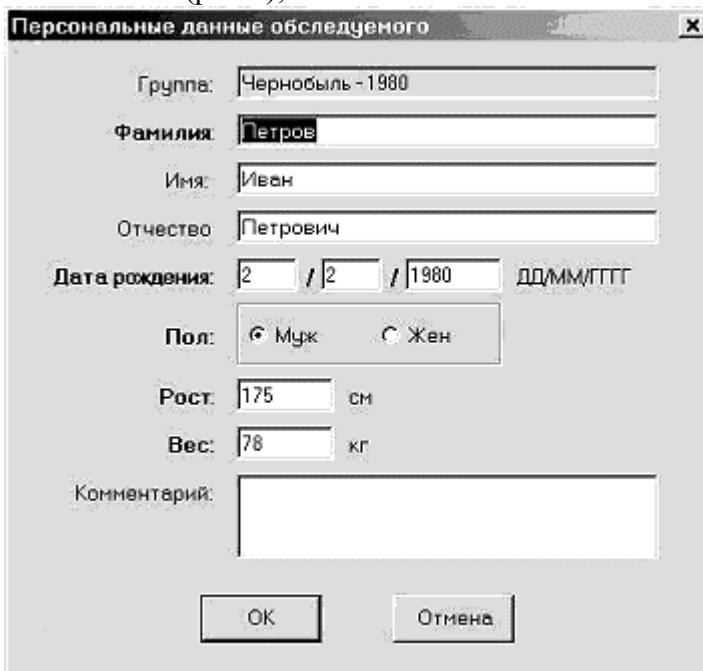


Рис. 1. Ввод и редактирование персональных данных обследуемого

- запуск нового исследования вариабельности ритма сердца для выбранного обследуемого, сохранение первичных данных и созданного отчета для дальнейшего просмотра;
- экспорт результатов исследований в Excel для последующего статистического анализа данных как по целой группы, так и по индивидуально выбранным обследованным.

Все данные по группам, персональные данные обследуемых и первичные данные проведенных исследований хранятся в базе данных, работающей под управлением сервера базы данных Microsoft SQL Desktop Edition. Такая организация позволяет использовать единую базу обследуемых в случае наличия нескольких компьютеров, объединенных в локальную сеть.

Независимая подсистема управления персональными данными позволяет хранить в базе данных не только результаты исследований вариабельности ритма сердца, но и любых других исследований, реализуемых сторонними исследовательскими модулями на основе единого программного интерфейса.

Подсистема исследования вариабельности ритма сердца, в свою очередь, состоит из следующих модулей:

- модуль мониторирования и записи первичного электрокардиосигнала (рис. 2);
- модуль обработки первичного электрокардиосигнала, внутри которого реализованы алгоритмы адаптивной фильтрации сетевой помехи, удаления дрейфа изолинии, поиска характерных точек кардиоцикла. В случае необходимости возможна ручная обработка электрокардиограммы, коррекция местоположения найденных автоматически характерных точек кардиоцикла;
- модуль формирования исходного ряда RR-интервалов, реализующий алгоритм распознавания экстрасистол и удаления артефактных кардиоинтервалов из анализируемой последовательности, алгоритм уточнения местоположения R-зубца на основе параболической аппроксимации, алгоритм формирования исходной временной последовательности кардиоинтервалов;
- модуль традиционного математического анализа кардиоритмограммы, включающий в себя анализ на основании статистического подхода и спектральный анализ. Внутри

модуля вычисляется общепринятый набор показателей, строятся гистограмма кардиоинтервалов, диаграмма Лоренца и график спектра мощности колебаний;

- модуль анализа кардиоинтервалограммы методом главных компонент. В автоматическом режиме происходит разложение исходного временного ряда на главные компоненты и построение амплитудно-частотного поля. Производится визуализация амплитудно-частотного поля в 3-мерном пространстве, рассчитываются мощности колебаний спектральных компонент;

- генератор итогового отчета проведенного исследования.

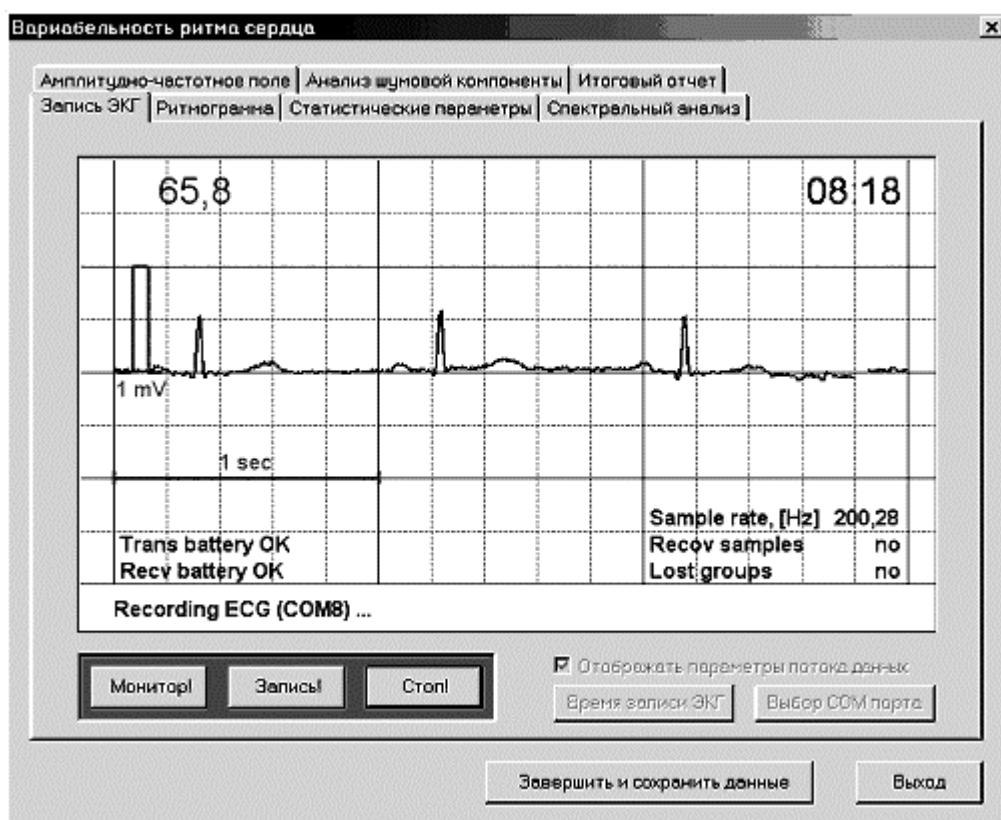


Рис. 2. Регистрация первичного электрокардиосигнала.

Отчет, а также первичный электрокардиосигнал сохраняются в базе данных для последующего просмотра и возможного анализа другими математическими методами, которые будут появляться в обновленных версиях системы.

Система реализована на языках C# и managed C++ с использованием .NET Studio 2003. Для работы программы на компьютере пользователя должны быть установлены операционная система Windows 2000/XP, основной компонент технологии .NET Framework 1.1, пакет поддержки русского языка для .NET Framework 1.1 и Microsoft SQL Desktop Edition SP3.

Для удобства пользователя реализована инсталляционная программа, позволяющая с минимальными усилиями установить программную систему и все необходимые компоненты, а также деинсталлировать ее в случае необходимости.

Заключение

Таким образом, использование метода главных компонент для анализа вариабельности ритма сердца позволяет построить амплитудно-частотное поле сигнала, являющееся одним из вариантов времязадачного представления.

Модульное построение программы позволяет не только обновлять уже имеющиеся модули, но и прозрачно подключать другие исследовательские модули.

Использование для разработки технологии .NET позволяет значительно сократить общее время разработки системы, а также предоставляет максимально простой механизм подключения сторонних исследовательских модулей для интеграции в данную систему.

The computer system software for the analysis of heart rate variability by principle components method is presented. The architecture of a program system and the basic analysis algorithms of primary electrocardiographic signal is described.

1. Коркушко О. В., Шатило В. Б., Писарук А. В., Чеботарев Н. Д., Лишневская В. Ю., Коркушко А. О., Чеботарева Ю. Н. Методы анализа и возрастные нормы вариабельности ритма сердца. Рекомендации рабочей группы Института геронтологии по изучению вариабельности сердечного ритма. // В кн. Анализ вариабельности ритма сердца в клинической практике: Материалы 1-й международной научной конференции (Киев, 24-25 октября 2002 года). – Киев: ИПЦ «Алкон», 2002. – 216 с.

2. Главные компоненты временных рядов: метод «Гусеница». Под ред. Данилова Д. Л. и Жиглявского А. А. Санкт-Петербургский университет, 1997. – 180 с.

СОВРЕМЕННАЯ ПУЛЬСОДИАГНОСТИКА – НОВЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ В КЛИНИКЕ

Далечин А.Ю., Носок С. А.

Одной из актуальных проблем современной пульсодиагностики остается получение максимально полной информации об частоте пульса, на основании которой можно было бы расширить диагностику пациента. Широкое развитие электроники, современных методов цифровой обработки данных, и существующие клинические задачи обусловили разработку и широкое использование в повседневной практике пульсовую диагностику.

Нарушение в энергетической части функциональных систем могут не иметь видимых или ощущаемых проявлений, но не замедлят отразится в пульсе. И может пройти много времени до того момента, когда появятся первые симптомы болезни. Таким образом, несомненное достоинство пульсового диагноза состоит в его донозологической оценке состояния.

Неоценимую услугу в выявлении первопричины окажет методика в случаях отраженных болей: абдоминальный болевой синдром при пневмонии, приступы ложной стеноардии при холецистите. А успешное лечение таких системных заболеваний, как гипертоническая болезнь, атеросклероз или бронхиальная астма возможно только на базе пульсового диагноза.

Традиционные пульсомеры имеют существенный недостаток : большое время измерения, большая погрешность, малый диапазон измеряемых частот. Преимущество данного метода измерения частоты в отличие от традиционных методов заключается в том, что необходимо малое время измерения , незначительная погрешность, расширен диапазон измерений частоты. Этот метод носит название – способ измерения низких частот. По этому методу был изготовлен пульсомер, который имеет следующие технические характеристики:

Диапазон измеряемых частот (уд./мин)	30-274
Максимальная погрешность (уд./мин)	+/- 2
Потребляемый ток(мА)	80
Время измерения (с)	0,2-2
Диапазон рабочих температур(С)	-40 + 60
Напряжение питания (В)	4,5

Способы измерения низких частот.

Обычно частоту измеряют по классической схеме (рис.1).

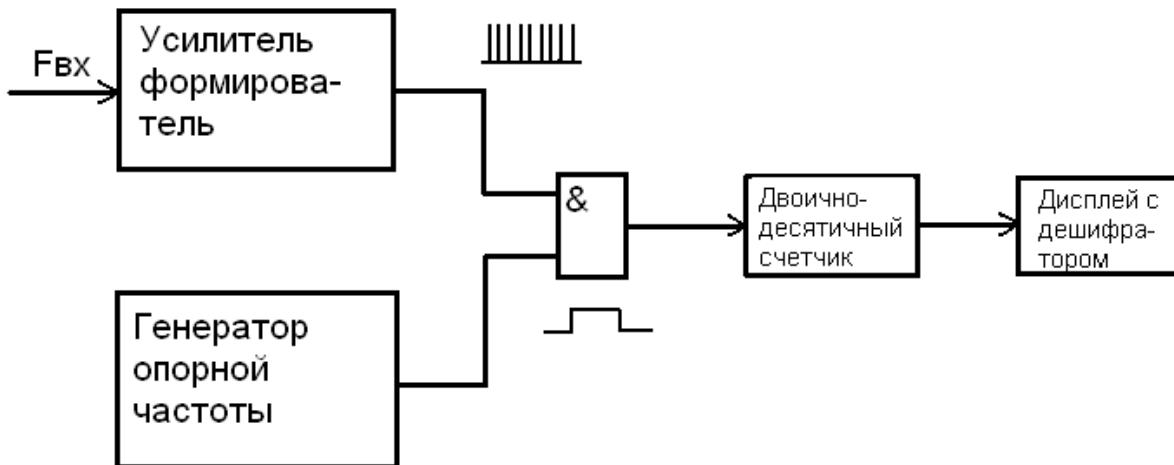


Рис.1 Структурная схема счетной части обычного частотомера.

Входной периодический сигнал поступает на вход усилителя – формирователя, где усиливается до необходимого уровня и превращается в серию импульсов с крутыми фронтами. Эти импульсы поступают на один из входов элемента 2И.

На второй вход элемента 2И поступают стробирующие импульсы, длительность которых точно равна 1с (для их получения используется кварцевый генератор). С выхода элемента 2И импульсы поступают на выход многоразрядного двоично-десятичного счетчика. Частота (в герцах) определяется числом импульсов, зафиксированных счетчиком за 1с. Недостатком представленной схемы состоит в том, что на низких частотах (частоты пульса) нельзя обеспечить высокую точность из – за того, что при счете имеет место ошибка, равная +1. Например, при частоте выходного сигнала, приблизительно равной 10 Гц, счетчик может насчитать или 9, или 10, или 11 импульсов, т.е. погрешность 10%. Для повышения точности можно увеличить длительность стробирующего импульса (например, до 100 или 1000с) и соответственно время измерения. Но это крайне не удобно, так как снижает оперативность измерения.

Поэтому при измерении низких частот применяют “обратный счет”, т.е. выходной сигнал используется для стробирования, а заполнение осуществляется импульсами более высокой частоты опорного генератора. Таким образом, измеряют период сигнала, т.е. код на выходах счетчика – это результат измерения в единицах времени, а не частоты. Поэтому необходимо выполнить обратный пересчет для получения искомого значения. Часто это преобразование выполняют микропроцессором или микроконтроллером. Однако при этом приходится разрабатывать программное обеспечение. Кроме того, даже при использовании микроконтроллера необходимы дополнительные аппаратные затраты – формирователь, дисплей (со встроенным или внешним дешифратором), программатор, эмулятор, симулятор и других средствах отладки микроконтроллера.

Решить задачу пересчета можно менее затратным способом. При этом в качестве преобразователя кода используют постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) (на рис.2 вспомогательные схемы управления не показаны). Выходной сигнал поступает на формирователь и используется затем в качестве стробирующего.

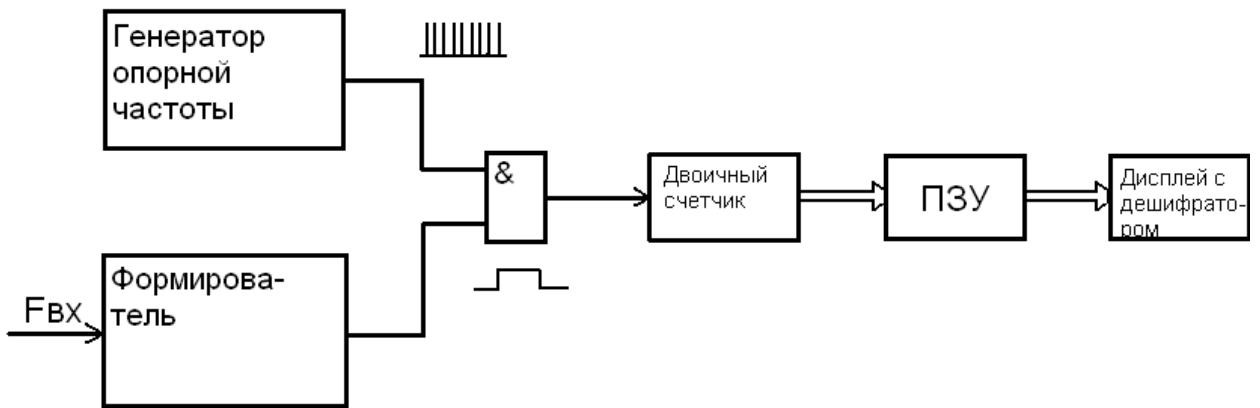


Рис.2 Структурная схема счетной части частотомера для низких частот

С выхода формирователя стробирующий импульс поступает на один из входов элемента 2И, на второй вход которого поступают импульсы опорной частоты. Многоразрядный двоичный счетчик подсчитывает количество импульсов опорной частоты за время стробирования. Двоичный код с выхода счетчика подается на адресную шину ПЗУ.

Пусть счетчик насчитает M импульсов, что соответствует частоте N . Тогда в ячейке ПЗУ с номером M должно быть записано число N в двоичном или двоично-десятичном коде (зависит от конкретного типа дешифратора и дисплея). Удобно использовать двоично-десятичный код, так как одна микросхема ПЗУ (наиболее распространены 8-разрядные

ПЗУ) может управлять двумя разрядами дисплея. Варьируя разрядностью счетчика, значением опорной частоты и количеством микросхем ПЗУ, можно управлять точностью измерения и разрядностью измеряемой величины. Рассмотрим методику расчета основных параметров такого измерителя.

Обычно требуется измерить частоту в некотором диапазоне с заданной погрешностью. Исходя из этих данных, оценим требуемое значение опорной частоты. Пусть необходимо измерить частоту в диапазоне $F_{вх. мин} - F_{вх. макс}$ с погрешностью. Применительно к цифровым системам (где присутствует ошибка счета +1) дискретность счета часто выбирают равной ошибке счета, т.е. равной единице младшего разряда. Так, если необходимо измерить частоту с погрешностью 0,01 Гц. Обозначим дискретность отсчета $\psi = \Delta T$. При измерении двух "соседних" частот, периоды которых отличаются на величину дискрета ΔT (при этом $\Delta T = 1/\psi = 1/\Delta F$) двоичный счетчик должен насчитать разное количество импульсов опорной частоты, чтобы различить их. Показания счетчика при измерении этих двух частот должны отличаться хотя бы на единицу счета. В этом случае разница периодов ΔT будет равной одному периоду тактовой частоты (рис.2). Таким образом

$$T_{оп} = \Delta T = T_2 - T_1. \quad (1)$$

Учитывая что

$$T_2 = 1/F_2 \quad (2)$$

и

$$F_2 = F_1 - \Delta F. \quad (3)$$

Имеем

$$T_{оп} = 1/F_2 - 1/F_1 = 1/(F_1 - \Delta F) - 1/F_1 = \Delta F/(F_1 * (F_1 - \Delta F)). \quad (4)$$

Частота F_1 больше частоты F_2 . Учитывая, что измерения необходимо проводить и на верхней границе диапазона, можно записать, что

$$F_{оп} = F_{вх. макс.} * (F_{вх. макс.} - \Delta F)/\Delta F. \quad (5)$$

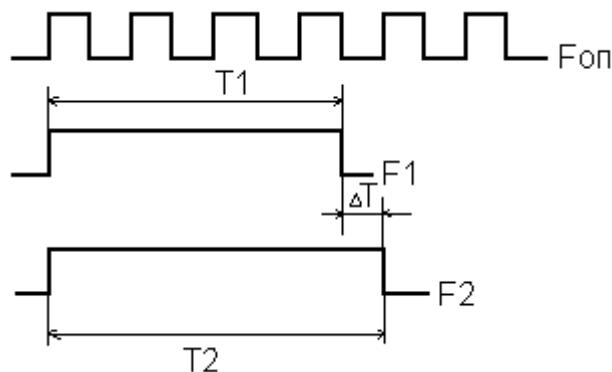


Рис.3 Временные диаграммы генератора опорной частоты и формирователя

Итак, значение опорной частоты однозначно определяется верхней граничной частотой измеряемого диапазона и дискретностью отсчета (т.е. в данном случае погрешно-

стью). Следует помнить, что это ее наименьшее значение. Она может иметь и большую величину, но в этом случае одному дискретному отсчету будет соответствовать разница счетчика более одной единицы, что повлечет за собой в общем случае увеличение разрядности счетчика и необходимой емкости ПЗУ.

Оценим требуемую нестабильность частоты опорного генератора. Пусть при входной частоте F_{bx} счетчик насчитает

$$M = F_{op}/F_{bx} \quad (6)$$

импульсов опорной частоты. Если опорная частота получит приращение $\pm\Delta t$, то число M получит приращение ΔM , т.е.

$$(F_{op} \pm t_{op}) * F_{bx} = M \pm \Delta M \quad (7)$$

Величина M будет находиться в диапазоне $M - \Delta M; M + \Delta M$.

Удвоенное значение не должно превосходить одного дискрета отсчета, т.е. величина должна быть меньше половины дискрета отсчета. Пусть входная частота получит положительное приращение. При этом имеем

$$(F_{op} + \Delta t_{op})/F_{op} < M + 0,5 \quad (8)$$

Из этого следует, что

$$\Delta t < F_{bx} (M + 0,5) - F_{op} \quad (9)$$

Учитывая что $M = F_{op}/F_{bx}$, получаем

$$\Delta t_{op} < F_{bx}/2 \quad (10)$$

Аналогичный результат имеем, если опорная частота получит отрицательное приращение. Если произвести аналогичные выкладки для граничных частот измеряемого диапазона, то выяснится, что для нижней граничной частоты требования более жесткие, т.е.

$$\Delta t_{op} = F_{bx, \text{мин}}/2 \quad (11)$$

Итак, абсолютная нестабильность частоты генератора однозначно определяется нижней граничной частотой измеряемого диапазона.

Оценим относительную нестабильность частоты опорного генератора, которая требуется для выбора типа генератора. Как известно, в общем случае

$$\Delta t_{op} = \Delta t_{op}/F_{op} \quad (12)$$

Из выражения (10) и (11) имеем:

$$\Delta t_{op} < F_{bx, \text{мин}} \Delta F / (2F_{bx, \text{макс}} * (F_{bx, \text{макс}} - \Delta F)) \quad (13)$$

Итак, относительная нестабильность частоты опорного генератора однозначно определяется граничными частотами измеряемого диапазона и дискретом отсчета. Если при оценке относительной нестабильности выяснится, что такую частоту может обеспечить генератор с кварцевым резонатором, можно пойти на некоторое увеличение опорной час-

тоты до ближайшего “круглого” значения (легче найти резонатор с “круглым” значением частоты).

Оценим необходимую емкость ПЗУ. Пусть при минимальной и максимальной входной частоте счетчик насчитает соответственно P и N импульсов опорной частоты. В этом случае при изменении частоты во всем диапазоне получаем $P-N$ значений и соответственно $P-N$ ячеек памяти ПЗУ. Учитывая что

$$P = F_{\text{оп}}/F_{\text{вх}} \quad (14)$$

$$N = F_{\text{оп}}/F_{\text{вх. макс.}} \quad (15)$$

Получаем:

$$Q = P - N = F_{\text{оп}}/F_{\text{вх. мин.}} - F_{\text{оп}}/F_{\text{вх. макс.}} = F_{\text{оп}} * (F_{\text{вх. макс.}} - F_{\text{вх. мин.}}) / (F_{\text{вх. макс.}} * F_{\text{вх. мин.}}) \quad (16)$$

Учитывая ошибку счета ± 1 , окончательно имеем:

$$Q = F_{\text{оп}} * (F_{\text{вх. макс.}} - F_{\text{вх. мин.}}) : (F_{\text{вх. мин.}} * F_{\text{вх. мин.}}) \pm 1 \quad (17)$$

Учитывая формулу (13), получаем

$$Q = (F_{\text{вх. макс.}} - \Delta F) * (F_{\text{вх. макс.}} - F_{\text{вх. мин.}}) : (F_{\text{вх. мин.}} * \Delta F) + 1 \quad (18)$$

Таким образом, минимально необходимое число ячеек памяти однозначно определяется диапазоном измеряемых частот и дискретностью счета, и его можно оценить сразу после получения технического задания.

Определим адрес младшей ячейки по формуле (19):

$$A_{\text{мл.}} = F_{\text{оп}}/F_{\text{вх. макс.}} \quad (19)$$

а адрес старшей – по формуле

$$A_{\text{ст}} = F_{\text{оп}}/F_{\text{вх. мин.}} \quad (20)$$

Однако при этом ячейки с адресами от нуля до $A_{\text{мл.}}$ не используются, т.е. емкость ПЗУ расходуется нерационально. Для сокращения необходимой емкости ПЗУ значение $F_{\text{вх. макс.}}$ можно записать не в ячейку с адресом $A_{\text{мл.}}$, а в ячейку с адресом A_0 , и при расчете содержимого остальных ячеек учитывать это смещение.

Обобщим и рассчитаем технические параметры прибора из вышесказанного.

1. При измерении частоты пульса методом измерения периода с использованием ПЗУ в качестве преобразователя когда первым шагом является определение минимальной частоты опорного генератора. Исходя из того, что промышленность выпускает микросхему К176ИЕ18, которая имеет в своем составе генератор с выходной частотой равной 1024 Гц и квадратную стабилизацию частоты, принимает $F_{\text{оп}} = 1024$ Гц. Также принимаем $F_{\text{вх.мин.}} = 0,5$ Гц, что соответствует частоте пульса 30 ударов в минуту. Эта частота является минимальной частотой пульса, которая является информативной в медицине. Из формулы:

$$F_{\text{оп}} = F_{\text{вх. макс.}} * (F_{\text{вх. мин.}} - \Delta F)/\Delta F \quad (21)$$

найдем максимальную частоту пульса $F_{\text{вх. макс.}}$, преобразовав формулу (21), получим:

$$F_{\max} = \sqrt{F_{\text{оп}} * \Delta F} / (\sqrt{1 - \Delta F}) \quad (22)$$

где ΔF - требуемая погрешность (дискретность измерения);

$F_{\text{оп}} = 1024$ Гц – частота опорного генератора.

Подставив значения в формулу (22), получим:

$$F_{\max} = 4,57 \text{ Гц}$$

Итак, максимальная входная частота пульса равна 4,57 Гц или 274 удара в минуту. Эта частота пульса попадает в верхний диапазон частот пульса человека.

2. Определим минимально необходимое число ячеек памяти ПЗУ по формуле (18)

$$Q = F_{\text{оп}} * (F_{\text{вх. макс.}} - F_{\text{вх. мин.}}) / (F_{\text{вх. макс.}} * F_{\text{вх. мин.}}) + 1 = 1269 \text{ ячеек}$$

3. Рассчитаем содержимое ячеек ПЗУ по формуле (19) и (20).

а) определим адрес младшей ячейки по формуле (19)

$$A_{\text{мл.}} = \frac{F_{\text{оп}}}{F_{\text{вх. макс.}}}$$

б) адрес старшей ячейки по формуле (20):

Исходя из формул (14) и (15) находим входную частоту пульса (уд/мин.) в зависимости от числа импульсов, которые насчитает счетчик и составляем таблицу соответствия “число импульсов – частота пульса”

По этой таблице пишем программу в шестнадцатиричном коде.

По данной теории был изготовлен измеритель пульса имеющий диапазон измерения пульса от 30 уд/мин. до 274 уд/мин. В устройстве использовались две микросхемы памяти, одна для индикации сотен и десятков, а вторая для индикации единиц. Программа начиналась с адреса ЕОН, а заканчивалась по адресу 800Н.

In the article new ability measuring frequency are considered . This method use for measuring frequency pulse a man.

1. Кукуш В.О. Электроизмерения: Учебное пособие для вузов. – М. Радио и связь, 1988. – 120с.
2. Зубчук В.И. Справочник по цифровой схемотехнике. – К.: Техника, 1990. – 448с.
3. Лебедев О.Н. микросхемы памяти и их применение. – М.: Радио и связь, 1990. – 160с.
4. Бирюков С.А. Цифровые устройства на МОП – интегральных микросхемах. – М.: Радио и связь. 1990 – 128с.
5. Гель П.К. Электронные устройства с программируемыми компонентами: Пер. с фр. – М: ДМК Пресс, 2001. – 176с.

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

УДК 681.3

РЕАЛИЗАЦИЯ ВЗАЙМНЫХ ИСКЛЮЧЕНИЙ КРИТИЧЕСКИХ ИНТЕРВАЛОВ КАК ОДНОГО ИЗ ВИДОВ СИНХРОНИЗАЦИИ ДОСТУПА ПРОЦЕССОВ К РЕСУРСАМ В ЭВМ

Шаганян С.Н., Бараненко Р.В.

Постановка проблемы. С самого начала компьютерной эры существовала необходимость во все более и более производительных системах. В основном это достигалось в результате эволюции технологий производства компьютеров. Но также развивались тенденции к использованию нескольких процессоров в одной вычислительной системе для повышения производительности, разрабатывались мультизадачные операционные системы, системы с разделяемой памятью, которые подняли ряд проблем, требующих быстрого и эффективного решения.

Одной из них явилась проблема синхронизации процессов, решение которой позволит повысить производительность работы многозадачных операционных и многопроцессорных вычислительных систем.

Анализ последних исследований. Синхронизация процессов подразумевает для каждого процесса исключение возможности одновременного с ним обращения других процессов к разделяемым данным – взаимоисключение. Любая попытка взаимного исключения должна опираться на некий фундаментальный механизм исключений аппаратного обеспечения. Наиболее общим механизмом может служить ограничение, согласно которому к некоторой ячейке памяти в определенный момент времени может осуществлять обращение только один процесс [1].

Под процессом понимается некоторая последовательность действий, составляющих некоторое вычисление, которая характеризуется [2]:

- сопоставленной ему программой/подпрограммой, то есть упорядоченной последовательностью операций, реализующих действия, которые должны осуществляться процессом;
- содержимым соответствующей ему памяти, то есть множеством данных, которыми этот процесс может манипулировать;
- дескриптором процесса, то есть совокупностью сведений, определяющих состояние ресурсов, предоставленных процессу.

Когда процесс обращается к разделяемым данным, подразумевается, что он находится в своем критическом интервале [2]. Для синхронизации таких процессов используются специальные защищенные глобальные переменные.

На сегодняшний день существующие алгоритмы [1, 3-5] решают проблему взаимоисключения критических интервалов процессов достаточно сложным путем, корректность которого трудно доказать, сложны для программной реализации и не обеспечивают необходимой скорости взаимодействия процессов и ресурсов в ЭВМ.

Цель статьи. Целью работы является разработка простого для реализации и корректного алгоритма синхронизации доступа процессов к ресурсам в ЭВМ, обеспечения быстродействия ЭВМ на необходимом уровне и оптимизации управления работой многозадачных операционных и многопроцессорных вычислительных систем.

Основной материал. Решение проблемы взаимоисключения критических интервалов процессов должно удовлетворять требованиям [1]:

- в любой момент времени только один процесс может находиться внутри

критического интервала;

- если ни один процесс не находится в критическом интервале, то любой процесс, желающий войти в критический интервал, должен получить разрешение без какой либо задержки;
- ни один процесс не должен бесконечно долго ждать разрешения на вход в критический интервал (если ни один процесс не будет находиться внутри критического интервала бесконечно);
- не должно существовать никаких предположений о скоростях процессоров.

В общем случае решение проблемы взаимоисключений может быть представлено в виде функции процесса:

$$f(\text{turn}, \text{flag}[0], \text{flag}[1]), \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} \text{turn}, \text{flag}[0], \text{flag}[1] &\in \{0;1\} \\ f &\in \{0;1;2\} \end{aligned}, \quad (2)$$

где $f = 0$ - процесс заблокирован;

$f = 1$ - процесс работает;

$f = 2$ - передача управления другому процессу.

Здесь turn - глобальная переменная, управляющая работой процессов;

$\text{flag}[0]$ - флаг намерений процесса P0;

$\text{flag}[1]$ - флаг намерений процесса P1.

Результатом работы является разработка такого алгоритма, который при определенных значениях булевых переменных $\text{turn}, \text{flag}[0], \text{flag}[1]$ обеспечит появление на выходе функции процесса одного из значений множества $\{0;1;2\}$ таким образом, чтобы были учтены все вышеперечисленные условия и ограничения.

Для решения поставленной задачи предлагается использовать алгоритм для взаимных исключений для двух процессов, предложенный голландским математиком Деккером (Dekker). В данном алгоритме реализована возможность слежения за состоянием обоих процессов. Для избежания проблемы «взаимной вежливости» используется глобальная переменная. Под «взаимной вежливостью» понимается состояние, когда каждый процесс указывает о своем желании войти в критический раздел, но готов отложить свой вход, уступая его другому процессу, так что, в конце концов, ни один из процессов не может войти в критический раздел. Приведем описание этого алгоритма для двух процессов [6].

Когда процесс P0 намерен войти в критический раздел, он устанавливает свой флаг равным true, а затем проверяет состояние флага процесса P1. Если он равен false, P0 разрешается операционной системой немедленно входить в критический раздел; в противном случае P0 обращается к глобальной переменной turn. Если $\text{turn} = 0$, это означает, что сейчас — очередь процесса P0 на вход в критический раздел, и P0 периодически проверяет состояние флага процесса P1. Этот процесс, в свою очередь, в некоторый момент времени обнаруживает, что сейчас не его очередь для входа в критический раздел, и устанавливает свой флаг равным false, давая возможность процессу P0 войти в критический раздел. После того как P0 будет выведен системой из критического раздела, он установит свой флаг равным false для освобождения критического раздела и присвоит переменной turn значение 1 для передачи прав на вход в критический раздел процессу P1. Блок-схема предлагаемого алгоритма приведена на рис.1.

Результаты работы алгоритма представлены в табл. 1, где * - любое из двух значений: 0 или 1.

Таблица 1

Результаты работы алгоритма взаимоисключения
в виде таблицы истинности функции процесса f

turn	flag[0]	flag[1]	Состояние критического раздела, $f(turn, flag[0], flag[1])$
0	0	*	2 (Передача управления)
0	1	0	1 (Работа процесса P0)
0	1	1	0 (Заблокирован)
1	*	0	2 (Передача управления)
1	0	1	1 (Работа процесса P1)
1	1	1	0 (Заблокирован)

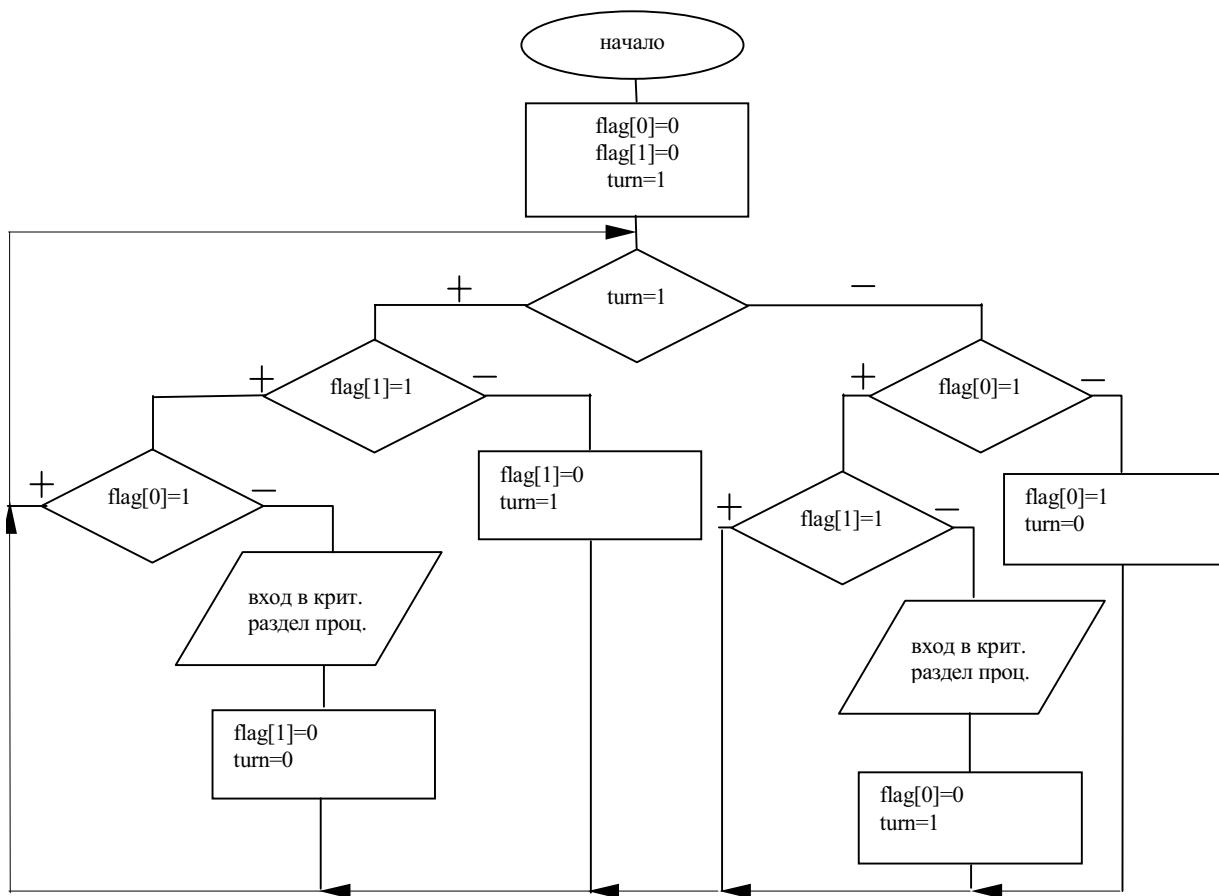


Рис.1 Блок-схема алгоритма взаимоисключения критических интервалов
для двух процессов

Выводы. Разработанный на основе математической модели гибкий и эффективный алгоритм решает задачу синхронизации доступа процессов к ресурсам в ЭВМ, исключает возможность входления процессов в их критические интервалы, если какой-либо другой процесс находится в своем критическом интервале и обеспечивает возможность продолжения работы одного из остальных процессов, ожидающих входа в свои критические интервалы, когда какой-нибудь процесс выходит из своего критического интервала. Таким образом, данный алгоритм оптимизирует управление работой многозадачных операционных и многопроцессорных вычислительных систем.

In given article the aspects of synchronization of access of processes to resources in the computer in light of realization of mutual exceptions of critical intervals of processes are considered, mathematical model of problem of mutual exceptions of critical intervals of two processes, principle of realization of mutual exceptions of critical intervals of processes and mutual exceptions algorithm are offered.

1. С.Н. Шаганян, Р.В. Бараненко Принцип синхронизации доступа к данным в многопроцессорных ЭВМ с общей памятью // Вестник ХГТУ – Херсон: ХГТУ, 2003, №2 (18), с. 289-291.
2. Фритч В. Применение микропроцессоров в системах управления: Пер. с нем. – М.: Мир, 1984. - 464 с., ил.
3. Dijkstra E. Cooperating Sequential Processes. Technological University, Eindhoven, The Netherlands, 1965. (Reprinted in Great Papers in Computer Science, P. Laplante, ed. New York, NY: IEEE Press, 1996).
4. Peterson G. Myths About the Mutual Exclusion Problem. – Information Processing Letters, June 1981.
5. Hofri M. Proof of a Mutual Exclusion Algorithm. – Operating System Review, January 1990.
6. Столингс Вильям. Операционные системы, 4-е издание.: пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2002. – 848 с.: ил. – Парал. тит. англ.

ФОРМИРОВАНИЕ СОВРЕМЕННОЙ ИНФОРМАЦИОННО-АНАЛИТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ

Григорова А.А., Чёрный С. Г.

Введение. В последнее время особую актуальность обрели различные компьютеризированные системы автоматизации и анализа информации. Подобные системы внедряются на производственных предприятиях, в организациях по продаже товаров, в сфере потребительских услуг и производстве нематериальной продукции. Понятие Информационно-аналитическая система (ИАС) - это компьютерная система, позволяющая получать информацию, создавать ее и производить ее обработку и анализ.

Постановка задачи. Система должна предоставлять возможность сбора и обработки оперативной информации в режиме реального времени с удобным интерфейсом. Статистическая и аналитическая информация должна предоставляться в соответствии с любыми возникающими запросами с возможностью дальнейшей детализации. Своевременный доступ к информации является залогом правильного и эффективного принятия решения в определенный момент времени. Рассмотрим основные ситуации, для которых необходимо разрабатывать ИАС:

- улучшить финансовое управление;
- улучшить стратегическое управление организацией;
- увеличить эффективность использования экономической и рыночной информации;
- обеспечить контроль на всех стадиях бизнес-процесса и повысить уровень внутренней организации компании.

Основная задача ИАС направлена на повышение конкурентоспособности предприятия, разработка направления минимизации издержек и максимизации выручки.

Анализ последних достижений и публикаций. Построение информационно-аналитических систем, является одной из актуальных тем при проектировании систем в современном информационном обществе. Разработки в данной области внедряются в крупные программные продукты, т.к. OLAP-модели, CASE-технологии и многое другое, реализация данных продуктов информационно-аналитической среды нашли свое применение. Разработки в данной области ведутся постоянно по усовершенствованию моделей информационного анализа для поддержки и принятия решений.

Решение поставленной задачи. Построение и внедрение ИАС можно условно разбить на два этапа:

- На первом этапе создается подсистема сбора и редактирования информации в режиме реального времени (по аналогии с производством, прежде чем быть отгруженной потребителю (руководству), продукция (информация) должна быть сначала произведена). Данная подсистема должна предоставлять пользователю удобный интуитивно понятный интерфейс. Данные в ней должны отображаться таким образом, чтобы наглядно отображалось состояние различных этапов бизнес-процесса.
- На втором этапе строится подсистема статистической и аналитической обработки данных. Пользователь должен иметь возможность получить необходимый отчет, использовать его результаты в качестве входных параметров для других отчетов, произвести анализ имеющихся данных за любой доступный промежуток времени, построить на основании этого анализа прогноз и после сверить результаты прогноза с реальными данными.

Формирование таких этапов желательно производить построение на технологиях различных архитектур. Подсистема оперативной обработки информации, как правило, не в состоянии хранить данные за большой промежуток времени, кроме того, данные в ней, обычно, неупорядочены и часто изменяются. Подсистема должна обладать высоким быстродействием, т.е. должна работать в режиме реального времени, но для осуществления анализа информации необходимо, чтобы данные хранились в строго упорядоченном виде, были доступны только для чтения.[1]

Построение оптимальной системы будет связано с формированием системы по технологии «клиент-сервер». В настоящее время среди популярных распространенных систем в качестве основы для подсистемы оперативной обработки информации разумнее всего использовать какую-либо промышленную базу данных, поддерживающую язык SQL (например, Microsoft SQL Server, Oracle). Для подсистемы анализа данных лучше всего подойдет технология OLAP-систем (многомерная модель данных, например, Oracle OLAP, Microsoft OLAP Services, IBM DB2 OLAP Server). Прежде чем приобретать какой-либо конкретный программный продукт и приступить к его внедрению, необходимо решить, какой именно тип OLAP лучше всего подходит вашему предприятию. OLAP-системы отличаются одна от другой гораздо сильнее, чем, например, реляционные базы данных, языки программирования или текстовые редакторы, что увеличивает возможность ошибки при выборе. Поэтому вопрос внедрения — это прежде всего вопрос выбора. Такие системы удобно создавать как для малых так и больших предприятий. [2] Спроектируем основные требования для информационно-аналитической системы туристической фирмы. Информационные потоки поступающие в фирму, несут в себе различную и многоплановую информацию, которая требует четкой классификации и структуризации. Одной из главных возможностей подсистемы является возможность отвечать за сбор и обработку оперативной информации, осуществляться быстрый поиск - возможность быстрого поиска данных на основании любой информации, прямо или косвенно связанной с объектами поиска. Должна предоставляться возможность подстановки результатов отбора в качестве входной информации для следующего поискового запроса клиента.

Система должна наглядно отображать основные данные по ключевым объектам (клиентам, контрактам, счетам - для работников данной фирмы), предлагаемых и реализуемых услугах и т.д. Одно из наиболее эффективных решений - это представление информации в виде древовидной иерархической структуры, при этом механизм навигации[3] должен иметь возможность сохранения в памяти формирования процесса в древовидной структуре, удобно формировать систему направленную как во внешнею структуру среды так и внутреннюю. Составим графическую структуру формируемой системы (рис.1).

Характерным свойством системы является наличие удобного интерфейса для ввода и редактирования данных. Диалоговые формы должны быть легкочитаемыми, все внесенные пользователем изменения должны сохраняться «по требованию» в виде группированного набора свойств. Такое формирование позволяет значительно уменьшить загруженность сетевых каналов, реализовать механизм транзакционного общения и предоставить пользователю возможность отказа от внесенных изменений в случае, если он допустил ошибку.

Т.к. разрабатываемая система может быть внедрена в производственную среду, то обязательно должен присутствовать модуль автоматизированного ценообразования. В случае, если ассортимент предлагаемой продукции достаточно разнообразен или экземпляр товара описывается множеством параметров, то необходимо реализовать возможность быстрого выбора нужной комбинации параметров, и автоматического подсчета стоимости товара на основании выбранной комбинации. Формирование пользовательского запроса разнообразно, поэтому система должна быть адаптирована к таким вариантам. Одна из особенностей модуля системы ценообразования заключается в формировании новой цены отличной от базового набора услуг предлагаемого при обычновенных условиях, а формирование с учетом существования различных скидок, налогов и т.д.

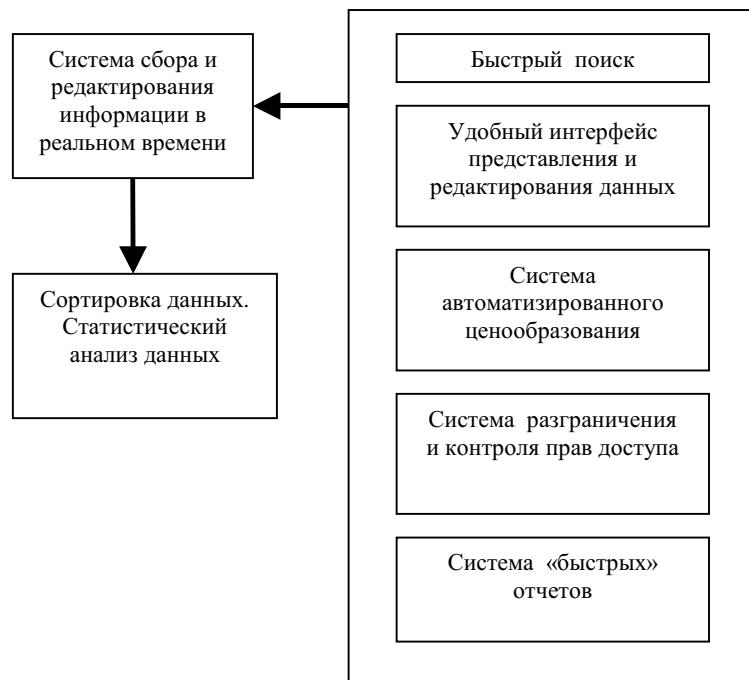


Рис. 1 Структура типичной информационно-аналитической системы

Система «быстрых отчетов» предоставляет возможность быстрого создания основных информационных и простых аналитических отчетов по выбранной комбинации небольшого числа параметров. Одна из ключевых задач данного модуля - помочь в определение целевого направления и дальнейшего глубокого анализа средствами других модулей.

При работе системы в определенных средах, должно четко производится разграничение прав доступа при работе системы. Система должна для каждого пользователя в соответствии с его правами определять конфигурацию внешнего вида интерфейса.[4]

На определенном этапе накопления информации должен осуществляться перенос данных в подсистему анализа данных после их предварительной обработки. Эта обработка обычно заключается в отсечении малозначимых для анализа данных, в преобразовании информации к более прозрачному для пользователя виду и в последующем архивировании. Так же можно сформировать модуль для подсистемы «быстрых отчетов», который представит возможные уже использовавшиеся или используемые варианты информации может, например, хранится в виде многомерного куба, число измерений которого равно числу ключевых аналитических параметров. Представление данных в виде гиперкуба более наглядно, чем совокупность нормализованных таблиц, оно понятно не только администратору БД, но и рядовым сотрудникам. При реализации многомерной модели данных, позволит системе резко уменьшить время поиска необходимой информации, обеспечивая выполнение аналитических запросов в реальном времени.

Основные результаты и выводы. В настоящее время существует уже огромное количество различных информационно-аналитических систем, но этот процесс развивается. Выбор различных информационно-аналитических систем очень велик, но удобно создавать информационно-аналитическую систему для конкретного предприятия, что позволяет более эффективно настроить свою работу, т.к. каждое предприятие или фирма имеет свою специфику, которая не ограничивается в работе при покупки готовой системы. В данной статье были реализованы основные аспекты проектирования информационно-аналитической системы, которая может быть разработана и внедрена в туристические фирмы.

Article is devoted to aspects of construction and formation of information analytical system for travel companies and small enterprises which work in the environment of support and decision-making at an object in view.

1. Чёрный С.Г. Информационные технологии в структуре регионального туризма / Вісник ХДТУ - №2(18), - 2003. – с.269-272.
2. Экономика современного туризма / Под ред. д. э. н. Г.А. Карповой/ Москва – Санкт-Петербург. – 1998. – 412 с.
3. Будя А.А., Развитие информационных технологий в туризме и гостиничном бизнесе Украины / Гостиничный и ресторанный бизнес – 1(14), - 2001. –с.46-47,64.
4. Wooldridge M., Jennings N., 1995. Intelligent Agents: Theory and Practice //Knowledge Engineering Review №10(2).

УДК 004.732

МЕТОД РАСЧЕТА СЕТЕВЫХ ТРАНЗАКЦИЙ АБОНЕТОВ ЛОКАЛЬНЫХ КОМПЬЮТЕРНЫХ СЕТЕЙ

Нестеренко С.А., Бадр Яароб, Шапорин Р.О.

Для проектирования локальных компьютерных сетей (ЛКС) различного функционального назначения используются соответствующие информационные технологии, которые обеспечивают синтез структуры сети, оптимальной в смысле некоторого критерия при выполнении ограничений на времена транзакций ТТР для всех абонентов сети [1]

$$\forall i \ i = \overline{1, N} \ (T_{TPi} \leq T_{TPi}^{\text{доп}}),$$

где N — количество абонентов ЛС.

Для расчета времени транзакций применяются специализированные системы моделирования [1]. В данных системах для расчета величины ТТР используется модель сети с идеальным каналом связи, т.е. каналом, в котором предполагается наличие буферов бесконечного размера для промежуточного хранения передаваемой информации. Предположение об идеальном канале связи позволяет существенно упростить расчеты и получить аналитические выражения для вычисления времени транзакции.

В качестве основных коммуникационных устройств, используемых для построения современных ЛКС, применяются коммутаторы, имеющие ограниченный размер буферов в каждом из своих портов. Переполнение буферов приводит к потерям информационных кадров, что, в свою очередь, приводит к увеличению времени транзакций. В задачах проектирования ЛКС важным является разработка методов, позволяющих рассчитывать время транзакции абонентов с учетом конечного размера буферов используемых коммуникационных устройств.

С точки зрения борьбы с перегрузками коммутаторы делятся на интеллектуальные и не интеллектуальные. Интеллектуальные коммутаторы при возникновении угрозы переполнения буфера выполняют различные процедуры опережающего захвата моноканала, блокируя передачу информации абонентом [2]. После частичного освобождения буфера моноканал становится доступен абоненту для продолжения процесса передачи информации. Не интеллектуальные коммутаторы отбрасывают кадры, когда их буфера переполняются, что вызывает процедуру их повторной передачи по истечении времени тайм-аута T_{TA} .

Для ЛКС, в предположении об использовании идеального канала связи, время транзакции определяется следующим образом [3]

$$T_{TP}^I = T_{TP} + T_{TA} P_{PT}$$

где T_{TP} — время выполнения одной транзакции без учета вероятности превышения T_{TP} величины тайм-аута;

P_{PT} — вероятность превышения временем транзакции величины тайм-аута.

Время транзакции для реального канала связи T_{TP}^P , с учетом вероятности переполнения буферов коммутаторов, запишется в виде

$$T_{TP}^P = T_{TP}^I + P_{PB} T_{3M}, \quad (1)$$

где P_{PB} — вероятность переполнения буферов коммутатора, при выполнении транзакции;

T_{3M} — величина задержки транзакции, связанная с переполнением буферов.

Время задержки транзакции существенно отличается для каждого типа коммутаторов. Для интеллектуальных устройств оно равно времени передачи кадра в моноканал Т_{ПК}, для не интеллектуальных устройств оно существенно больше и равно времени таймаута T_{TA} , величина которого определяется используемым стеком протоколов.

С учетом допущения об экспоненциальном законе распределения времени обслуживания пакетов в портах коммутатора вероятность переполнения буфера порта Р_{ПБ} равна [2]

$$P_{PB} = \frac{1 - c^L}{1 - c^{L+1}} c^L,$$

где c — величина загрузки порта коммутатора,

L — размер буфера порта в килобайтах.

В общем случае, транзакция выполняется по некоторому маршруту, содержащему M_1 интеллектуальных и M_2 неинтеллектуальных портов коммутаторов. Суммарная вероятность переполнения буферов коммутаторов по всему маршруту транзакции P_{PB}^C определяется в виде

$$P_{PB}^C = \sum_{i=1}^{M_1+M_2} P_{PBi} .$$

Время транзакции для реального канала связи с учетом переполнения буферов коммутатора (1) запишется в виде

$$T_{TP}^P = T_{TP}^I + T_{PK} \sum_{i=1}^{M_1} P_{PBi} + T_{TA} \sum_{j=1}^{M_2} P_{PBj} . \quad (2)$$

Наибольшим временем транзакции T_{TP}^P обладает сетевая структура, содержащая в своем составе только неинтеллектуальные коммутаторы

$$T_{TP}^P = T_{TP}^I + T_{TA} \sum_{i=1}^M P_{PBi} .$$

Для исследования влияния размера буфера коммутатора на время выполнения сетевых транзакций вводится понятие нормированного времени транзакции $T_{TP}^H = T_{TP}^P / T_{TP}^I = 1 + K \sum_{i=1}^M P_{PBi}$, где $K = T_{TA} / T_{TP}^I$. Величина T_{TP}^H показывает, во сколько раз фактическое время транзакции превышает время, рассчитанное для идеального канала связи. Результаты исследований для различных значений размеров буферов L и величин загрузок с приведены на рис. 1. При проведении исследований предполагается, что величина T_{TA} на порядок превышает значение T_{TP}^I , что является типовым значением для стеков TCP/IP и SPX/IPX [3].

Рассматривается типовая одноуровневая структура ЛКС на базе неинтеллектуального коммутатора, к которому подключены рабочие станции и сервера. Размер сетевого буфера коммутатора оценивается в килобайтах.

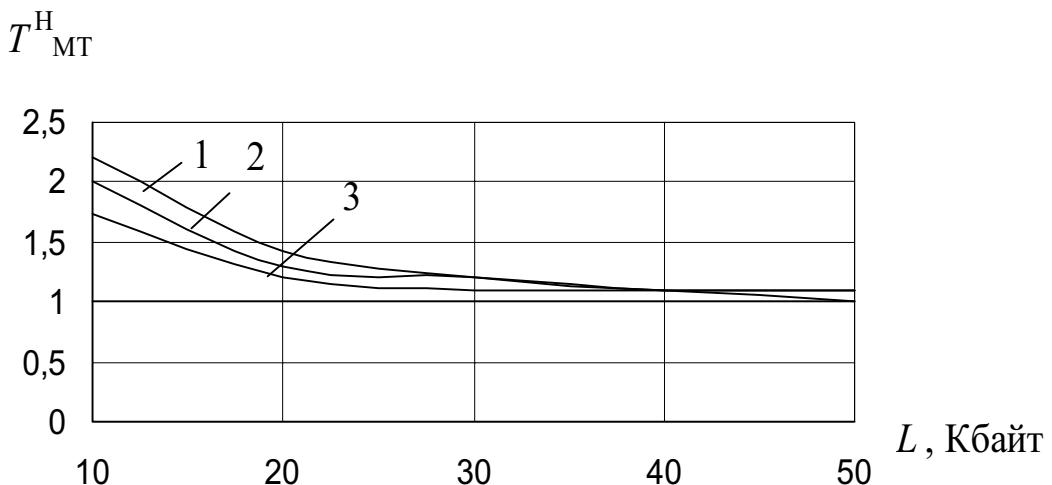


Рис. 1 Зависимость нормированного времени микротранзакции THMT от размера буфера порта коммутатора L для различных значений загрузки:

1 — $c = 0,9$; 2 — $c = 0,8$; 3 — $c = 0,7$

Анализ зависимости $T_{TP}^H = f(L, \rho)$ показывает, что для ЛКС на базе неинтеллектуальных коммутаторов время транзакции существенно зависит от размера буфера, используемого в портах коммутатора. В области больших загрузок портов коммутаторов ($\rho = 0,7 \div 0,9$), малый размер буферов может приводить к увеличению времени транзакции в несколько раз. Это, в свою очередь, может вызывать блокировку и прекращение функционирования приложений, время выполнения которых критично к задержкам.

При синтезе ЛКС на базе коммутаторов необходимо учитывать дополнительные задержки, связанные с потерями кадров в портах коммутаторов. Расчет фактического времени выполнения сетевых транзакций может выполняться с использованием двухэтапной процедуры. На первом этапе в среде специализированной системы моделирования проводится расчет времени транзакции для идеального канала связи. На втором этапе с использованием выражения (2) выполняется коррекция значения времени транзакции с учетом структуры сети и характеристик используемого коммуникационного оборудования.

The analysis of switches buffer final size influence on the time performance of network transactions is carried out. The analytical account dependences of the transactions time for switch based local networks subscribers are received.

1. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. — СПб.: Питер, 2000. — 672с.
2. Зелингер Н.Б., Чугреев О.С., Яновский Г.Г. Проектирование сетей и систем передачи дискретных сообщений. — М.: Радио и связь, 1992. — 175с.
3. Кульгин М. Технология корпоративных сетей. — СПб.: Питер, 2000. — 704с.

ОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ОБЪЕКТАМИ И СИСТЕМАМИ

УДК 621.383

ОПТИМИЗАЦИЯ ДВУХКООРДИНАТНЫХ ПОЗИЦИОННО- ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ФОТОПРИЕМНИКОВ

Марончук И.Е., Кучерук А.Д., Данилец Е.В., Ерохин С.Ю., Чорный И.В.

Введение

Автоматизация технической и технологической базы современного производства неразрывно связана с широким развитием цифровых измерительных систем, которое, в свою очередь, требует совершенствования первичных измерительных преобразователей и, в частности, двухкоординатных позиционно-чувствительных фотоприемников (ПЧФ). Между тем литературные сведения по оптимизации топологии ПЧФ весьма противоречивы. Так, например, из работы [1] следует, что контакты в двухкоординатных ПЧФ должны быть точечными, тогда как из [2] вытекает совершенно противоположный вывод, а именно, что длина контактов почти равна стороне квадрата, образуемого практически со-прикасающимися контактными площадками. Проведенные нами эксперименты продемонстрировали, что как в первом, так и во втором случаях имеют место неприемлемо большие искривления двухкоординатных позиционных характеристик (ПХ) ПЧФ вблизи контактов, сильное уменьшение и значительная нелинейность крутизны ПХ. Отсюда возникает необходимость проведения тщательного математического анализа по оптимизации топологии ПЧФ, что и является целью настоящей работы.

Математическое моделирование и оптимизация топологии двухкоординатных ПЧФ

Имеющее место искривление эквидистантных линий на краях двухкоординатных ПХ ПЧФ (рис. 1, а), обусловлено, очевидно, наличием сплошных контактов вдоль сторон ПЧФ. Последнее доказывается следующим образом.

Рассмотрим точки 1 и 2, расположенные на одной линии, параллельной контактам 1 и 2 и отстоящей от контакта 1 на величину, меньшую половины расстояния между противоположными контактами ПЧФ. Точка 1 взята у края ПЧФ, а точка 2 – на одинаковом расстоянии между контактами 3 и 4. (рис. 2). Выходное напряжение между контактами 1 и 2 (для точки 1) пропорционально разности сопротивлений R_{11} и R_{12} . Но у двухкоординатного ПЧФ параллельно R_{11} и R_{12} включаются паразитные сопротивления $R' + R_k$ и $R'' + R_k$, где R' и R'' - сопротивления между световым пятном и, соответственно, левым или правым контактами, а R_k - сопротивление между смежными (взаимноперпендикулярными) контактами. Это приводит к уменьшению значений сопротивлений R_{11} и R_{12} :

$$\begin{aligned} R_{11}^* &= R_{11} \parallel (R' + R_k) \parallel (R'' + R_k) \\ R_{12}^* &= R_{12} \parallel (R' + R_k) \parallel (R'' + R_k) \end{aligned} \quad (1)$$

Аналогично, для точки 2 с учетом влияния паразитных сопротивлений $R_1'' = R_2'' = R''$ и R_k , можно записать:

$$\begin{aligned} R_{21}^* &= R_{21} \parallel ((R'' + R_k)/2) \\ R_{22}^* &= R_{22} \parallel ((R'' + R_k)/2) \end{aligned} \quad (2)$$

Для точки 1 и 2 разности $R_{11}^* - R_{12}^*$ и $R_{21}^* - R_{22}^*$ будут равны соответственно:

$$\begin{aligned}
 R_{11}^* - R_{12}^* &= R_{11} \parallel (R' + R_K) \parallel (R'' + R_K) - R_{12} \parallel (R' + R_K) \parallel (R'' + R_K), \\
 R_{21}^* - R_{22}^* &= R_{21} \parallel ((R'' + R_K)/2) - R_{22} \parallel ((R'' + R_K)/2).
 \end{aligned} \tag{3}$$

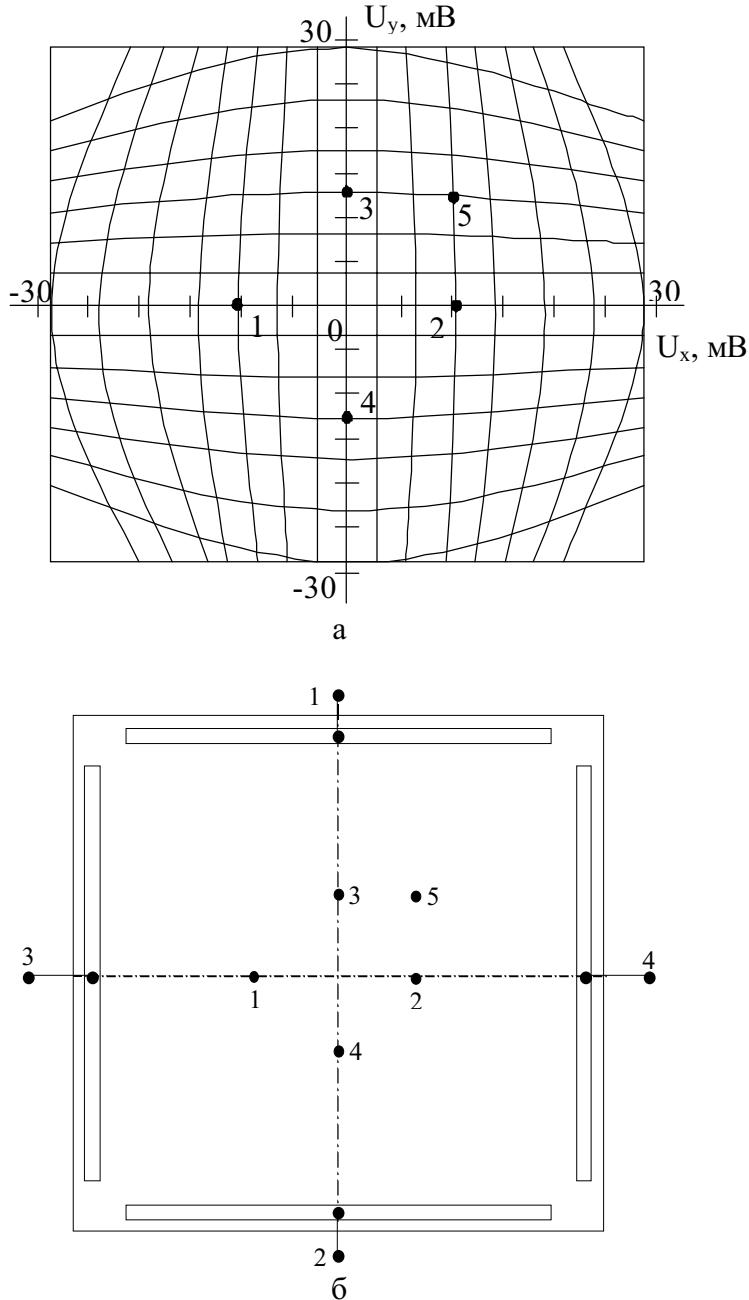


Рис. 1 Схематическое изображение позиционной характеристики двухкоординатного ПЧФ (а) (по обеим координатам расстояние между ближайшими эквидистантными линиями равно 1 мм) и ее связь с геометрическими координатами ПЧФ (б)

Взяв отношение этих разностей, можно определить, во сколько раз напряжение в точке 1 будет меньше напряжения в точке 2, т.е. коэффициент искривления K_3 :

$$\begin{aligned}
 K_3 &= \frac{R_{11}^* - R_{12}^*}{R_{21}^* - R_{22}^*} = \\
 &= \frac{R_{11} \parallel (R' + R_K) \parallel (R'' + R_K) - R_{12} \parallel (R' + R_K) \parallel (R'' + R_K)}{R_{21} \parallel ((R'' + R_K)/2) - R_{22} \parallel ((R'' + R_K)/2)}.
 \end{aligned} \tag{4}$$

Таким образом, подставляя в (4) значения сопротивлений, зависящих от координаты, можно определить коэффициент искривления эквидистантных линий ПХ двухкоординатного ПЧФ в каждой точке ПХ.

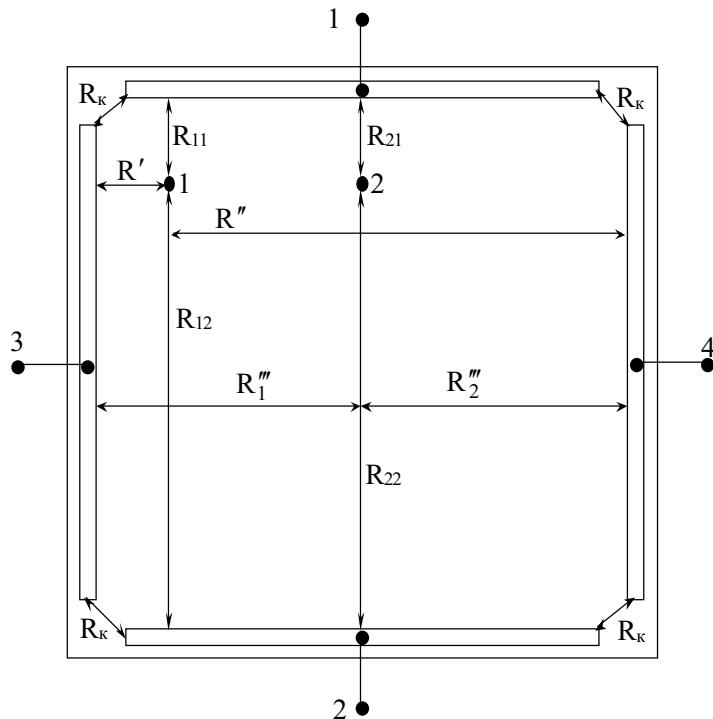


Рис. 2 К расчету коэффициента искривления ПХ двухкоординатного ПЧФ

Для того, чтобы определить сопротивления от освещенной точки до контактов, трапеция, большим основанием которой является полосковый контакт, разбивалась на бесконечное количество полосок бесконечно малой ширины (рис.3). Общее сопротивление находилось путем суммирования сопротивлений полосок, включенных последовательно.

Для отдельной полоски можно записать:

$$dR = \frac{c \cdot dl}{d \cdot w(l)}, \quad (5)$$

где ρ - удельное сопротивление n -слоя; d – толщина n -слоя; $w(l)$ - ширина отдельной полоски, зависящая от высоты трапеции l . Для нахождения $w(l)$ рассмотрим прямые 1 и 2. Обозначим уравнения, описывающие эти прямые, как f_1 и f_2 . Из рис.3 видно, что значение w представляет собой разность значений функций прямых f_1 и f_2 :

$$w(l) = f_1 - f_2 = \frac{y(x_k + r - w)}{1} + w - \frac{yx_k}{1} = \frac{y(r - w) + wl}{1} \quad (6)$$

где r – линейный размер светового пятна; x_k – расстояние от оси Y до светового пятна. Подставляя (6) в (5) и интегрируя по y с пределами от 0 до максимального значения y , т.е. до высоты трапеции, получим:

$$R = \frac{c \cdot 1}{d} \int_0^1 \frac{1}{y \cdot (r - w) + wl} dy = \frac{c \cdot 1}{d \cdot (r - w)} \ln\left(\frac{r}{w}\right). \quad (7)$$

В результате получена формула для вычисления сопротивления между данным контактом и световым пятном на поверхности ПЧФ.

Для определения сопротивления между смежными контактами рассмотрим рис. 4. Здесь трапеция разбивается подобно рассмотренной выше. Однако суммируются проводимости бесконечно тонких полосок, соединяющих противоположные контакты, расстояние между которыми изменяется. Для одной отдельно взятой полоски можно записать:

$$\frac{1}{dR_K} = \frac{d \cdot dh}{c \cdot l(h)}, \quad (8)$$

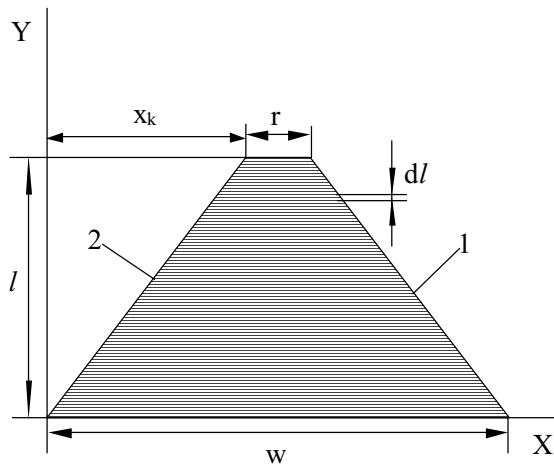


Рис. 3 К расчету сопротивления между освещенной точкой и полосковым контактом двухкоординатного ПЧФ

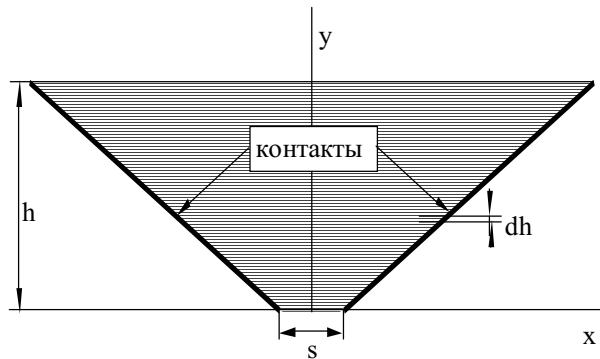


Рис. 4 К расчету сопротивления между смежными взаимоперпендикулярными контактами двухкоординатного ПЧФ

где h – высота трапеции; $l(h)$ – длина этой полоски, зависящая от высоты трапеции. $l(h)$ легко определяется из рис. 4. Угол между контактами равен 90^0 , таким образом, наклон контактов относительно координат составляет 45^0 , а длина контактов одинакова. С учетом всего вышесказанного получаем:

$$l(h) = 2 \cdot y + s, \quad (9)$$

где y – текущая координата, совпадающая с высотой трапеции h ; s – минимальное расстояние между контактами.

Подставляя (9) в (8) и интегрируя по y от 0 до высоты трапеции получим:

$$\frac{1}{R_K} = \frac{d}{c} \int_0^h \frac{1}{2y + s} dy = \frac{d}{2c} \ln\left(\frac{2h + s}{s}\right). \quad (10)$$

В итоге сопротивление между смежными контактами ПЧФ будет равняться:

$$R_K = \frac{2\rho}{d \cdot \ln\left(\frac{2h + s}{s}\right)}. \quad (11)$$

Окончательный расчет проводился с использованием ЭВМ. Подставляя (11) и (7) в (4) получим зависимость коэффициента искривления от координаты. На основании всего вышеизложенного с помощью ЭВМ построен график зависимости коэффициента искривления K_3 от координаты (рис.5) для отрезка, ограниченного точкой 2 с одной стороны и контактом с другой, проходящего через точку 1 и отстоящего от контакта 1 на различном расстоянии при диаметре светового пятна $r = 2$ мм, длине контакта $w = 17$ мм и расстоянии между противоположными контактами, равном 20 мм (рис.2). Из графика видно, что искривление происходит по логарифмическому закону, что является прямым подтверждением тому, что именно сплошные полосковые контакты являются причиной искривления ПХ на краях ПЧФ.

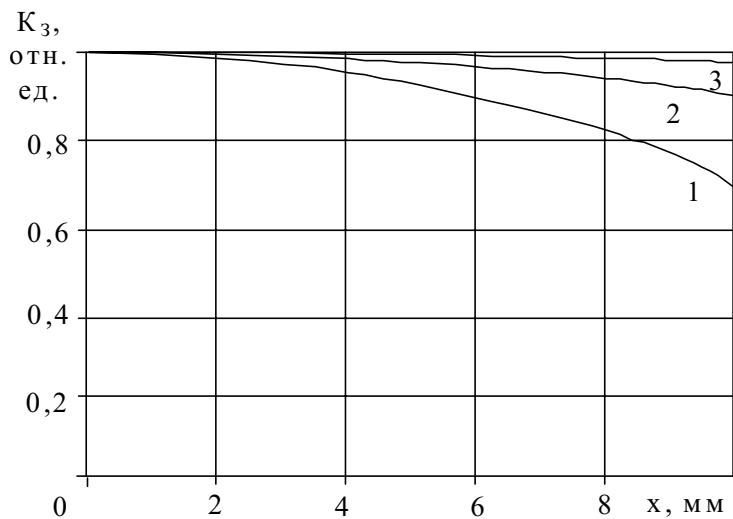


Рис. 5 Зависимость коэффициента искривления от координаты для эквидистантных линий, отстоящих от контакта 1 (рис. 2)
на расстоянии, мм: 1 – 1; 2 – 5; 3 – 9

Из анализа уравнений (11), (7) и (4) видно, что коэффициент искривления не зависит от удельной проводимости ρ и толщины n -слоя – d .

Отметим, что данный расчет является оценочным, поскольку выполнен без учета круговых движений токов на плоскости ПЧФ, влиянием которых можно пренебречь лишь при достаточно большой длине контактных площадок.

Проведем качественный анализ влияния длины контактов w на ПХ двухкоординатных ПЧФ. Рассмотрим два крайних случая: $w \rightarrow L$ (L – расстояние между противоположными контактами ПЧФ) и $w \rightarrow 0$. В первом случае все четыре контакта становятся практически эквипотенциальными. При этом очевидно, что крутизна S ПХ ПЧФ будет стремиться к нулю (при $w = L$, $S = 0$).

Во втором случае (точечные контакты) круговые токи на поверхности ПЧФ оказывают определяющее влияние на сопротивления от освещенной зоны до противоположных kontaktов. Из соображений подобия следует, что значения этих сопротивлений будут очень слабо зависеть от координаты x , как следствие, их разность, а, значит, и крутизна, будет также стремиться к нулю. ПЧФ, описываемые в [2], весьма близки к первому случаю, а представленные в [1] – ко второму.

Между тем из вышеприведенного анализа становится очевидным, что ни один из этих случаев не является оптимальным. Для экспериментальной проверки влияния длины контактов на ПХ ПЧФ нами были изготовлены образцы с длиной kontaktов, равной 2 мм, при расстоянии между противоположными kontaktами ПЧФ $L = 20$ мм. Типичная ПХ таких ПЧФ представлена на рис. 6. Отклонение от линейности в центральной области ПЧФ, равной $0,5L$ и $0,2L$, составляет, соответственно, 10% и 2%,

т.е. размер линейной области занимает не более 20 % расстояния между противоположными контактами. Крутизна ПХ ПЧФ при этом не превышает 3 мВ/(мм·мВт).

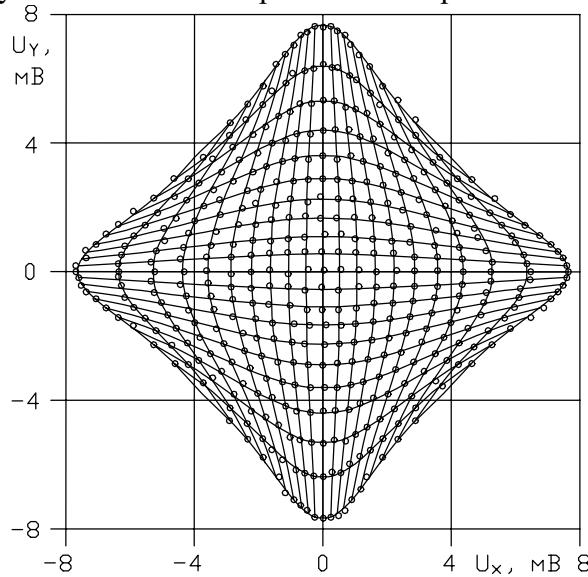


Рис. 6 Типичная ПХ двухкоординатного ПЧФ с контактами длиной 2 мм (по обеим координатам расстояние между эквидистантными линиями равно 1 мм)

Поскольку анализ литературных данных приводит к весьма противоречивым и, более того, как показали наши теоретические и экспериментальные исследования двух крайних случаев ($w \rightarrow L$ и $w \rightarrow 0$), весьма неудовлетворительным результатам, со всей очевидностью вытекает необходимость проведения тщательного численного анализа для оптимизации длины контактов с целью значительного увеличения размеров линейной области и крутизны ПХ ПЧФ.

Для этого можно воспользоваться выражением для числителя формулы (4), на базе которой была составлена система двух уравнений, описывающих ПХ ПЧФ в x - и y -координатах:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta R(x) = R_1(x) \parallel (R'(y) + R_K) \parallel (R''(L-y) + R_K) - \\ \quad - R_2(L-x) \parallel (R'(y) + R_K) \parallel (R''(L-y) + R_K); \\ \Delta R(y) = R_1(y) \parallel (R'(x) + R_K) \parallel (R''(L-x) + R_K) - \\ \quad - R_2(L-y) \parallel (R'(x) + R_K) \parallel (R''(L-x) + R_K), \end{array} \right. \quad (12)$$

где R_1 и R_2 – сопротивления от освещенной точки до контактов, с которых снимается напряжение; L – расстояние между противоположными контактами; R_K – сопротивление между смежными контактами; R' и R'' – сопротивление от освещенной точки до контактов, с которых не снимается напряжение.

Подставляя в эту систему значения R_K (выражение (11)) и $R_i(x_j)$, $R'(x_j)$, $R''(x_j)$ – (выражение (7)) после тривиальных преобразований можно получить общую зависимость ПХ ПЧФ, которую, ввиду громоздкости полученного выражения, мы не приводим. Одним из параметров, входящих в полученное выражение, является длина контактов w . На основе этой общей зависимости с помощью ЭВМ нами были построены расчетные ПХ двухкоординатных ПЧФ для различных значений w . Оказалось, что максимальной линейностью и крутизной обладают ПЧФ с длиной контакта, равной 75% расстояния между противоположными контактами. На рис. 7 представлена расчетная (сплошные линии) и экспериментальная (точки) ПХ двухкоординатного ПЧФ при $L = 20$ мм и

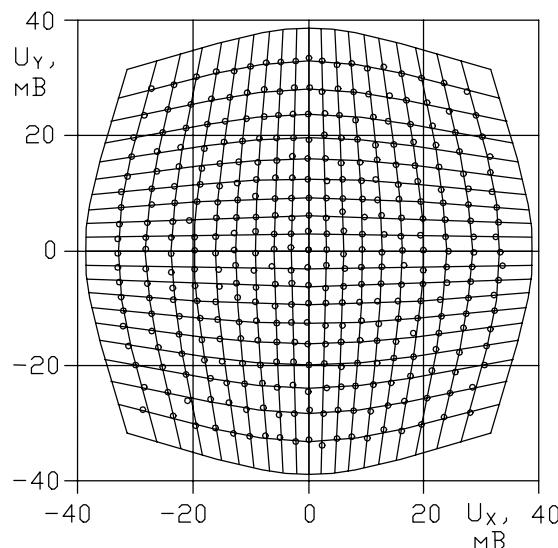


Рис. 7 ПХ двухкоординатного ПЧФ с оптимизированной длиной контактов (по обеим координатам расстояние между эквидистантными линиями равно 1 мм).

$w = 15$ мм. Расчетная ПХ совпала с экспериментальной ПХ с точностью до 2%. Отклонение от линейности ПХ в центральной области ПЧФ, равной $0,5 \cdot L$ и $0,25 \cdot L$, составило, соответственно, 1,9% и 0,8%, т.е. размер линейной области у таких ПЧФ занимает не менее 50 % от расстояния между противоположными контактами при крутизне $S = 10$ мВ/(мм·мВт).

Из анализа двухкоординатных ПХ ПЧФ (рис. 6 и 7) видно, что, по мере приближения светового пятна от центра ПЧФ к любому из kontaktов, расстояние между эквидистантными линиями увеличивается, свидетельствуя о нелинейной зависимости крутизны ПХ. Поэтому нами были построены однокоординатные ПХ двухкоординатных ПЧФ: зависимости изменения напряжения между kontaktами от координаты при перемещении светового пятна через центр ПЧФ и середины противоположных kontaktов (рис. 8) для ПЧФ с оптимизированной длиной kontaktов (кривая 1) и ПЧФ с длиной kontaktов, равной 2 мм (кривая 2).

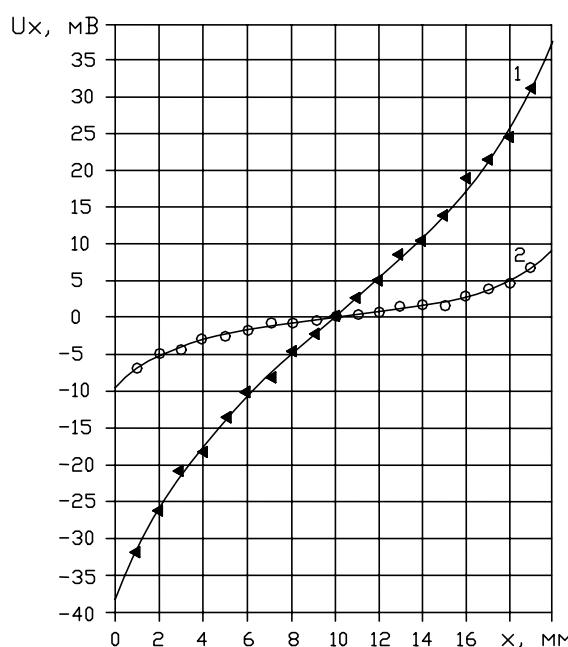


Рис. 8 Однокоординатная ПХ двухкоординатного ПЧФ при различной длине kontaktов w , мм: 15 (1); 2 (2).

Как видно из рисунка, ПЧФ с оптимизированной длиной контактов обладает значительно большей крутизной и линейностью ПХ, нежели ПЧФ с длиной контактов $w = 2$ мм. Как уменьшение, так и увеличение w приводит к существенному ухудшению крутизны и линейности ПХ ПЧФ. Результаты экспериментальных исследований с высокой точностью совпадают с теоретическими, что подтверждает их достоверность.

Таким образом, предложенная нами математическая модель двухкоординатного ПЧФ хорошо описала все полученные экспериментальные результаты и позволила рассчитать оптимальную топологию ПЧФ, значительно превосходящего по основным параметрам известные зарубежные [2] и отечественные [1] аналоги. Она может с успехом использоваться для оптимизации ПЧФ как на основе наиболее широко применяемого в микроэлектронике кремния, так и на базе широкозонных соединений АЗВ5, более перспективных при использовании в экстремальных условиях (повышенные радиация и температура).

It is shown, that curvature of the position characteristic at the edges of the two-coordinate position-sensitive photodetector is caused by presence of continuous strip contacts and determined mainly by their length. It is established numerically by the computer modeling and experimentally confirmed, that the optimum length of the contacts should be equal 75 % of the distance between opposite contacts.

1. Ишанин Г.Г. Приемники излучения оптических и оптико-электронных приборов. – Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1986. – 175 с.
2. Виглеб Г. Датчики: Пер. с нем. – М.: Мир, 1989. – 196 с.

МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ АДАПТИВНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

УДК 621.6.677.49 – 472.2

ЭФФЕКТИВНОСТЬ АДАПТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ ПРИ РАССТРОЙКЕ ПРИНИМАЕМОГО И ОПОРНЫХ СИГНАЛОВ

Орлов В.В.

Одним из методов приема сигналов с неизвестными параметрами на фоне стационарных помех является построение многоканальной адаптивной обработки сигналов, в которой пространство параметров сигнала охватывается полосовыми фильтрами, расставленными по заданному уровню перекрытия [1]. Наиболее часто они применяются для временной обработки многоимпульсных сигналов с неизвестной частотой и при пространственной обработке с неизвестным направлением источника сигнала [2,3,4]. При этом принимаемый и опорный сигналы могут не совпадать, что может приводить к снижению эффективности систем обнаружения и оценки параметров сигнала. Значительно большая расстройка имеет место в случае алгоритмов минимизации мощности помех [3], для которых формирование весового вектора осуществляется без учета априорных сведений о законе модуляции принимаемого сигнала.

В условиях коррелированных помех с неизвестными параметрами, адаптация весовых коэффициентов фильтров осуществляется на основе оценки ковариационной матрицы помех, полученной по конечному числу обучающих выборок [1]. При этом, как правило, имеет место изменение закона распределения вероятностей выходного процесса, определяющее снижение среднего отношения сигнал/помеха и увеличение дисперсии флюктуаций весовых коэффициентов фильтров, что в конечном итоге приводит к рассогласованию характеристик приемных каналов. Хотя в настоящее время подробно исследованы энергетические показатели эффективности при совпадении принимаемого и опорного сигналов [2] и при их расстройке [3], но недостаточно внимания уделено анализу вероятностных характеристик и дисперсии флюктуаций отношения сигнал/помеха (с/п).

В настоящей работе рассматриваются вероятностные характеристики адаптивных фильтров и исследуется влияние флюктуаций весовых коэффициентов на отношение сигнал/помеха. Для этого, сначала проводится анализ в отсутствии рассогласования сигналов, затем на основе [4] исследуются погрешности из-за отсутствия априорных сведений о принимаемом сигнале.

1. Анализ для известного принимаемого сигнала

Полагается, что выборка помехи в момент времени k представляется вектором X_k размера N , который подчиняется комплексному гауссову распределению с нулевым средним и ковариационной матрицей $R = \overline{XX^*}$ размера $N \times N$, где $*, T$ – знаки комплексного сопряжения и транспонирования. Опорный вектор $V = (v_1, \dots, v_N)^T$ и вектор принимаемого сигнала $S = (s_1, \dots, s_N)^T$ при пространственной обработке определяются взаимным расположением сенсоров и источника сигнала, а в случае временной обработки – частотами и задержками импульсов. Вектор весовых коэффициентов, равный $W = \alpha R^{-1}V$ с точностью до постоянного множителя α максимизирует с/п при $V = S$. Тогда на выходе фильтра определим мощности сигнала σ_c^2 , помехи σ_n^2 и с/п Q в виде

$$\sigma_c^2 = |W^{*T}S|^2; \quad \sigma_n^2 = |\overline{W^{*T}X}|^2 = W^{*T}RW; \quad Q(V, S) = \sigma_c^2 / \sigma_n^2 = |W^{*T}S|^2 / W^{*T}RW, \quad (1)$$

которое при $V = S$ максимизирует с/п, составляющее $Q(S, S) = S^{*T} R^{-1} S$.

В условиях априорной неопределенности о параметрах помехи, ковариационная матрица помехи заменяется ее максимально правдоподобной оценкой по K независимым выборкам помехи

$$\hat{R} = K^{-1} \sum_{k=1}^K X_k X_k^{*T}. \quad (2)$$

При этом оценка весового вектора $\hat{W} = \hat{R}^{-1} V$ определяет с/п, нормированное к потенциальному значению, имеющее вид

$$\rho_1 = \rho(V = S, S) = \frac{|\hat{W}^{*T} S|^2}{(\hat{W}^{*T} \hat{R} \hat{W})} / \frac{|W^{*T} S|^2}{(W^{*T} R W)} = \frac{(S^{*T} \hat{R}^{-1} S)^2}{(S^{*T} \hat{R}^{-1} R \hat{R}^{-1} S)(S^{*T} R^{-1} S)}. \quad (3)$$

Оценка с/п (3), исследовалась в [2], где было установлено, что она подчиняется β -распределению вида

$$\beta(\rho_1) = \frac{K!}{(N-2)!(K+1-N)!} (1-\rho_1)^{N-2} \rho_1^{K+1-N}, \quad 0 < \rho < 1, \quad (4)$$

Среднее значение и дисперсия (4) являются мерой эффективности вызванных адаптацией потерь по отношению к оптимальному решению

$$\bar{\rho} = (K+2-N)/(K+1); \quad \eta = \overline{(\rho - \bar{\rho})^2} = (K+2-N)(K+3-N)/[(K+2)(K+1)], \quad (5)$$

и не зависят от полезного сигнала и корреляционных свойств помехи, а определяется только размером фильтра $N-1$ и объемом обучающей выборки K .

Тогда интервальная оценка в виде вероятности P уменьшения с/п ниже величины $1-\delta$ определяется интегральной функцией от (4) и на основе свойств β -распределения [5] представима в виде

$$P_1 = P(\rho_1 < 1-\delta) = \int_0^{1-\delta} \beta(\rho_1) d\rho_1 = \sum_{m=0}^{N-2} \binom{K}{m} \delta^m (1-\delta)^{K-m} = \sum_{m=0}^{N-2} \binom{K}{m} b(m; K, \delta) \quad (6)$$

На основе интегральной функции вероятности (6) нетрудно рассчитать вероятность попадания с/п ниже уровня 3 dB потерь ($\delta=0,5$), которая быстро спадает с увеличением числа обучающих выборок. Так например, для $N>3$ и $\delta=0,5$ если при $K = 2N$ $P_1=0,5$, то при большем числе выборок $K = 3N$ $P_1=0,0196$, при $K = 4N$ $P_1=0,0032$.

2. Анализ для рассогласованных опорных и принимаемых сигналов

На практике расстановка каналов осуществляется по уровню перекрытия полос пропускания, составляющего не менее половинной мощности –3 dB уровень потерь $d = Q(S, S) / Q(V, S) = 2$. Другой подход, основанный на одноканальном построении, реализуется опорным вектором $V = E_1 = (1, 0, \dots, 0)^T$ и так как при этом не осуществляется когерентного накопления N отсчетов, то его потери приближаются к величине $d = Q(S, S) / Q(E_1, S) \approx N$.

Для обоих фильтров, аналогично (3), представим нормированное с/п при $V \neq S$

$$\rho_2 = \rho(V, S) = \frac{|V^{*T} \hat{R}^{-1} S|^2}{(V^{*T} \hat{R}^{-1} R \hat{R}^{-1} V)} / \frac{|V^{*T} R^{-1} S|^2}{(V^{*T} R^{-1} V)} \quad (7)$$

и исследуем его вероятностные характеристики в соответствии с методикой [4].

Для этого применим разложение ковариационной матрицы $R = R^{1/2} (R^{1/2})^{*T}$ и вводя унитарную матрицу U размера $N \times N$ такую, что

$$C = UR^{-1/2}S = [c_1, C_2], \quad \hat{M} = UR^{-1/2}R(R^{-1/2})^{*T}U^{*T} = \begin{bmatrix} m^{11} & M^{21*T} \\ M^{21} & M^{22} \end{bmatrix}^{-1}, \quad (8)$$

где c_1, m^{11} - скаляры, матрица \hat{M} подчиняется комплексному распределению Уишарта. Применяя дополнительную унитарную матрицу T размера $(N-1) \times (N-1)$, такую, что $TC_2 / |C_2| = E_1$, получим вектор вида $Y = TM^{21} / m^{11}$. Тогда после преобразований (7) используя (8), получим

$$\rho_2 = |1 + y_1| C_2 / c_1|^2 / (1 + Y^{*T}Y), \quad y_1 = E_1 Y. \quad (9)$$

Для нахождения распределения ρ_2 необходимо сначала определить характеристики составляющих (9). Обозначив детерминированный параметр

$$|C_2 / c_1|^2 = S^{*T} R^{-1/2} U^{*T} \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} [0 \ I] U R^{-1/2} S / |S^{*T} R^{-1/2} U^{*T} E_1|^2 = \frac{S^{*T} R_n^{-1} S \cdot V^{*T} R_n^{-1} V}{|V^{*T} R_n^{-1} S|^2} - 1 = d - 1 \quad (10)$$

и используя известное выражение [2] плотности распределения вероятности вектора Y

$$\omega(Y, Y^{*T}) = \frac{\Gamma(K+1)}{(2\pi)^{N-1} \Gamma(K-N+2)} \cdot \frac{1}{(1 + Y^{*T}Y)^{K+1}} = v \frac{1}{(1 + Y^{*T}Y)^{K+1}}, \quad (11)$$

определим совместную плотность зависимых величин Y и y_1 , полагая, что $x = Re y_1; u = Im y_1; z = Y^{*T}Y$. После преобразований плотности распределения вероятности с точностью до v -нормирующего множителя имеет вид

$$\omega(x, u, z) = v[1/(1+z)]^{K+1} (z - x^2 - u^2)^{N-3} \quad (12)$$

Теперь, чтобы найти распределение ρ_2 необходимо выполнить над (12) функциональные преобразования случайных величин в соответствии с (9). Для этого переходя к новым случайным величинам и исходя из равенства дифференциалов

$\omega\{x, u, \rho_2\} dx du d\rho_2 = \omega\{x, u, [(1+ax)^2 + (au)^2]/(1+z)\} dx du dz$ после преобразований, с точностью до нормирующего множителя получим, что плотность распределения искомой величины ρ_2 зависит от неинформативных случайных параметров x и u

$$\omega(\rho_2, x, u) = v(1/\rho_2) \{ \rho_2 / [(1+ax)^2 + (au)^2] \}^K \cdot \{ [(1+ax)^2 + (au)^2] / \rho_2 - 1 - x^2 - u^2 \}^{N-3} \quad (13)$$

Для устранения мешающих параметров в (13) необходимо интегрировать $\omega(\rho_2, x, u)$

по всей области значений x и u . Учитывая, что ρ_2 представляется в виде

$$\rho_2 = [(1+ax)^2 + (au)^2] / (1 + x^2 + u^2 + \sum_{i=2}^{N-1} y_i^2),$$

причем $Y^{*T}Y - y_1^2 = \sum_{i=2}^{N-1} y_i^2 > 0$, то область интегрирования ограничивается неравенством

$$[(1+ax)^2 + (au)^2] / \rho_2 \geq 1 + x^2 + u^2. \quad (14)$$

Для определения раздельных интервалов интегрирования делаем замены переменных

$$r \cos \theta = x + a / (a^2 - \rho_2); \quad r \sin \theta = u \text{ и введем обозначения}$$

$$t = r^2 (a^2 - \rho_2)^2 / \rho_2 (1 + a^2 \rho_2); \quad f = a^2 / \rho_2 (1 + a^2 - \rho_2).$$

Тогда безусловная плотность распределения ρ_2 определяется в результате интегрирования

$$\omega(\rho_2) = \rho_2^{-K} (1 + a^2 - \rho_2)^{N-2} (a^2 - \rho_2)^{2K+1-N} \int_{\Omega} (t-1)^{N-3} \int_0^\pi \frac{d\theta dt}{[1 - 2\sqrt{ft} \cos \theta + ft]^K} \quad (15)$$

где область интегрирования Ω определяется для всех t , удовлетворяющих неравенствам

$$(a^2 - \rho_2)(t-1) \geq 0 \quad \text{или} \quad \begin{cases} 1 + a^2 \geq \rho_2 > a^2, & t < 1 \\ a^2 \geq \rho_2 > 0, & t \geq 1 \end{cases} \quad (16)$$

При этом, внутренний интеграл по переменной θ определяется из [6, ф.2.5.16.37]

$$\int_0^\pi \frac{d\theta dt}{[1 - 2\sqrt{ft} \cos \theta + ft]^K} = \frac{\pi}{[1 - ft]^{2K-1}} \left\{ \begin{array}{c} (ft)^{K-1} \\ 1 \end{array} \right\} \sum_{k=0}^{K-1} \binom{K-1}{k} \binom{2K-k-2}{K-1} \left| \left| \frac{1}{ft} \right| \right|^k, \quad \left\{ \begin{array}{l} |ft| \geq 1 \\ |ft| < 1 \end{array} \right\} \quad (17)$$

где фигурные скобки определяют области интегрирования. Внешний интеграл определяется от степенной функции в области (16). После громоздких преобразований в (15), приходим

$$\omega(\rho_2) = \frac{K!(1/d)^{2K-N+1}}{(N-2)!(K+1-N)!} \sum_{m=0}^{K+1-N} (d-1)^m (d-\rho_2)^{N-2+m} \rho_2^{K+1-N-m} \binom{K+1-N}{m}^2 \binom{N-2+m}{m}, \quad (18)$$

где $0 \leq \rho_2 \leq d$ - интервал допустимых значений.

3. Исследование эффективности

Рассмотрим примеры плотностей распределения на выходе адаптивного фильтра максимизации с/п размера $N=5$ при совпадении сигналов $V=S$, $d=1$ представленные на рис.1 и различии $V \neq S$, $d=2$ на рис.2.

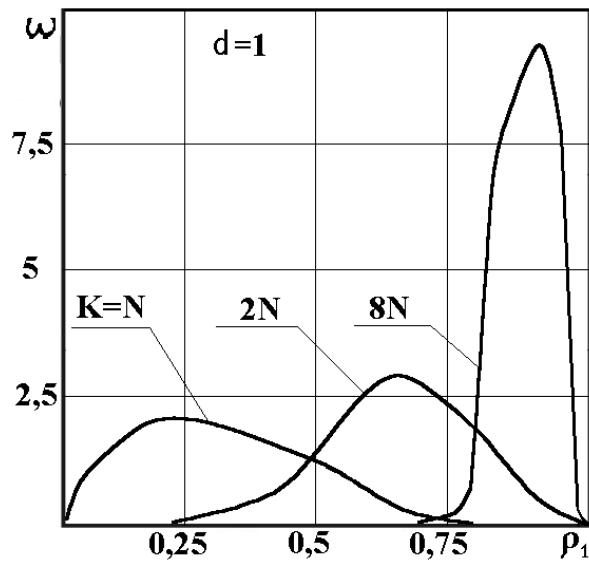


Рис. 1

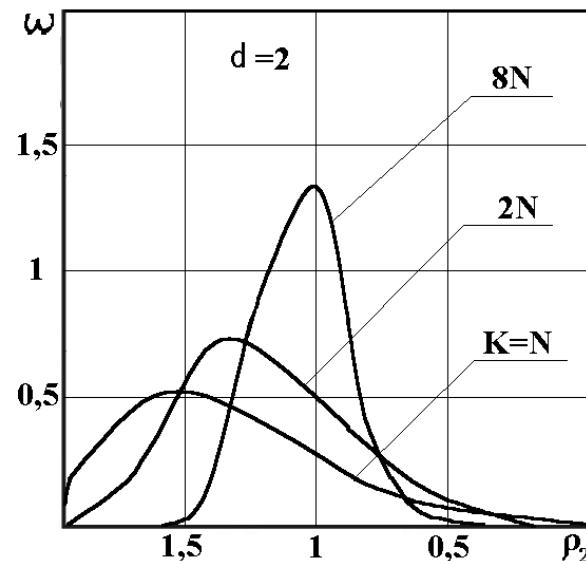


Рис. 2

Из анализа зависимостей следует, что увеличение расстройки $d > 1$ больше сказывается на увеличении дисперсии с/п, а среднее менее подвержено влиянию ограниченного числа обучающих выборок. Кроме того, что область возможных значений с/п не ограничена сверху $\rho_2 \leq 1$, а расширяется до потенциального возможного значения $0 \leq \rho_2 \leq d$, достигаемого при совпадении принимаемого и опорного сигналов.

Как видно, существенное различие дисперсии распределений может приводить к увеличению вероятности попадания ниже допустимого с/п. Эта вероятность определяется интегрированием (18) с использованием обозначений (6)

$$P_2 = P[\rho_2 \leq 1 - \delta; d] = \sum_{l=0}^{K+1-N} \sum_{n=0}^{N-2+l} b[n; K, (\delta + d - 1)/d] \cdot b[l; K + 1 - N, (d - 1)/d], \quad (19)$$

Установлено, что при $N > 3$ вероятность попадания с/п ниже уровня 3 дБ ($\delta = 0,5$) составляет $P_2 = 0,09$ для числа выборок $K = 3N$, а при $K = 4N$ $P_2 = 0,06$. Следовательно, сходимость ρ_2 по вероятности существенно ниже, чем при известном сигнале.

Среднее $\bar{\rho}_2$ и дисперсия η_2 определяются выражениями

$$\bar{\rho}_2 = \frac{K - N + 1 + d}{K + 1}; \quad \eta_2 = \frac{(K - N + 2)(N - 1) + (d - 1)K[d - 1 + 2(K + 2 - N)]}{(K + 1)^2(K + 2)} \quad (20)$$

Заметим, что для алгоритмов минимизации мощности помех с опорным вектором $V = E_1 = (1, 0, \dots, 0)^T$, потери которого близки к $d \approx N$ по отношению к оптимальному алгоритму, среднее $\bar{\rho}_2$ и дисперсия η_2 определяются приближенными выражениями

$$\bar{\rho}_2 \approx 1; \quad \eta_2 \approx \frac{(N - 1)(2K^2 + 4K - KN - N + 2)}{(K + 1)^2(K + 2)}, \quad (21)$$

а среднее ρ_2 при $N \gg 1$ практически не зависит от числа обучающих выборок. Из сравнения дисперсий в (5) и (21) следует, что при совпадении принимаемого сигнала с опорным дисперсия с ростом K снижается по закону K^{-2} , тогда как при расстройке - значительно медленнее, по закону K^{-1} .

Графики зависимости среднего $\bar{\rho}$ и дисперсии η , построенные в соответствии с (20) для фильтра размера $N = 5$ при $d = 1; 2; N$ показаны соответственно на рис.3 и рис.4.

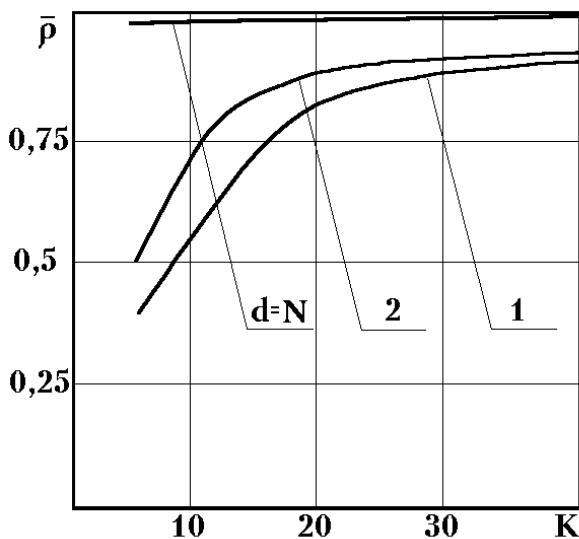


Рис. 3

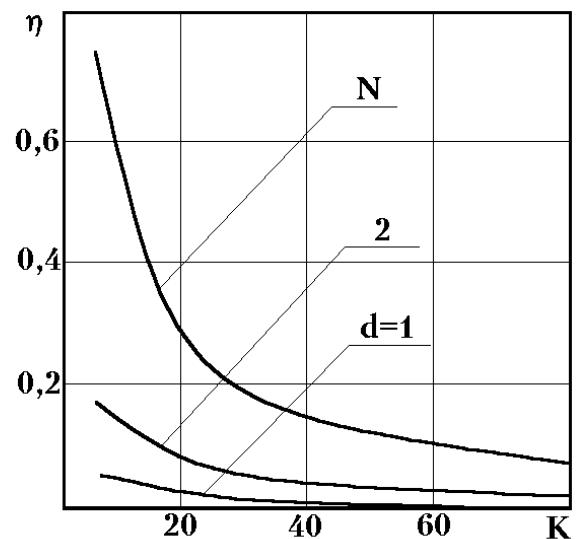


Рис. 4

Из графиков следует, что при расстройке $d \gg 1$ имеет место существенное увеличение дисперсии η и ее низкая скорость сходимости. При перекрытии каналов по уровню - 3 дБ сходимость среднего изменяется незначительно, а дисперсия возрастает почти в 3 раза при $K = 2N$. Для одноканального фильтра минимизации мощности помех сходимость среднего не ухудшается, а дисперсия возрастает на порядок и более. Учитывая при $K > 2N$ близость законов распределения с/п к симметричной форме можно охарактеризовать

зователь применимость адаптивных фильтров для обнаружения и оценки параметров. Учет вероятностных характеристик с/п показал, что влияние расстройки параметров незначительно оказывается на эффективности алгоритмов обнаружения сигналов с флюктуирующей амплитудой. Однако для алгоритмов оценки параметров сигнала увеличение дисперсии с/п существенно снижает эффективность измерителей.

Выходы

Проведенные исследования адаптивных фильтров позволили уточнить следующие особенности проектирования систем обработки сигналов с неполностью известными параметрами:

1. Для систем многоканальной обработки при перекрытии каналов по уровню полувинной мощности получены сходимость среднего с/п практически не изменяется, а интервальные оценки и дисперсия с/п возрастают в несколько раз.
2. Для одноканальных адаптивных фильтров, не учитывающих закон модуляции полезного сигнала, сходимость среднего с/п практически не зависит от числа обучающих выборок, а дисперсия возрастает на порядок и более.
3. Расстройка принимаемого и опорного сигналов незначительно оказывается на эффективности алгоритмов обнаружения сигналов с флюктуирующей амплитудой, но существенно снижает эффективность алгоритмов оценки параметров сигнала.

The statistical characteristics of the signal using the maximum likelihood estimation covariation matrix while training the filter are analyzed. The influence of the training extracts number on the effectiveness of the useful signal extraction is shown.

1. Монзинго П.А., Миллер Г.У. Адаптивные антенные решётки: введение в теорию: Пер. с англ./ Под ред. В.А. Лексаченко.- М.: Радио и связь, 1986.-448 с.
2. Reed I.S., Mallet J.D., Brennan L.E. Rapid Convergence Rate in Adaptive Arrays. IEEE Trans: AES-10. -1974. -N 6. -p 853-863.
3. Баранов П.Е. Сходимость адаптивных фильтров с произвольным опорным вектором и различными корреляционными матрицами обучающего и обрабатываемого процессов //Изв. вузов СССР: Радиоэлектроника.– 1992. №4.–С.18-23.
4. Boroson D.M. Sample Size Considerations for Adaptive Arrays. IEEE Trans: AES-16. -1980. -N 4. -p 446-851.
5. Справочник по специальным функциям.: Пер. с англ. /Под ред. М.Абрамовица и И.Стиган. - М.: Наука,1979.- 832с.
6. Интегралы и ряды. Прудников А.П., Брычков Ю.А., Маричев О.М.-М.: Наука, 1981.

ЦИФРОВЫЕ И ДИСКРЕТНЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

УДК 621.372.542

ВЛИЯНИЕ КВАНТОВАНИЯ ОБУЧАЮЩИХ ВЫБОРОК НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЦИФРОВЫХ АДАПТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ

Орлов В.В.

Повышение качества выделения сигналов на фоне коррелированных помех с неизвестными параметрами является одной из актуальных проблем цифровой обработки сигналов [1,2]. Отличительная особенность таких задач связана с необходимостью их решения в условиях априорной неопределенности сигнально-помеховой обстановки, для преодоления которой широко применяется адаптивный подход с использованием обучающих выборок [2].

В настоящее время методы адаптации цифровых фильтров на основе измерения корреляционных свойств помех достаточно широко известны [2,3,4] и разделяются, в основном, на градиентные алгоритмы формирования весовых коэффициентов и прямые методы адаптации с непосредственным обращением выборочной ковариационной матрицы помех.

Квантование входного сигнала, а также результатов арифметических операций является источником появления ошибок [3,4], приводящих к образованию нескомпенсированных остатков помехи, а также к повышению флюктуаций полезных сигналов. Если для градиентных алгоритмов существуют методики оценки ошибок квантования [4,5], то в случае непосредственного обращения ковариационной матрицы не получено граничных условий по выбору разрядности представления входных данных.

В настоящей статье рассматривается эффективность адаптивных фильтров с квантованием выборок входного процесса, применяемых для оценивания ковариационной матрицы помех и исследуются требования, предъявляемые к числу двоичных разрядов.

1. Модель сигнально-помеховой обстановки

Обычно полагается, что обучение фильтров является классифицированным и независимым [2,6]. То есть, при классифицированном обучении полезный сигнал не попадает ни в одну из K обучающих выборок размера N входного процесса, содержащего только статистически однородные выборки помехи $X_k, k = \overline{1, K}$. Независимое обучение обеспечивается выбором обрабатываемого вектора входного процесса, не используемого для обучения фильтра.

Рассматривается фильтр, максимизирующий отношение сигнал/помеха Q в случае ожидаемого сигнала S на фоне нормально распределенной помехи с ковариационной матрицей R_n . Для уменьшения зависимости коэффициента усиления фильтра от корреляционных свойств сигнально-помеховой обстановки необходимо определить ограничение на вектор весовых коэффициентов W_n , обеспечивающий максимум отношения мощности сигнала P_c к мощности помехи P_n

$$Q(W) = \max_{W_n} P_c(W) / P_n(W) = |W_n^{*T} S|^2 / W_n^{*T} R_n W_n = S^{*T} R_n^{-1} S, \\ \text{при ограничении } W_n^{*T} S = 1, \quad (1)$$

где $R_n = \overline{XX^{*T}}$ — ковариационная матрица размера $N \times N$ помехи; S — опорный сигнал, совпадающий с принимаемым. Тогда решение (1) доставляется вектором фильтра

$$W_n = R_n^{-1}S / S^{*T}R_n^{-1}S; \quad (2)$$

В отсутствие априорных сведений о помехе для определения ее характеристик применяется аддитивный байесов подход [2,5,6], в соответствии с которым в весовой вектор (1) подставляется максимально правдоподобная оценка ковариационной матрицы помехи

$$\hat{R}_n = K^{-1} \sum_{k=1}^K X_k X_k^{*T}, \quad (3)$$

полученные по K выборкам входного процесса.

Предложенные модели позволяют перейти к исследованию погрешностей реализации, связанных с оцифровкой входных выборок помехи.

2. Расчетные соотношения с учетом квантования

После аналого-цифрового преобразования представим искаженный вектор помехи моделью аддитивной смеси входного вектора помехи и дискретного шума квантования [1]. Если шаг квантования соотношение выбран намного меньшим по сравнению со среднеквадратическим значением входного процесса, то взаимная корреляция шумов квантования и входного процесса практически отсутствует [1], а шум квантования является дискретным белым шумом с дисперсией σ_k^2 . Полагая нормированной мощность входного процесса, а в каждом из квадратурных каналов данные представляются d двоичными разрядами, включая знаковый, то мощность ошибок квантования определяется $\sigma_k^2 = 2^{-2d}/3$ [1,3]. Тогда ковариационная матрица квантованной помехи и ее оценка имеют вид

$$R = R_n + \sigma_k^2 I_0; \quad \hat{R} = K^{-1} \sum_{k=1}^K (X_k + V_k)(X_k + V_k)^{*T}. \quad (4)$$

где $\overline{VV^{*T}} = \sigma_k^2 I_0$ - ковариационная матрица шумов квантования. Соответствующий весовой вектор и его оценка с учетом квантования определяются выражениями

$$W = R^{-1}S / S^{*T}R^{-1}S; \quad \hat{W} = \hat{R}^{-1}S / S^{*T}\hat{R}^{-1}S, \quad (5)$$

доставляющими мощности помех

$$P = W^{*T}R_n W = S^{*T}R_n^{-1}R_n R_n^{-1}S / (S^{*T}R_n^{-1}S)^2; \quad \hat{P} = \hat{W}^{*T}\hat{R}_n \hat{W} = S^{*T}\hat{R}_n^{-1}R_n \hat{R}_n^{-1}S / (S^{*T}\hat{R}_n^{-1}S)^2. \quad (6)$$

Учитывая представление R (4), представим ковариационную матрицу помех в виде $R_n = R - \sigma_k^2 I_0$ и используя (6), получим после преобразований выражение для оценки мощности помех в виде разности двух случайных величин Z_1 и Z_2

$$\begin{aligned} \hat{P} &= S^{*T}\hat{R}^{-1}(R - \sigma_k^2 I_0)\hat{R}^{-1}S / (S^{*T}\hat{R}^{-1}S)^2 = \\ &= S^{*T}\hat{R}^{-1}R\hat{R}^{-1}S / (S^{*T}\hat{R}^{-1}S)^2 - \sigma_k^2 S^{*T}\hat{R}^{-2}S / (S^{*T}\hat{R}^{-1}S)^2 = Z_1 - \sigma_k^2 Z_2 \end{aligned} \quad (7)$$

Для определения статистических свойств (7) представим оценку в виде

$$\widehat{P} = \widehat{W}^{*T} R \widehat{W} - \sigma_k^2 \widehat{W}^{*T} \widehat{W} = (R^{1/2} \widehat{W})^{*T} (R^{1/2} \widehat{W}) - \sigma_k^2 \widehat{W}^{*T} \widehat{W} = Y_1^{*T} Y_1 - Y_2^{*T} Y_2 = z_1 - \sigma_k^2 z_2, \quad (8)$$

где величины $z_1 = Y_1^{*T} Y_1$ и $z_2 = Y_2^{*T} Y_2$ отличаются лишь линейным преобразованием $Y_1 = R^{1/2} Y_2$, а следовательно, имеют одинаковый закон распределения вероятностей. Кроме того, они совпадают с точностью до постоянного множителя. Для доказательства последнего утверждения достаточно показать, что коэффициент корреляции между z_1 и z_2

$$r = \overline{z_1 z_2^*} / (\overline{z_1^2} \overline{z_2^2})^{1/2} = \overline{Y_1^{*T} Y_1 Y_2^{*T} Y_2} / [\overline{(Y_1^{*T} Y_1)^2} \overline{(Y_2^{*T} Y_2)^2}] \quad (9)$$

равен 1. Для определения средних в (9) воспользуемся правилом [2] нахождения среднего произведения векторов A_1, A_2, A_3, A_4 через след $\text{Tr}\{\cdot\}$ их ковариационных матриц R_{A_i, A_j}

$$\overline{A_1^{*T} A_2 A_3^{*T} A_4} = \text{Tr}\{R_{A_1, A_2}\} \text{Tr}\{R_{A_3, A_4}\} + \text{Tr}\{R_{A_1, A_3} R_{A_4, A_2}\} + \text{Tr}\{R_{A_1, A_4} R_{A_3, A_2}\}. \quad (10)$$

Тогда средние числителя и сомножителей знаменателя (9) имеют вид

$$\begin{aligned} \overline{z_1 z_2^*} &= \overline{Y_1^{*T} Y_1 Y_2^{*T} Y_2} = \text{Tr}\{\overline{Y_1 Y_1^{*T}}\} \text{Tr}\{\overline{Y_2 Y_2^{*T}}\} + \text{Tr}\{\overline{Y_1 Y_2^{*T}} \cdot \overline{Y_2 Y_1^{*T}}\} + \text{Tr}\{\overline{Y_1 Y_2^{*T}} \cdot \overline{Y_2 Y_1^{*T}}\} = \\ &= 3 \overline{\widehat{W}^{*T} R \widehat{W}} \cdot \overline{\widehat{W}^{*T} \widehat{W}}; \\ \overline{z_1 z_1^*} &= \overline{Y_1^{*T} Y_1 Y_1^{*T} Y_1} = 3 \overline{\widehat{W}^{*T} \widehat{W}}; \quad \overline{z_2 z_2^*} = \overline{Y_2^{*T} Y_2 Y_2^{*T} Y_2} = 3 \overline{\widehat{W}^{*T} R \widehat{W}}. \end{aligned} \quad (11)$$

Подставляя (11) в (9) после сокращений получим $r = 1$, что позволяет в (7) и (8) заменить разность $z_1 - \sigma_k^2 z_2$ одной случайной величиной, имеющей одинаковое с z_1 распределение. Известно [6], что обратная величина z_1^{-1} подчиняется β -распределению, а оценка мощности имеет при $K > N$ среднее [7]

$$\overline{\bar{P}_n} = P_n K / (K + 1 - N), \quad (12)$$

то нетрудно определить среднюю мощность на выходе адаптивного фильтра с учетом квантования

$$\bar{P} = [(S^{*T} R^{-1} S)^{-1} - \sigma_k^2 S^{*T} R^{-2} S / (S^{*T} R^{-1} S)^2] K / (K + 1 - N). \quad (13)$$

Общепринято проводить сравнение эффективности фильтров по энергетическим критериям качества, например, по потерям в коэффициенте подавления помех и в отношении сигнал/помеха. Из анализа (12) и (13) следует, что потери, связанные с квантованием, не зависят от числа обучающих выборок, а определяются потенциальной эффективностью фильтра

$$\eta = \overline{\bar{P} / \bar{P}_n} = P / P_n = [(S^{*T} R^{-1} S)^{-1} - \sigma_k^2 S^{*T} R^{-2} S / (S^{*T} R^{-1} S)^2] S^{*T} R_n^{-1} S \quad (14)$$

и зависят только от параметров сигнально-помеховой обстановки.

Проводя аналогичные выкладки для отношения сигнал/помеха с учетом ограничения нормировки на мощность сигнала (1) $P_c(W_n) = P_c(W) = 1$, получим

$$\mu = \overline{\hat{P}} / \overline{\hat{P}_n} = (\overline{P_c(\hat{W})} / \overline{P_n(\hat{W})}) / (\overline{P_c(\hat{W}_n)} / \overline{P_n(\hat{W}_n)}) = P_n / P = \eta^{-1}. \quad (15)$$

Из (14) и (15) следует, что для заданного уровня потерь, как при подавлении помехи, так и при выделении сигнала, требования к разрядности одинаковые.

3. Определение требований к разрядности

Для анализа зависимости потерь от параметров сигнально-помеховой обстановки необходимо выбрать типовые помеховые обстановки. Определим модели исходной и квантованной ковариационных матриц помех в виде аддитивной смеси некоррелированных шумов и M независимых точечных помех

$$R_n = \sigma_w^2 I_0 + \sum_{m=1}^M S_m S_m^{*T}; \quad R = (\sigma_w^2 + \sigma_k^2) I_0 + \sum_{m=1}^M S_m S_m^{*T} \quad (16)$$

Рассмотрим 3 помеховые ситуации в случае одной помехи $M=1$ представляемой вектором $S_1^T = \sigma_n [1, e^{i\phi_1}, \dots, e^{i\phi_1(N-1)}]$, $\phi_1 = 3\pi/N$; в случае двух помех $M=2$, $S_2^{*T} = S_1^T = (0,5)^{1/2} \sigma_n [1, e^{i\phi_1}, \dots, e^{i\phi_1(N-1)}]$, и случай равномерно расположенных $M=N-1$ помех $S_m^{*T} = S_1^T = (M)^{-1/2} \sigma_n [1, e^{i\phi_m}, \dots, e^{i\phi_m(N-1)}]$, где $\phi_m = \phi_1 + (m-1)2\pi/N$, $m = \overline{1, M}$. Задавая нормированной входную мощность помехи $\sigma_n^2 = 1$, а отношение помеха/шум в диапазоне $q_n = \sigma_n^2 / \sigma_w^2 = 20-80$ дБ, рассчитаем зависимости разрядности d от размера фильтра N , обеспечивающие 3 дБ уровень потерь при подавлении помехи $\eta=2$ или в отношении сигнал/помеха $\mu=0,5$.

Графики зависимостей требуемой разрядности d от размера фильтра N приведены на рис.1 и рис.2, где на рис.1 сплошной линией показаны требования к разрядности в случае одной помехи, штриховой линией - при наличии двух помех. На рис.2 приведены зависимости для усредненной помеховой обстановки в виде $N-1$ помех, расположенных во всей полосе.

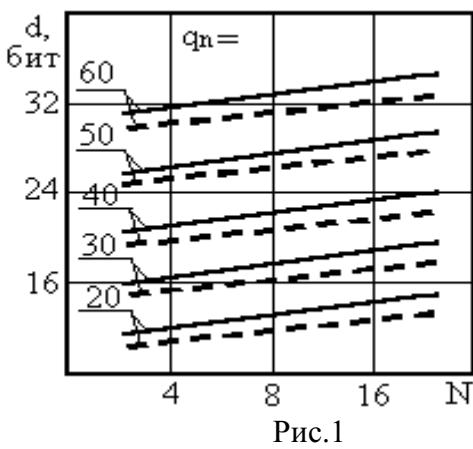


Рис.1

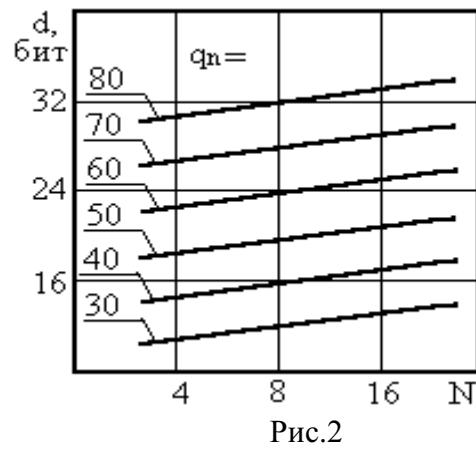


Рис.2

Анализ рисунков показал, что наиболее чувствительным к квантованию является случай одномодовой помеховой ситуации, для которой достигается наибольший потенциальный выигрыш. С увеличением числа помех, сопровождаемого снижением потенциальной эффективности, требования к разрядности снижаются. Так, при одинаковом отношении помеха/шум, для числа помех $M = N-1$ равному максимальному числу точек подавления фильтра требуется примерно на 8 разрядов меньше, чем в одномодовой помеховой обстановке. С повышением q_n на 20 дБ необходимая разрядность возрастает примерно на 8 бит.

Выходы

1. Разработана методика расчета ошибок квантования для адаптивных систем, использующих непосредственное обращение ковариационной матрицы.
2. Установлено, что погрешности квантования не зависят от интервала обучения, что позволяет исследовать эффективность на основе потенциально достижимого отношения сигнал/помеха без учета числа обучающих выборок.
3. Требуемая разрядность зависит от помеховой обстановки, а наиболее чувствительными к разрядности являются случаи параметров помех, для которых имеет место наибольший потенциальный выигрыш в подавлении помех. С повышением отношения помеха/шум на 20 дБ необходимая разрядность возрастает примерно на 8 бит.

The accuracy loss for computing the estimated optimum weights of an adaptive filter has been analyzed by investigating the effects of errors in quantization the samples of covariance matrix. It is shown that the required digit capacity depends upon the parameters of matrix and potential gain.

1. Рабинер Л.. Гоулд Б. теория и применение цифровой обработки сигналов.- М.: Мир, 1978.- 848 с.
2. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ./ Под ред. В.А. Лексаченко. — М.: Радио и связь, 1986 — 448 с.
3. Попов Д. И. Цифровая квазиоптимальная обработка сигналов на фоне коррелированных помех. //Изв.вузов СССР: Радиоэлектроника.- 1978., №7.-С.88-93.
4. Nitzberg R. Computation Precision Requirements for Optimal Weights in Adaptive Processing.// IEEE Trans. — 1980. — AES-16, № 4. — P. 418 — 425.
5. C. Caraicos and B. Liu, "A roundoff error analysis of the lms adaptive algorithm," IEEE Trans. Acoust., Speech, and Signal Proc., vol. ASSP-32, no. 1, pp. 34-41, Feb. 1984.
6. Reed I.S., Mallet J.D., Brennan L.E. Rapid convergence rate in adaptive arrays // IEEE Trans. — 1974. — AES-10, № 6. — P. 853 — 863.
7. Орлов В.В., Баранов П.Е., Зуев В.И. Синтез универсального компенсатора помех с линейным преобразованием входного процесса// Судостроительная промышленность.- 1988, вып.20, с.17-20.

УДК 621.372.54.001.5

РЕАЛИЗАЦИЯ ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА ВЫСОКОГО ПОРЯДКА В КАСКАДНОЙ ФОРМЕ ПО КРИТЕРИЮ МИНИМУМА ВЫХОДНОГО ШУМА КВАНТОВАНИЯ

Ситников В.С.

В состав современных систем управления для фильтрации помех включаются фильтры высокого порядка. Такие фильтры в основном проектируются на основе последовательного соединения фильтров первого и второго порядков, т.к. при этом упрощается настройка фильтра и его реализация. Однако при таком соединении фильтров трудно решить: какие полюсы, с какими нулями нужно объединять в пары; в какой последовательности необходимо располагать отдельные блоки первого и второго порядков; каким образом вводить масштабирующие множители между отдельными блоками, чтобы выходные величины были не слишком большими и не слишком малыми; как уменьшить уровень выходного шума квантования.

Общие рекомендации для решения этих вопросов даны в работе [1], а в математическом пакете MATLAB имеется команда tf2sos [2], которая преобразует коэффициенты полиномов числителя и знаменателя передаточной функции цифрового фильтра высокого порядка в секции фильтров второго порядка.

Предложенные общие рекомендации не в полной мере учитывают влияние разных классов и типов фильтров на уровень выходного шума округления. Минимизация уровня выходного шума округления фильтра высокого порядка позволяет повысить качество фильтрации, за счет уменьшения общего уровня шумов.

Поэтому целью данной работы является анализ реализации цифрового фильтра высокого порядка каскадным соединением секций низкого порядка при обеспечении минимума выходного шума квантования.

На основе линейной модели учета шума квантования при реализации фильтров на микропроцессорах с фиксированной точкой дисперсии шумов квантования входного сигнала σ_c^2 и коэффициентов фильтра σ_k^2 определяются как [1]

$$\sigma_c^2 = \frac{2^{-2b_c}}{12}; \quad \sigma_k^2 = \frac{2^{-2b_k}}{12}, \quad (1)$$

где b_c и b_k - количество двоичных разрядов мантиссы соответственно входного сигнала и коэффициентов фильтра.

Тогда некоррелированные входной сигнал и шум квантования при прохождении через линейный фильтр рассматриваются независимо друг от друга. Дисперсия шума квантования входного сигнала $(\sigma_{\text{вых}}^{\text{АЦП}})^2$ в полосе пропускания фильтра $\Delta\bar{\omega}_{\text{пп}}$ имеет вид

$$(\sigma_{\text{вых}}^{\text{АЦП}})^2 = \frac{\sigma_c^2}{\Delta\bar{\omega}_{\text{пп}}} \int_{\Delta\bar{\omega}_{\text{пп}}} |H(j\bar{\omega})|^2 d\bar{\omega} = H_0^2 \sigma_c^2. \quad (2)$$

Учет шума квантования коэффициентов фильтра и арифметических операций выполняется на основе шумовой модели Джексона [1]. Анализ ее позволил найти квадрат коэффициента усиления шума $K^2(\bar{\omega})$, который зависит от коэффициентов фильтра и от его структурной организации [3]. По аналогии с (2) вводится усредненный в полосе пропускания коэффициент усиления шума K_0^2 [4]

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

а дисперсия шума квантования коэффициентов и арифметических операций фильтра в этом случае равна

$$(\sigma_{\text{вых}}^{\text{АРП}})^2 = \frac{\sigma_k^2}{\Delta\bar{\omega}_{\text{пп}}} \int_{\Delta\bar{\omega}_{\text{пп}}} K^2(\bar{\omega}) d\bar{\omega} = K_0^2 \sigma_k^2. \quad (3)$$

Тогда при некоррелированности шума на выходе фильтра получим

$$(\sigma_{\text{вых}})_{\Sigma}^2 = (\sigma_{\text{вых}}^{\text{АЦП}})^2 + (\sigma_{\text{вых}}^{\text{АРП}})^2. \quad (4)$$

Оценивая дисперсию шума на выходе фильтра по величине дисперсии, прохождения шума квантования входного сигнала через фильтр, можно (4) записать

$$(\sigma_{\text{вых}})_{\Sigma}^2 = \left[1 + \frac{(\sigma_{\text{вых}}^{\text{АРП}})^2}{(\sigma_{\text{вых}}^{\text{АЦП}})^2} \right] (\sigma_{\text{вых}}^{\text{АЦП}})^2. \quad (5)$$

В (5) выражение в квадратных скобках является коэффициентом усиления шумов квантования. Минимизация отношения $(\sigma_{\text{вых}}^{\text{АЦП}})^2 / (\sigma_{\text{вых}}^{\text{АРП}})^2$ позволяет получить минимум усиления шумов квантования на выходе устройства. Однако данная задача не проста, т.к. это отношение зависит прямо пропорционально от особенностей структурной организации фильтра и разрядности мантиссы коэффициентов фильтра и обратно пропорционально от класса и типа фильтра, а также от разрядности входного сигнала. Следует отметить, что однозначного формализованного математического описания влияния структурной организации фильтра нет. Имеются только некоторые подходы к решению этой задачи. Поэтому целесообразно наложить ограничение на это отношение так, чтобы оно было меньше некоторого заданного ε

$$\frac{(\sigma_{\text{вых}}^{\text{АРП}})^2}{(\sigma_{\text{вых}}^{\text{АЦП}})^2} < \varepsilon. \quad (6)$$

Рассмотрим получение дисперсий $(\sigma_{\text{вых}}^{\text{АЦП}})^2$ и $(\sigma_{\text{вых}}^{\text{АРП}})^2$ для каскадного соединения нескольких фильтров.

Дисперсия выходного шума квантования $\sigma_{\Sigma 1}^2$ последовательно соединенных АЦП и фильтра в соответствии с формулами (2), (3) и (4) равна

$$\sigma_{\Sigma 1}^2 = H_{01}^2 \sigma_{c0}^2 + K_{01}^2 \sigma_{k1}^2 = \left(1 + \frac{K_{01}^2 \sigma_{k1}^2}{H_{01}^2 \sigma_{c0}^2} \right) H_{01}^2 \sigma_{c0}^2, \quad (7)$$

где H_{01}^2 и K_{01}^2 - усредненные в полосе пропускания фильтра $\Delta\bar{\omega}_{\text{пп}}$ соответствующие коэффициенты усиления фильтра и усиления шума структуры фильтра; σ_{c0}^2 и σ_{k1}^2 - дисперсии шумов квантования входного сигнала и коэффициентов фильтра.

Поскольку дисперсии σ_{c0}^2 и σ_{k1}^2 определяются аналогично (1), то вводится общая разрядность $b = b_c + b_k$ и параметр $\rho = b_c / b$, тогда $b_c = \rho b$ и $b_k = (1 - \rho)b$ [5]. Отношение дисперсий σ_k^2 / σ_c^2 с учетом выше сказанного обозначим как α

$$\alpha = 2^{-2(b_k - b_c)} = 2^{-2b(1-2\rho)}. \quad (8)$$

Коэффициент α при реализации фильтра постоянен и определяется выбранной разрядностью входного сигнала и коэффициентов фильтра. Подставляя (8) в (7) запишем

$$\sigma_{\Sigma 1}^2 = \left(1 + \alpha \frac{K_{01}^2}{H_{01}^2} \right) H_{01}^2 \sigma_{c0}^2. \quad (9)$$

Из формулы (9) следует, что $\alpha < 1$, если $-2b(1-2\rho) < 0$ или

$$\rho < 0.5, \quad (10)$$

т.е. количество двоичных разрядов мантиссы входного сигнала должно быть меньше количества двоичных разрядов мантиссы коэффициентов фильтра, рисунок 1.

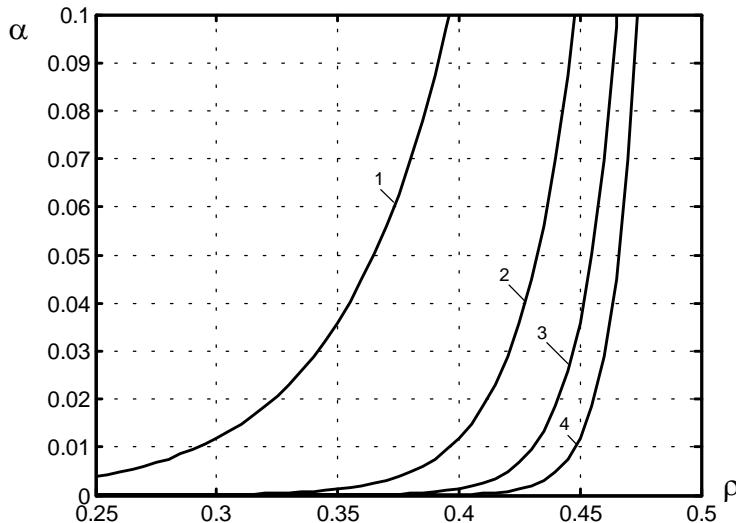


Рис. 1 Зависимость коэффициента α от параметра ρ
1 - $b = 8$ бит; 2 - $b = 16$ бит; 3 - $b = 24$ бита; 4 - $b = 32$ бита

Из рисунка 1 видно, что для обеспечения коэффициента α на уровне 0.1 и меньше необходимо, чтобы параметр $\rho \leq (0.40...0.45)$, тогда $b_c = (0.40...0.45)b$ и $b_k = (0.55...0.60)b$.

При каскадном соединении АЦП и двух фильтров дисперсия выходного шума квантования второго фильтра $\sigma_{\Sigma 2}^2$ по аналогии с (4) и (7) будет равна

$$\sigma_{\Sigma 2}^2 = H_{02}^2 \sigma_{\Sigma 1}^2 + K_{02}^2 \sigma_{k2}^2. \quad (11)$$

Подставляя дисперсию $\sigma_{\Sigma 1}^2$ из (7) в (11) и преобразовывая с учетом (8) получим

$$\sigma_{\Sigma 2}^2 = \left(1 + \alpha \frac{K_{01}^2}{H_{01}^2} + \alpha \frac{1}{H_{01}^2} \frac{K_{02}^2}{H_{02}^2} \right) H_{01}^2 H_{02}^2 \sigma_{c0}^2. \quad (12)$$

Обобщая соотношение (12) на случай N каскадно-соединенных фильтров запишем дисперсию выходного шума квантования $\sigma_{\Sigma N}^2$ N -го фильтра

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma_{\Sigma N}^2 = \left\{ 1 + \alpha \sum_{j=1}^N \left[\prod_{i=1}^{j-1} \left(\frac{1}{H_{0i}^2} \right) \right] \frac{K_{0j}^2}{H_{0j}^2} \right\} \sigma_{cN}^2, \\ \sigma_{cN}^2 = \sigma_{c0}^2 \prod_{j=1}^N H_{0j}^2. \end{array} \right. \quad (13)$$

В (13) дисперсия $\sigma_{\Sigma N}^2 = (\sigma_{\text{Вых}})^2$, а дисперсия σ_{cN}^2 отражает дисперсию выходного шума квантования $(\sigma_{\text{Вых}}^{\text{АЦП}})^2$ входного сигнала на выходе N -го фильтра, тогда выражение

$$\left\{ 1 + \alpha \sum_{j=1}^N \left[\prod_{i=1}^{j-1} \left(\frac{1}{H_{0i}^2} \right) \right] \frac{K_{0j}^2}{H_{0j}^2} \right\} \quad (14)$$

можно рассматривать как коэффициент усиления шума квантования в соответствие с (5), которое объединяет в себе особенности структурной организации секций фильтров и их соединение, а также класса и типа фильтров.

В работе рассмотрены наиболее распространенные типы фильтров: Баттерворт – В, инверсный Чебышева – I, Чебышева – T, эллиптический – C. Среди классов фильтров приведены данные по фильтрам нижних – ФНЧ и верхних – ФВЧ частот, а также полосовых – ПФ и режекторных – РФ фильтров. Анализ коэффициентов усиления H_{0j}^2 и K_{0j}^2 от класса и типа фильтра для канонической структуры фильтра минимальной размерности с сосредоточенными источниками шума показывает, что отношения K_{0j}^2/H_{0j}^2 и $1/H_{0j}^2$ имеют наклон и в первом приближении могут быть описаны линейно, рисунки 2, 3, 4, 5. На рисунках линии 1 и 2 отображают отношение K_{0j}^2/H_{0j}^2 соответственно для фильтров инверсного Чебышева и Баттерворта (а), Чебышева и эллиптического (б), а линии 3 и 4 отношение $1/H_{0j}^2$ – соответственно для фильтров инверсного Чебышева и Баттерворта (а), Чебышева и эллиптического (б).

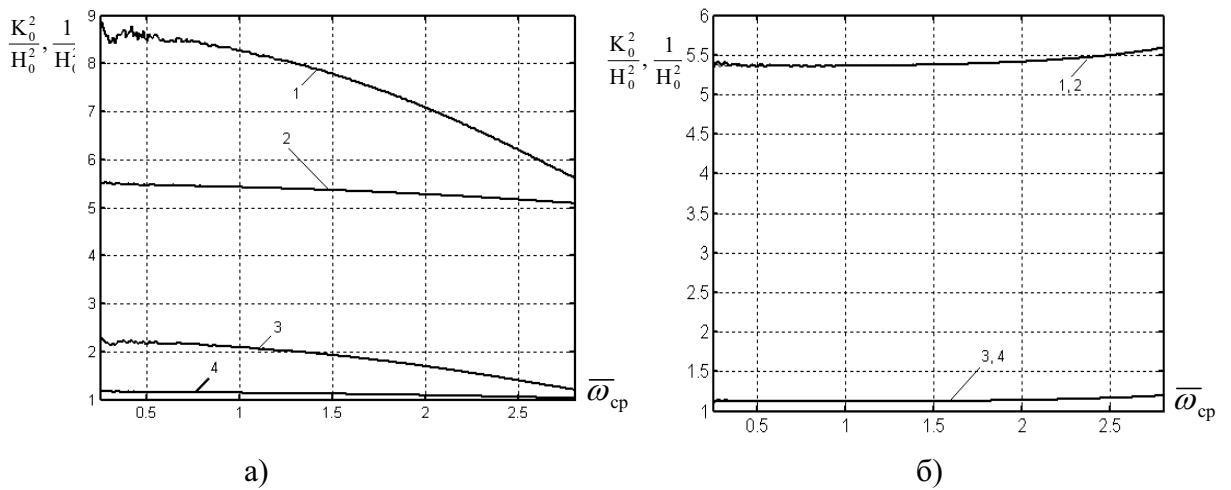


Рис. 2 Зависимости отношений K_{0j}^2/H_{0j}^2 и $1/H_{0j}^2$ от частоты среза ФНЧ для фильтров с монотонной (а) и равноволновой (б) АЧХ

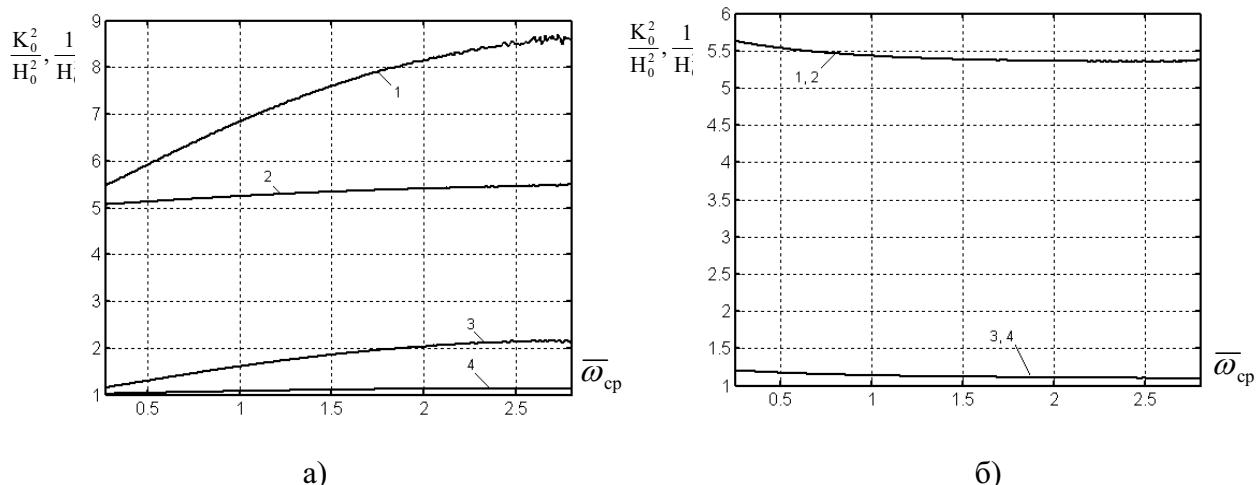


Рис. 3 Зависимость отношений K_0^2 / H_0^2 и $1 / H_0^2$ от частоты среза ФВЧ для фильтров с монотонной (а) и равноволновой (б) АЧХ

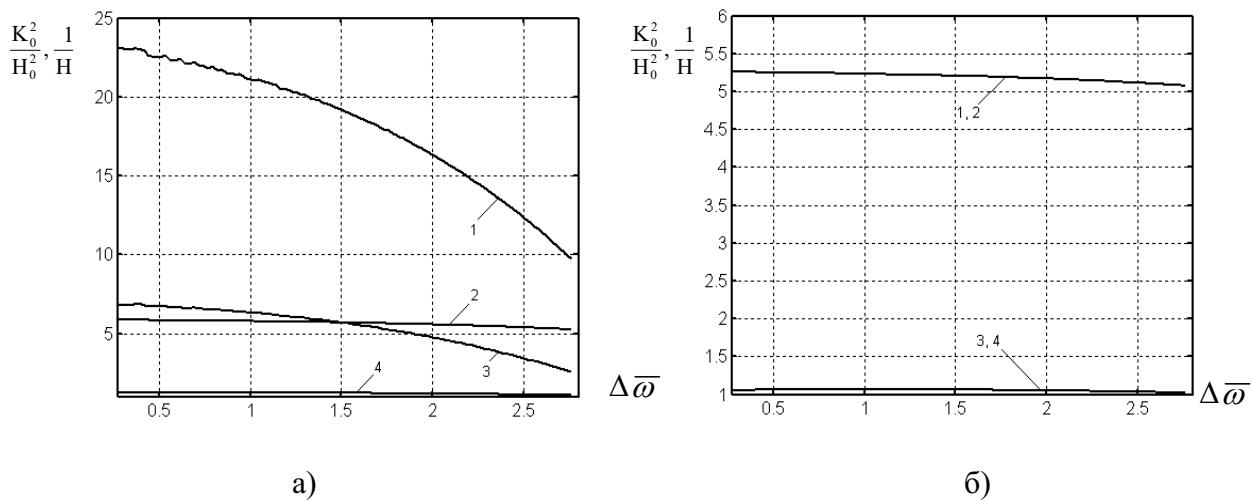


Рис. 4 Зависимость отношений K_0^2 / H_0^2 и $1 / H_0^2$ от частоты среза ПФ для фильтров с монотонной (а) и равноволновой (б) АЧХ

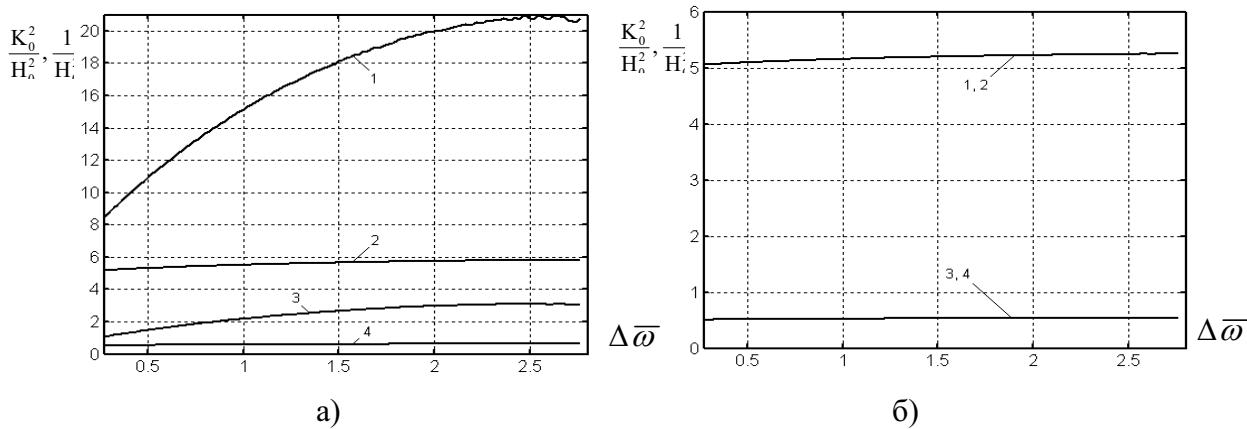


Рис. 5 Зависимость отношений K_0^2 / H_0^2 и $1 / H_0^2$ от частоты среза РФ для фильтров с монотонной (а) и равноволновой (б) АЧХ

Усредненные значения отношений K_{0j}^2 / H_{0j}^2 и $1/H_{0j}^2$, а также максимальная погрешность на краях относительно среднего значения приведены в таблице 1.

Таблица 1

Усредненные значения отношений K_0^2 / H_0^2 и $1/H_0^2$

Вид АЧХ в ПП	Класс фильтра	Тип фильтра и раз-рядн. коэффиц.	$\left(\frac{K_0^2}{H_0^2} \right)$	$\left(\frac{1}{H_0^2} \right)$	$\Delta \left(\frac{K_0^2}{H_0^2} \right) \text{ max \%}$	$\Delta \left(\frac{1}{H_0^2} \right) \text{ max \%}$
Монотонный	ФНЧ	B-12	5.335	1.112	4.58	7.33
		I-12	7.535	1.845	25.20	34.30
	ФВЧ	B-12	5.320	1.097	4.77	7.18
		I-12	7.431	1.794	26.51	35.92
	ПФ	B-12	5.648	1.204	7.02	10.31
		I-12	18.260	5.361	46.62	52.00
	РФ	B-12	5.605	0.596	7.81	11.72
		I-12	16.909	2.463	52.08	58.84
	ФНЧ	T-12	5.408	1.136	3.31	5.25
		C-12	5.415	1.138	3.33	5.28
	ФВЧ	T-12	5.415	1.129	3.90	6.69
		C-12	5.423	1.132	3.89	6.67
	ПФ	T-12	5.194	1.054	2.27	3.10
		C-12	5.194	1.054	2.27	3.10
	РФ	T-12	5.182	0.526	2.52	3.65
		C-12	5.182	0.526	2.52	3.65

Из приведенных рисунков и таблицы 1 следует, что характер поведения рассматриваемых отношений одинаков для классов фильтров ФНЧ и ПФ, а также ФВЧ и РФ. Фильтры с равноволновой АЧХ в полосе пропускания имеют близкие значения с малыми погрешностями, в то время как фильтры с монотонной АЧХ можно разбить на группу ФНЧ и ФВЧ, а также на – ПФ и РФ. При этом фильтр инверсный Чебышева имеет больший разброс значений, чем фильтр Баттервортса. На основании общего анализа приведенных характеристик для минимизации выходного шума необходимо секции фильтров каскадировать так, чтобы

$$\left(\frac{1}{H_0^2} \right)_i < \left(\frac{1}{H_0^2} \right)_{i+1}, \quad i = \overline{1, N}.$$

Тогда в зависимости от ширины полосы пропускания фильтра, полученное соотношение на основании рисунков 2, 3, 4 и 5 можно записать в понятиях “широкополосная” секция (Ш) и “узкополосная” секция (У) как приведено в таблице 2.

Из таблицы 2 следует, что при таком каскадном соединении фильтров проявляются фильтрующие свойства последующего фильтра, т.е. каждый последующий фильтр отфильтровывает структурный шум предыдущего фильтра.

Из формул (5), (6) и (14) запишем

$$\alpha\beta < \varepsilon, \quad (15)$$

$$\text{где } \beta = \sum_{j=1}^N \left[\prod_{i=1}^{j-1} \left(\frac{1}{H_{0i}^2} \right) \right] \frac{K_{0j}^2}{H_{0j}^2}.$$

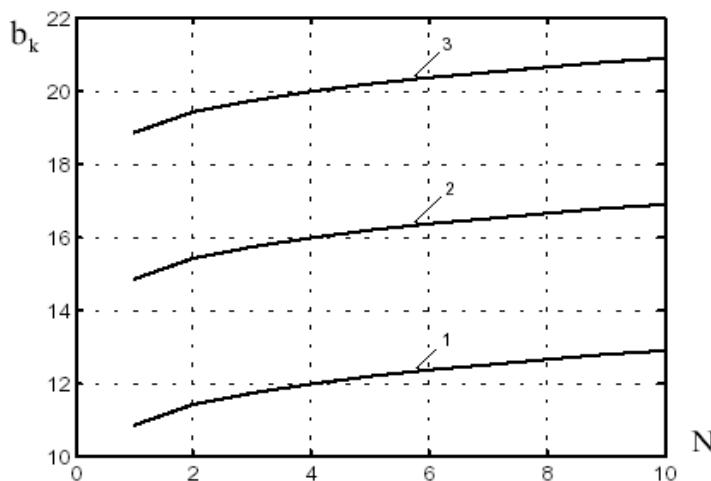
Таблица 2

Положение секций фильтров при их каскадном соединении

Вид АЧХ в ПП	Класс фильтра	Тип фильтра	i-я секция	(i+1)-я секция	Значение коэффициента β
Монотонный	ФНЧ	B	Ш	У	$47.63[(1.112)^N - 1]$
		I	Ш	У	$8.92[(1.845)^N - 1]$
	ФВЧ	B	Ш	У	$54.85[(1.097)^N - 1]$
		I	Ш	У	$9.36[(1.794)^N - 1]$
	ПФ	B	Ш	У	$27.69[(1.204)^N - 1]$
		I	Ш	У	$4.19[(5.361)^N - 1]$
	РФ	B	У	Ш	$-13.87[(0.596)^N - 1]$
		I	У	Ш	$11.56[(2.463)^N - 1]$
Равноволновой	ФНЧ	T	У	Ш	$39.76[(1.136)^N - 1]$
		C	У	Ш	$39.76[(1.136)^N - 1]$
	ФВЧ	T	У	Ш	$41.98[(1.129)^N - 1]$
		C	У	Ш	$41.08[(1.132)^N - 1]$
	ПФ	T	Ш	У	$96.18[(1.054)^N - 1]$
		C	Ш	У	$96.18[(1.054)^N - 1]$
	РФ	T	У	Ш	$-10.93[(0.526)^N - 1]$
		C	У	Ш	$-10.93[(0.526)^N - 1]$

Подставляя (8) в (15) и преобразовывая, получим, рисунок 6

$$b_k > b_c - \log_2 \left(\sqrt{\frac{\epsilon}{\beta}} \right). \quad (17)$$

Рис. 6 Зависимость количества разрядов мантиссы коэффициентов фильтра Баттервортта от числа N каскадно-соединенных фильтров при $\epsilon = 0.1$ 1 - $b_c = 8$ бит; 2 - $b_c = 16$ бит; 3 - $b_c = 24$ бита

Из рисунка 6 видно, что при увеличении b_c на 8 разрядов b_k увеличивается в среднем в 1.25...1.33 раза.

Для оценки величины β воспользуемся усредненными значениями K_0^2 и H_0^2 из таблицы 1. Тогда β из (16) будет равно

$$\beta = \frac{K_0^2}{H_0^2} \sum_{j=1}^N \left(\frac{1}{H_0^2} \right)^{j-1}. \quad (18)$$

В (18) сумму $\sum_{j=1}^N \left(\frac{1}{H_0^2} \right)^{j-1}$ можно рассматривать как геометрическую прогрессию со знаменателем прогрессии $q = 1/H_0^2$. Тогда сумма N членов прогрессии равна [6]

$$\sum_{j=1}^N \left(\frac{1}{H_0^2} \right)^{j-1} = \frac{q^N - 1}{q - 1}. \quad (19)$$

Подставляя сумму N членов геометрической прогрессии (19) в (18) получим, рисунок 7

$$\beta = \frac{K_0^2}{H_0^2} \frac{\left(\frac{1}{H_0^2} \right)^N - 1}{\left(\frac{1}{H_0^2} \right) - 1}. \quad (20)$$

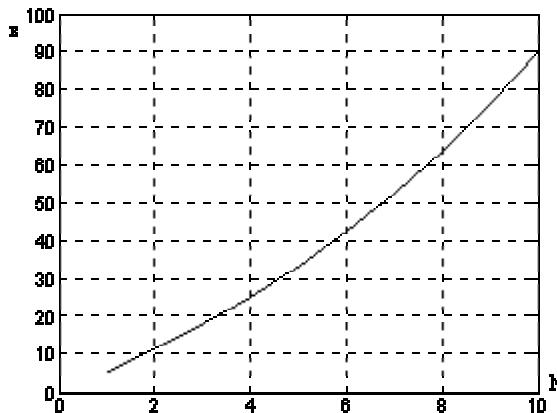


Рис. 7 Зависимость коэффициента β фильтра Баттервортса от числа N каскадно-соединеных фильтров

Из рисунка 7 следует, что коэффициент β имеет значения десятки-сотни единиц. Тогда для обеспечения $\varepsilon < 0.1$ коэффициент α , для фильтров низкого порядка, должен быть меньше 0.01, а для фильтров высокого порядка на порядок меньше, т.е. параметр $\rho \leq (0.3...0.4)$, тогда $b_c = (0.3...0.4)b$ и $b_k = (0.6...0.7)b$. Уменьшить уровень выходного шума можно и за счет поиска малошумящей структуры в сочетании с выбранным классом и типом фильтра. Усредненные значения коэффициента β , рассчитанные по значениям таблицы 1, приведены в таблице 2.

Таким образом, при построении фильтров высокого порядка каскадное соединение фильтров необходимо проектировать с учетом свойств класса и типа, используемых фильтров второго порядка, а также их структурной организации. Кроме того, для минимизации выходного шума квантования разрядность коэффициентов, используемых фильтров, должна быть больше разрядности входного сигнала в 1.5-2 раза. Однако существует и другой путь минимизации выходного шума квантования за счет поиска или синтеза структурной организации фильтра с минимальным уровнем выходного шума квантования.

Output quantization errors of the high order digital filter realized on the basis of cascade connection of the low order filters are analyzed. Estimations of output quantization errors in a passband are received and recommendations of the sequencing connection filters and a choice of word length for coefficients and input signal are given.

1. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. - М.: Мир. 1978. - 848 с.
2. Сергиенко А.Б. Цифрова обработка сигналов.- СПб.: Питер, 2002. - 608 с.
3. Ситников В.С. Количественная оценка структуры цифровой системы //Міжнар. конф. “Кораблебудування: освіта, наука, виробництво”: матер. конф.(м. Миколаїв, 24-25 вересня 2002 р.).- Т.ІI.- Миколаїв, 2002.- С.223-226.
4. Ситников В.С. Оценка верхней границы ошибок квантования в цифровом фильтре с фиксированной точкой // Автоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы (ААЭКС). – Херсон, 2003. - №1(11). – С. 71-78
5. Орлов В.В., Ситников В.С. Оптимизация цифрового адаптивного фильтра по критерию точность-быстродействие // Електромашинобуд. та електрообладн. – 2003.- Вип. 61.- С. 24-31
6. Бронштейн И.Н., Семенджев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов.- М.: Наука, 1980.- 976 с.

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА, КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

УДК 62-52:621.9.06

СИСТЕМА СТАБІЛІЗАЦІЇ ПОТУЖНОСТІ РІЗАННЯ ФРЕЗЕРНОГО ВЕРСТАТА З ВЗАЄМОЗВ'ЯЗАНИМ КЕРУВАННЯМ ШВИДКОСТЯМИ РОБОЧИХ РУХІВ

Водічев В.А.

Системи стабілізації потужності різання є ефективним засобом підвищення продуктивності металообробних верстатів [1, 2, 3]. У таких системах, що застосовуються на фрезерних верстатах, стабілізація потужності в умовах зміни припуску забезпечується, як правило, за рахунок відповідної зміни швидкості електропривода подачі при постійній кутовій швидкості електропривода обертання шпинделя [1, 3]. При цьому скорочується тривалість обробки у порівнянні з обробкою з постійними швидкостями робочих рухів верстата, але не забезпечується оптимальний за критерієм продуктивності режим обробки. У роботі [2] для оптимізації процесу обробки на фрезерних верстатах запропоноване застосування багатоструктурних систем з самонастроюванням, у яких при зміні величини припуску, що знімається, автоматично змінюється структура системи і здійснюється керування швидкостями електроприводів подачі і головного руху. Такий підхід до керування режимом обробки має недоліки. По-перше, технічна реалізація систем потребує великих обсягів розрахунків, які мають виконуватись під час обробки. Тому запропоновані системи можуть бути реалізовані тільки на верстатах з пристроями числового програмного керування (ПЧПК) класів CNC чи PCNC, що побудовані на базі комп’ютера, в той час, як у сучасних умовах верстатобудівельною промисловістю виробляється і у машинобудівельній промисловості застосовується велика кількість верстатів без ПЧПК. По-друге, похибка визначення поточного значення припуску, що знімається, складає $\pm 15\%$, тобто система з структурною самонастройкою визначає умови переключення структурних станів лише приблизно, що віддаляє обраний режим обробки від оптимального. По-третє, в умовах чорнової обробки, коли величина припуску постійно змінюється, багатоструктурна система має працювати у режимі безперервної зміни своїх структурних станів, але моделювання такого режиму роботи у [2] не проведено, тому важко оцінити стійкість, динамічні характеристики і ефективність роботи системи в цих умовах.

Метою даної статті є розробка системи керування електроприводами головного руху і подачі фрезерного верстата, яка є значно простішою за технічною реалізацією, ніж багатоструктурна система, і забезпечує можливість ведення обробки у режимі, що є близьким до оптимального за критеріями максимальної продуктивності, мінімальних собівартості обробки і питомого енергоспоживання верстата, дослідження динамічних характеристик системи і оцінка ефективності її застосування у порівнянні з обробкою на верстаті без системи стабілізації потужності різання і з такою системою але при керуванні тільки швидкістю подачі.

Для оцінки ефективності металообробки використовуються показники продуктивності і собівартості обробки і питомого енергоспоживання верстата [2, 3, 4]

$$J_{\pi} = \frac{QT}{T + t_{3M}}, J_c = \frac{QT}{C_c(T + t_{3M}) + C_i}, J_e = \frac{Q}{P}, \quad (1)$$

де Q – швидкість знімання металу, $\text{мм}^3/\text{хв}$. T – миттєва оцінка періоду стійкості інструменту, хв ; t_{3M} – тривалість зміни інструменту, хв ; C_c – собівартість хвилини роботи верстата, коп.; C_i – вартість інструменту, що витрачено за період стійкості, коп.; P – потужність обробки, kVt .

Величини Q , T і P залежать від частоти обертання фрези і швидкості подачі, тому і показники (1) є функціями швидкостей електроприводів робочих рухів. Умовний глобальний максимум показників J_p , J_c може знаходитись тільки на одній з ліній, що обмежують знизу область припустимих значень швидкостей робочих рухів верстата, і відповідають максимально припустимому моменту на інструменті, максимально припустимій величині подачі чи мінімальній частоті обертання шпинделя [2]. Як показали розрахунки залежностей значень показника J_p від швидкостей робочих рухів верстата при фрезеруванні різних матеріалів кінцевими, торцевими і дисковими фрезами практично не виникають умови обробки, що відповідають лінії обмеження за мінімальною частотою обертання шпинделя, а процес обробки при цьому відбувається при дуже низьких значеннях J_p . Обмеження області припустимих режимів обробки за максимальним моментом на інструменті для більшості видів фрезерування може бути зведено до обмеження за величиною подачі на зуб фрези. Це можна пояснити таким чином.

Величина моменту на інструменті визначається формулою [5]

$$M = \frac{10C_p t_p^x B^u z S_z^y D^{1-q}}{2000 n^w}, \quad (2)$$

де S_z – подача на зуб фрези, $\text{мм}/\text{зуб}$; n – частота обертання фрези, $\text{об}/\text{хв}$; z – кількість зубів фрези; t_p , B – глибина і ширина фрезерування, мм ; C_p , x , y , u , q , w – коефіцієнт і показники степеня, що залежать від оброблюваного матеріалу і інструменту.

При обробці заготівок з сталей, чавунів і мідних сплавів фрезами різних типів з швидкоріжучої сталі показник степеня w дорівнює нулю [5], тому момент M залежить тільки від керуючої дії, якою є подача S_z , і від збурюючих дій: t_p і B . Максимально припустиме значення S_z , що відповідає максимально припустимому моменту на інструменті, можна розрахувати із (2), при значенні M , що обране за умовою міцності елементів кінематичного ланцюга головного руху верстата, і при максимальних передбачуваних значеннях t_p і B , що матимуть місце при обробці конкретної заготівки. Отримане значення S_z потрібно порівняти з максимально припустимим значенням подачі, що наводиться у [5] і може відповідати таким умовам: міцності інструменту при максимальних передбачуваних значеннях t_p і B , забезпечення необхідної точності обробки на верстаті з відомою жорсткістю системи „заготівка-прилад”, отримання необхідної якості поверхні, що оброблена. Причому, меншим значенням глибини обробки відповідають більші припустимі значення подач [5]. Таким чином, граничному максимуму залежності показників ефективності від швидкості подачі і частоти обертання фрези відповідають лінії обмеження за максимально припустимим значенням подачі S_z , яке обирається за однією з вказаних вище умов і змінюється в процесі обробки при зміні величини припуску в межах від максимального S_{zmax} до мінімального S_{zmin} значень.

Для забезпечення в умовах зміни збурюючих дій найбільшого можливого значення показників ефективності обробки необхідно змінювати швидкість подачі і частоту обертання фрези таким чином, щоб у кожну мить обробки була забезпечена найбільша можлива величина подачі з урахуванням вказаних вище обмежень і максимально можливих швидкостей робочих рухів, що можуть бути реалізовані електроприводами верстата. Це, у свою чергу, може бути забезпечене застосуванням на верстаті системи, що стабілізує потужність різання при взаємозв'язаному керуванні швидкостями електроприводів подачі головного руху. Для формування закону взаємозв'язаного керування мають бути визначені межі можливої зміни глибини і ширини обробки і встановлені відповідні граничні значення частоти обертання фрези і швидкості подачі. Ці

граничні значення відповідають точкам перетину ліній обмеження за максимальною подачею і номінальною потужністю двигуна головного руху при максимальному і мінімальному передбачуваному сполученнях величин t_p і B . Тобто для передбачуваних умов обробки мають бути розв'язані дві системи рівнянь однакового виду

$$\left. \begin{aligned} S &= \frac{6P_{z3}D^{q-1}10^6}{3,14C_p t^x B^u (zn)^{1-y}} \\ S &= S_z nz \end{aligned} \right\}, \quad (3)$$

де S – швидкість подачі, мм/хв.; $P_{z3}=P_h/\eta$ – задане значення потужності обробки, кВт; P_h – номінальна потужність двигуна головного руху верстата, кВт; η – ККД коробки швидкостей привода головного руху.

Перша система рівнянь виду (3) записується для сполучення передбачуваних мінімальних значень t_p і B в процесі обробки даної заготовки і відповідного ним максимально припустимого значення подачі $S_z=S_{zmax}$. У другій аналогічній системі рівнянь враховуються максимальні значення t_p і B і відповідне мінімальне значення припустимої подачі $S_z=S_{zmin}$. Результатом розв'язання систем рівнянь будуть координати граничних точок S_{max} , n_{max} і S_{min} , n_{min} , які визначатимуть межі зміни швидкостей електроприводів робочих рухів верстата під час обробки конкретної заготовки.

Узгодження величин швидкостей робочих рухів може відбуватися відповідно до залежності

$$n = n_{max} + (S - S_{max}) \frac{n_{max} - n_{min}}{S_{max} - S_{min}}. \quad (4)$$

При зміні припуску впродовж обробки заготовки відповідна зміна швидкостей робочих рухів верстата може здійснюватися адаптивною системою стабілізації потужності обробки з параметричним зворотним зв'язком. До складу системи (рис. 1) входять такі елементи: виконавчий пристрій ВП, що складається з електроприводів подачі ЕПП і головного руху ЕПГ, регулятор P , який містить блок ділення з обмежувачем вихідного сигналу і функціональний перетворювач ФП, що забезпечує узгодження швидкостей ЕПП і ЕПГ відповідно рівнянню (4), спостерігаючий пристрій СП, який визначає величину коефіцієнта передачі ланки, що містить ЕПП і об'єкт керування ОК.

До складу об'єкту керування ОК входять механічна передача з коефіцієнтом передачі K_{pm} , процес обробки, який є нелінійною інерційною ланкою зі сталою часу T_{pp} , і датчик потужності обробки зі сталою часу T_{dp} . Коефіцієнт передачі ОК змінюється під впливом керуючих дій, якими є кутова швидкість ω ЕПП і частота обертання n ЕПГ, і збурень, основним з яких є зміна глибини обробки t_p .

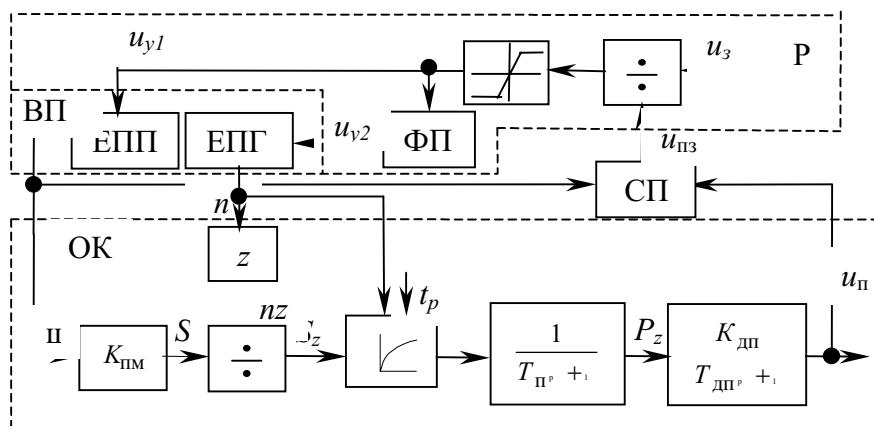


Рис. 1 Структурна схема системи керування

СП містить датчик кутової швидкості ω і блок ділення. Він формує напругу параметричного зворотного зв'язку відповідно до рівняння в операторній формі

$$u_{nz}(p) = \frac{\omega(p) K_{pm} K_p K_{dp} [(T_p + T_{dp})p + 1]}{(T_p p + 1)\omega(p) K_{sh} (T_{dp} p + 1)(T_k p + 1)},$$

де K_{pm} , K_p , K_{dp} , K_{sh} – коефіцієнти передачі відповідно механічної передачі, процесу обробки, датчика потужності обробки, датчика швидкості електропривода подачі; T_p , T_{dp} , T_k – сталі часу відповідно процесу обробки, датчика потужності обробки і фільтру, який входить до складу СП, с.

В усталеному режимі вихідний сигнал СП чисельно дорівнює коефіцієнту K передачі ЕПП і ОК

$$u_{nz} = K_{pm} K_p K_{dp} K_{ep} = K, \quad (5)$$

де K_{ep} – коефіцієнти передачі електропривода подачі.

Сигнали на виході регулятора і датчика потужності: $u_{y1} = u_3 / u_{nz}$; $u_p = u_{y1} K$. З урахуванням (5) в усталеному режимі напруга датчика потужності u_p завжди дорівнює напрузі задання u_z потужності обробки, а сама потужність P_z – її заданому значенню P_{z3} .

Така система керування може бути реалізована на верстаті тільки за наявності регульованого електропривода головного руху. Якщо у приводі головного руху застосовано нерегульований асинхронний двигун з короткозамкнутим ротором і коробку швидкостей, під час обробки заготовки зміна частоти обертання шпинделя неможлива. В цьому випадку стабілізація потужності обробки відбувається тільки за рахунок зміни швидкості подачі. Така система має структуру, аналогічну наведеній на рис.1, але не містить ФП. Ця система при зміні збурюючої дії не забезпечує режим обробки, що відповідає вказаним вище лініям обмеження.

Дослідження роботи систем стабілізації потужності обробки при взаємозв'язаному керуванні електроприводами подачі і головного руху і при керуванні тільки електроприводом подачі виконано на математичній моделі за допомогою пакету програм Matlab-Simulink для випадку фрезерування дисковою пазовою фрезою з швидкоріжучої сталі Р6М5 пазу у заготовці з сталі, що на довжині 100 мм має змінний профіль, на якому глибина обробки змінюється від 10 до 30 мм. Графіки процесів у системі наведені у вигляді залежностей швидкості подачі S , частоти обертання фрези n , потужності різання P_z , глибини різання t_p від часу t (рис.2).

Як видно з графіків, обидві системи мають добре динамічні показники, а потужність обробки при зміні глибини t_p підтримується на заданому рівні P_{z3} без похибки. У розробленій системі при взаємозв'язаному керуванні швидкостями двох робочих рухів тривалість обробки ланки заготовки із змінним профілем складає 26,5 с (рис.2, а), а при керуванні тільки швидкістю подачі – 31,5 с (рис. 2, б). Тобто взаємозв'язане керування швидкостями робочих рухів дозволяє скоротити тривалість обробки на 18,8 %.

Для оцінки ефективності застосування запропонованої системи проведено розрахунок зміни показників (1) під час обробки. Порівняння графіків, що наведені на рис.3, свідчить, що при взаємозв'язаному керуванні робочими рухами верстата обробка відбувається при значенях показника продуктивності до 26 % більших, ніж під час обробки з керуванням тільки швидкістю подачі. Значення показника J_c збільшуються відповідно до 28 %, а показника J_e – до 26 %.

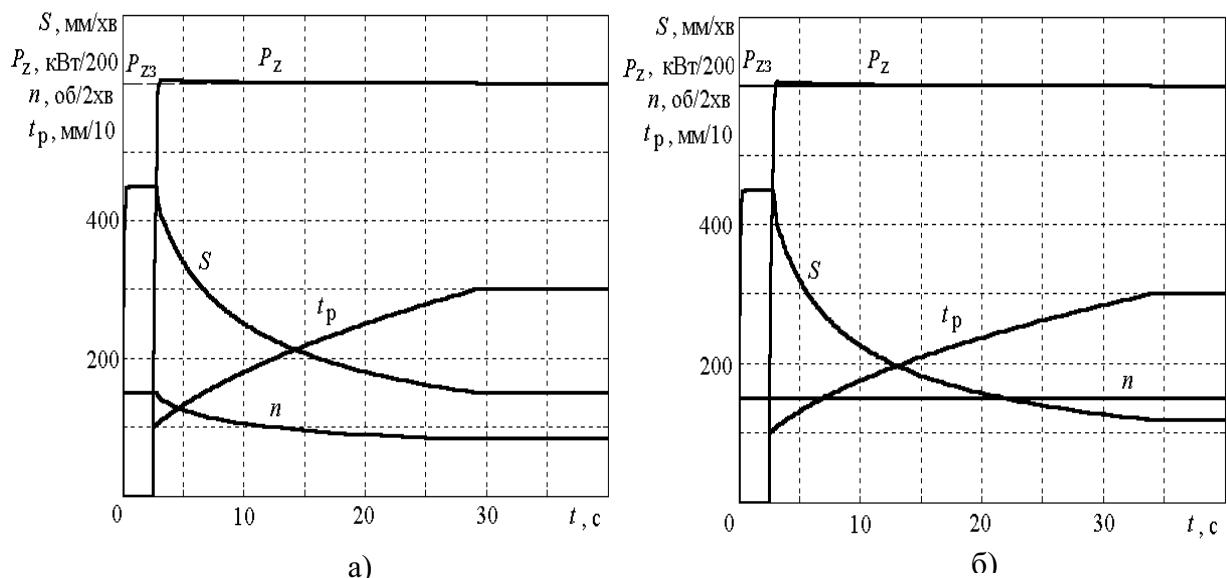


Рис. 2 Графіки процесів у системах з керуванням швидкістю подачі і частотою обертання фрези (а) і з керуванням тільки швидкістю подачі (б)

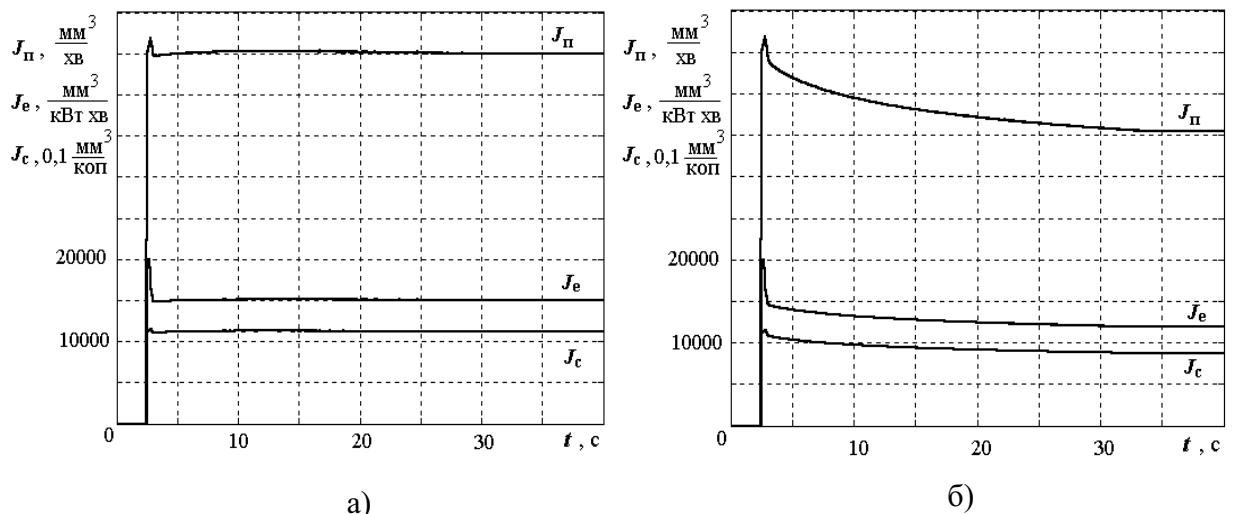


Рис. 3 Залежності показників ефективності від часу обробки у системах з керуванням швидкістю подачі і частотою обертання фрези (а) і з керуванням тільки швидкістю подачі (б)

Таким чином, проведене дослідження розробленої системи стабілізації потужності обробки з взаємозв'язаним керуванням швидкостями електроприводів робочих рухів свідчить про її працездатність і ефективність її застосування на фрезерних верстатах під час обробки заготовок із змінною величиною припуску. На відміну від багатоструктурної системи технічна реалізація регулятора у запропонованій системі є простою. У порівнянні з системою з керуванням однією швидкістю робочого руху система взаємозв'язаного керування забезпечує більш високу продуктивність обробки і зменшення питомого енергоспоживання верстата.

The system of feed and main motion electric drives of milling machine control for optimization of machining process is considered. The results of mathematical modelling of the system are presented. The efficiency of system application is estimated.

1. Водічев В.А. Адаптивна система управління процесом металообробки з параметричним зворотним зв'язком // Труды Одесского политехнического университета: Научный и производственно-практический сборник по техническим и естественным наукам. – Одесса, 2001. – Вып. 4 (16). – С.150 – 153.
2. Рубашкин И.Б., Алешин А.А. Микропроцессорное управление режимом металлообработки. – Л.: Машиностроение, 1989. – 160 с.
3. Шапарев Н.К. Расчет автоматизированных электроприводов систем управления металлообработкой. – К.: Лыбидь, 1992. – 172 с.
4. Водічев В.А. Аналіз критеріїв оптимізації технологічного процессу металообробки// Труды Одесского политехнического университета: Научный и производственно-практический сборник по техническим и естественным наукам. – Одесса, 2003. – Вып. 1 (19). – С. 153 – 156.
5. Справочник технолога-машиностроителя, В 2-х т.Т.2/ Под ред. А.Г. Косиловой и Р.К. Мещерякова. – М.: Машиностроение, 1986. – 496 с.

УДК 672.21.022:66-953

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ ТРАНСПОРТНО – СКЛАДСКАЯ СИСТЕМА В ТЕКСТИЛЬНОЙ И ЛЕГКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

В.А. Горохов

Резкое развитие информационной техники, в частности современных вычислительных средств, привело к реальной комплексной автоматизации производства, охватывающей разработку и внедрение средств автоматизации технологического и вспомогательного оборудования, транспортно – складских систем и организации производства.

Создание подобных производств с учетом внедрения специализированных роботехнических комплексов, новых технологических процессов, позволит снять проблему использования ручного труда в отрасли.

Целесообразность придания текстильной промышленности положение передовой отрасли служит опыт Японии и Тайваня, где в процессе выхода из кризиса это положение постепенно переместилось от текстильной до тяжёлой и химической, а затем до машиностроения. Поэтому сейчас главной задачей следует считать повышение эффективности использования существующего промышленного производства и применение новейших технологий.

Производственные процессы в текстильной и легкой промышленности сопровождаются процессами приёма, загрузки на склад, хранения, выгрузки, комплектации и выдачи сырья, готовой продукции, вспомогательных материалов и инструмента. В зависимости от сроков хранения, назначения и степени участия в производственном процессе можно выделить специальные централизованные (перевалочные) склады для равномерной работы производств, а также межцеховые и межоперационные склады, обеспечивающие непрерывность технологических процессов.

В состав автоматизированных складов входят технические средства зоны хранения грузов, включающие устройства хранения, накопительно – перегрузочные устройства, на которые груз доставляется транспортной системой (не входящей в состав склада), штабелирующее оборудование, обеспечивающее транспортировку грузов от устройств хранения до накопительно – перегрузочных устройств и обратно, и систему управления складом.

В автоматизированных складах (рис.1) устройства хранения оборудованы локальными системами автоматизации ЛСА, осуществляющими управление штабелирующими ШУ и накопительно – перегрузочными устройствами НПУ. В ЛСА входят локальные системы управления ЛСУ ШУ и НПУ, а также информационно – измерительные элементы склада, такие, как датчики внешней информации, установленные на устройствах хранения (сигнализирующие, например, о наличии тары в ячейке или её отсутствие), и датчики внутренней информации, регистрирующие положение подвижных элементов ШУ и НПУ (например, высоту подъёма штабелёра).

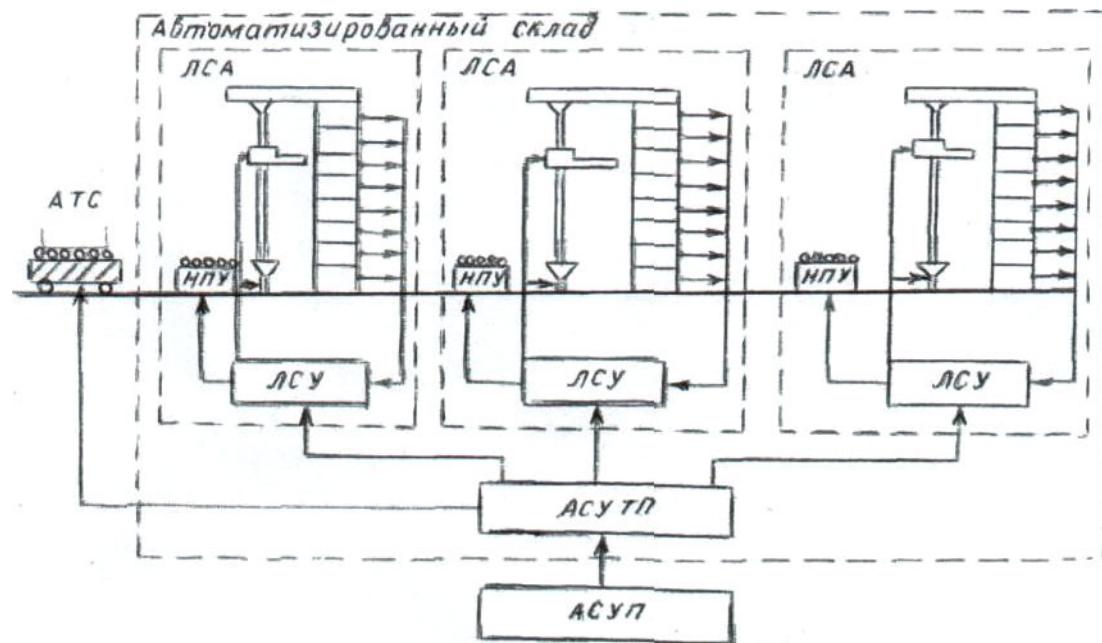


Рис.1 Автоматизированный склад

Причинами, требующими повышения степени гибкости АС в текстильной и легкой промышленности является все нерешенные общие причины:

- Большой ассортимент хранимых грузов, особенно в швейной и обувной промышленности с различными массогабаритными характеристиками (например, кипы сырья, рулоны ткани и фурнитуры и т.д.);
- Большое сочетание вариантов отбора грузов (паковки с нитями, цвет, расцветка ткани, одежды);

Устранение этих причин способствует к переходу к автоматизированным складам, где алгоритм автоматического поиска и адресования требуемого груза может легко меняться, где существует возможность изменения режимов управления ШУ и НПУ в зависимости от интенсивности транспортных потоков и интенсивности отказов оборудования, а также, например, от изменения времени пролежки различных полуфабрикатов (паковок с нитью, различной фурнитуры).

Складирование грузов в высотный стеллаж является наиболее приемлемой технологией складских работ в промышленности, благодаря которой обеспечивается лучшее использование пространства склада, оптимальные условия хранения грузов, полная механизация и автоматизация обработки грузовых единиц, автоматизация информационных процессов, создание необходимых условий для пожароизвещения и пожаротушения, что является немаловажным фактором в текстиле.

Центральным звеном в механизации и автоматизации транспортно - складских работ является кран - штабелер, который высвобождает от ручных операций при загрузке и выгрузке грузов и позволяет создать высокую степень автоматизации работ.

Наша задача заключается в том, чтобы спроектировать такую систему управления механизмами АТСС и всем складским хозяйством в целом, чтобы она обеспечивала;

- управление кранами - штабелерами;
- управление механизмами грузораспределительной линии; (ГРЛ);
- организацию учета и движения хранимых грузов в складе.

На рис. 2 представлена структурная схема системы управления АТСС ткацких навоев.

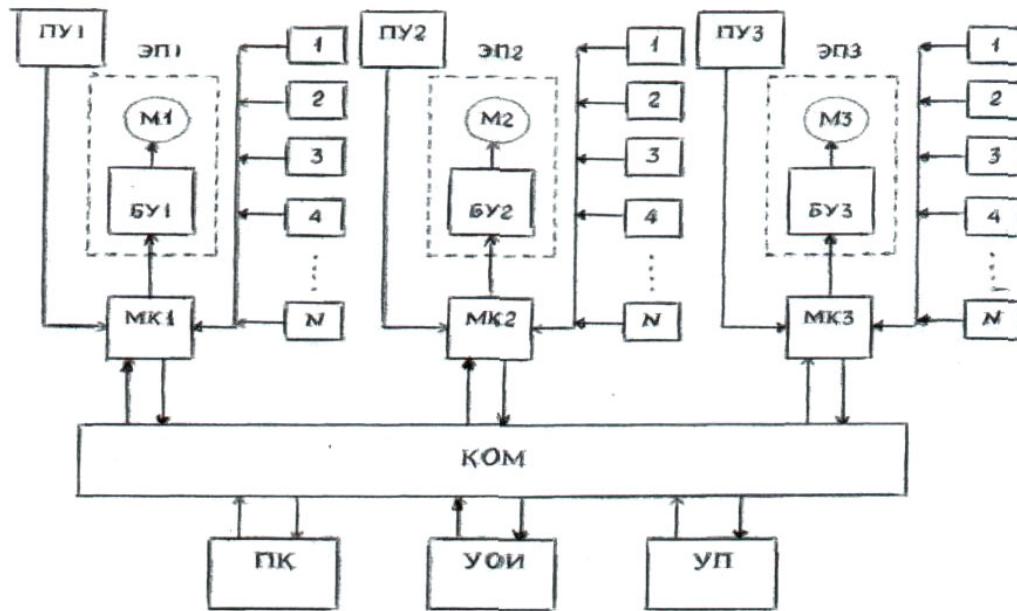


Рис. 2 Структурная схема системы управления АТСС ткацких навоев

Структурная схема включает в себя:

- а) 1,2,3,...n - датчики точного позиционирования;
- б) ЭП1... ЭП3 - электропривод крана - штабелера;
- в) М1... М3 - электродвигатель крана - штабелера;
- г) БУ1... БУЗ - блок управления электродвигателем крана штабелера;
- д) МК1... МК3 - бортовой микроконтроллер крана штабелера;
- е) КОМ - концентратор;
- ж) УП - устройство печати;
- з) УОИ - устройство отображения информации;
- и) ПК - персональный компьютер;
- к) ПУ1... ПУЗ - пульт управления.

Структурная схема управления АТСС в данном случае, представляет собой 3-х уровневую иерархическую структуру.

Первый уровень включает в себя управление механизмами ГРЛ, горизонтальным транспортом и кранами - штабелерами. Управление механизмами ГРЛ и горизонтальным транспортом осуществляется с помощью персональных компьютеров и программируемых микроконтроллеров. Связь персонального компьютера с управляющим компьютером обеспечивается коммуникационной сетью. Управление краном - штабелером обеспечивает переработку грузов в складе по заданной программе управляющим компьютером. Посредством его связи с ГРЛ, управление идентифицирует подлежащий складированию груз и проводит операцию, только если номер тары, в которую заключен груз, совпадает с номером, полученным от управляющего компьютера.

Система управления краном - штабелером может быть реализовано на базе одноплатного микроконтроллера и состоит из следующих основных частей:

- бортового микроконтроллера МК1...МК3; который осуществляет управление электроприводом ЭП1 и, при помощи датчиков 1,2,3.. и точного позиционирования, обрабатывает заданный адрес;
- пульта управления ПУ1... ПУЗ; пульт оснащен клавиатурой с 28 кнопками и 32 - буквенно-цифровым индикатором. В режиме оператор вводит заданный адрес и получает информацию о его отработке, а также о состоянии крана штабелера;
- координатных считывающих головок.

Правильная работа системы обеспечивается входными сигналами о следующих

состояниях:

- расположение поддона на грузонесущем устройстве и в стеллажной ячейке;
- положении телескопического захвата на грузонесущем устройстве;
- точном позиционировании в отношении стеллажной ячейки;
- сигналами координатной считающей головки, обеспечивающими ориентирование крана - штабелера в стеллажном проходе;
- сигналами, следящими за состоянием крана - штабелера.

В соответствии с введенной командой и состоянием входных сигналов, система выдает управляющие сигналы для:

- трехступенчатого управления движением в горизонтальном направлении;
- двухступенчатого управления движением в вертикальном направлении;
- управление телескопическим захватом на грузонесущем устройстве,
- управление точным позиционированием.

Второй уровень - это уровень коммуникационной сети. Связь с первым уровнем обеспечивает концентратор на базе ЭВМ, которая обслуживает микроконтроллеры МК1...МК3. Этот уровень осуществляет диалог с исполнительными звенями системы. Концентратор, получив заявку на обработку груза от компьютера, принимает на себя обязательство ее исполнения. Он управляет работой крана - штабелера по обслуживанию заявки и после ее исполнения информирует об этом компьютер третьего уровня. Таким образом, происходит ведение склада, т.е. компьютер располагает точными данными о содержании стеллажной зоны и места нахождения кранов - штабелеров.

Третий уровень структуры - это уровень персонального компьютера. Этот уровень решает глобальные задачи, связанные с принятием и обработкой заказов потребителей, управлением горизонтальной транспортной системой, оптимизацией движения крана - штабелера к заданной ячейке, изготовления списков хранимого груза на складе, контролем качества и временем хранения грузов на складе, связью с более высоким уровнем управления и т. д. Персональный компьютер хранит всю складскую наличность и в этой связи его надежное функционирование имеет огромное значение.

В результате приведенного анализа можно сделать заключение, что третий уровень структурной схемы представляет собой компьютерную сеть, работающую с базой данных.

The sharp development of information engineering, in particular of modern computing means, has resulted in real complex automation of manufacture covering development and introduction of means of automation technological and auxiliaries, transport - warehouse systems.

1. Ф.М. Плеханов, Е.Н. Житникова, А.Ф. Плеханов. –М.: Легпромбытиздат. 1991.-128с.

2. В.А. Климова. Роботехнические системы в текстильной и легкой промышленности. –М.: Легпромбытиздат. 1991.–312 с.

УПРАВЛЕНИЕ ШАГОВЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ В МИКРОШАГОВОМ РЕЖИМЕ, ОПТИМИЗАЦИЯ УПРАВЛЕНИЯ

Кихтенко Д.А.

Шаговые двигатели уже давно и успешно применяются в самых разнообразных устройствах. Их можно встретить в дисководах, принтерах, плоттерах, сканерах, факсах, а также в разнообразном промышленном и специальном оборудовании. В настоящее время выпускается множество различных типов шаговых двигателей способных удовлетворить любые запросы.

Одним из главных преимуществ шаговых двигателей является возможность осуществлять точное позиционирование и регулировку скорости без датчика связи. Однако это подходит только для систем, которые работают при малом ускорении и с относительно постоянной нагрузкой. В то же время системы с обратной связью способны работать с большими ускорениями и даже при переменном характере нагрузки. Если нагрузка шагового двигателя превысит его момент, то информация о положении ротора теряется и система требует базирования с помощью, например, концевого выключателя или другого датчика. Системы с обратной связью не имеют подобного недостатка [1].

Так как при работе шагового двигателя без обратной связи возможна потеря контроля положения (потеря шагов), на практике при осуществлении каждого шага ротор не сразу останавливается в новом положении равновесия. Избавится от этих явлений можно путем использования обратной связи и микрошагового режима. На рис.1 показаны перемещения ротора при работе в полношаговом и микрошаговом режимах.

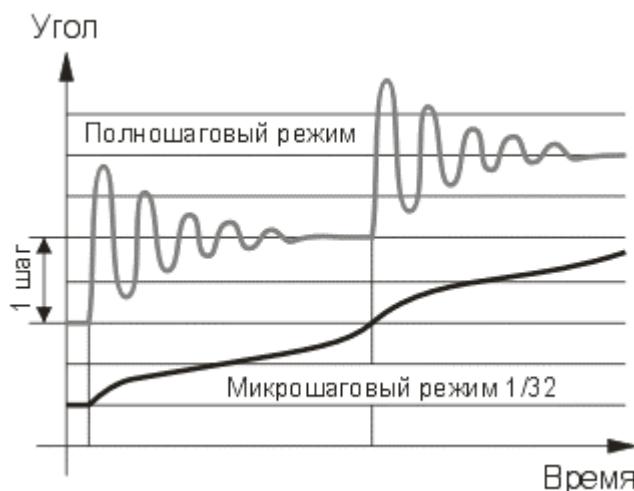


Рис.1 Перемещения ротора в полношаговом и микрошаговом режимах.

Микрошаговый режим обеспечивается путем получения поля статора, вращающегося более плавно, чем в полно - или полушаговом режимах. В результате обеспечиваются меньшие вибрации и практически бесшумная работа вплоть до нулевой частоты. К тому же меньший угол шага способен обеспечить более точное позиционирование. Микрошаговые режимы бывают от 1/3 полного шага до 1/32 и даже меньше, наиболее часто используют 1/4, 1/8, 1/16, 1/32 [1,4].

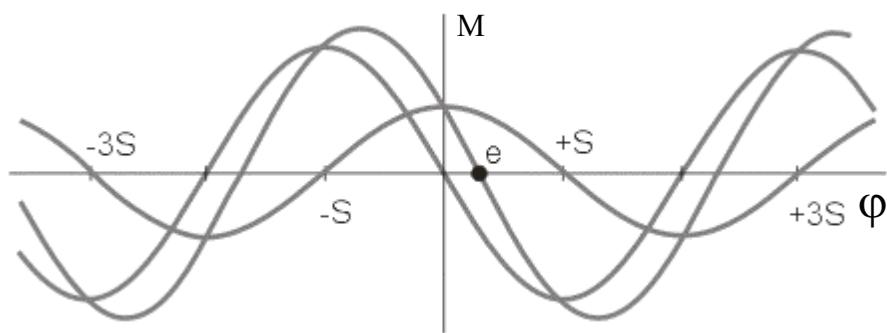


Рис.2. Зависимость момента от угла поворота ротора в случае разных значений тока фаз.

Чтобы получить нужное направление магнитного поля, необходимо выбрать правильное направление токов в катушках и правильное соотношение этих токов (рис. 2), результирующий момент будет

$$Th = (a^2 + b^2)^{0.5}, \quad (1)$$

а точка равновесия ротора сместится в точку

$$x = (S / (\pi/2)) \arctan(b/a) \quad (2)$$

где a и b – момент, создаваемый первой и второй фазой соответственно,

Th – результирующий момент удержания,

x – положение равновесия ротора в радианах,

S – угол шага в радианах.

Данные формулы верны только в том случае, если зависимость момента от угла поворота ротора синусоидальная и если ни одна часть магнитной цепи двигателя не насыщается.

Точка равновесия смещается, следовательно, ротор можно зафиксировать в любой произвольной позиции. Для этого необходимо соответственно установить отношение токов в фазах, таким образом, происходит реализация микрошагового режима. Результатом использования микрошагового режима является намного более плавное вращение ротора на низких частотах [1,4].

Современные микроконтроллеры, которые имеют встроенные ЦАП, можно использовать для реализации микрошагового режима вместо специальных контроллеров. Это позволяет сделать практически одинаковой стоимость оборудования для полношагового и микрошагового режимов.

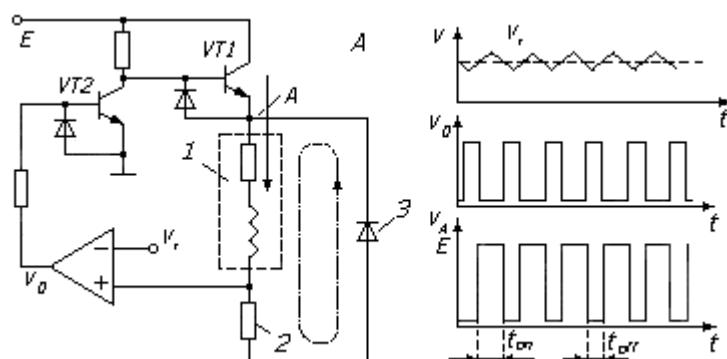


Рис. 3. Схема ШИМ и формы кривых напряжения:
1 - нагрузка; 2 - токоизмерительный резистор; 3 - диод обратного тока

Управление с помощью широтно-импульсной модуляции. Коммутатор с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) обеспечивает стабилизацию тока с незначительными потерями. Основная функция ШИМ коммутатора представлена на рис. 3 [1].

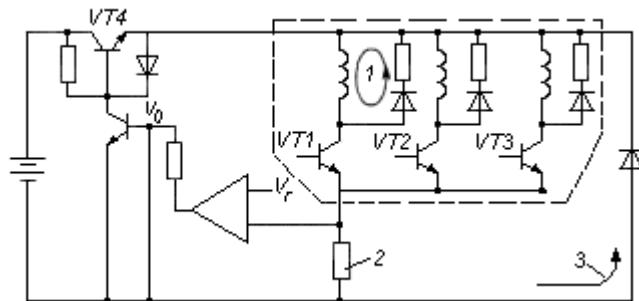


Рис. 4. Схема коммутатора типа ШИМ:

1 - циркуляционный ток после запирания VT1; 2 - датчик тока; 3 - ток после запирания VT4

Здесь индуктивная нагрузка, помещенная в пунктирный прямоугольник, представляет собой обычный коммутатор (рис. 4). Напряжение на датчике тока нагрузки сравнивается с эталонным, с помощью операционного усилителя с высоким коэффициентом усиления. Этalonное напряжение представляет собой сумму высокочастотной компоненты треугольной или синусоидальной формы и постоянной составляющей, с которой необходимо сравнить напряжение датчика.

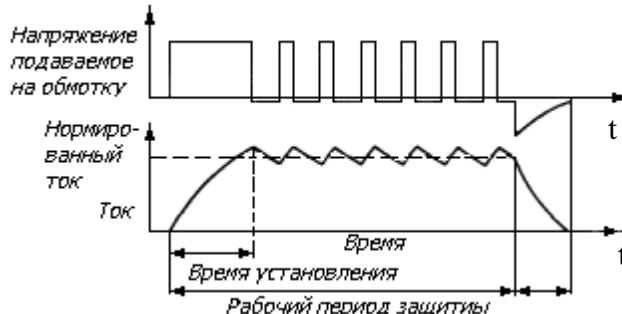


Рис. 5 Прямоугольная форма напряжения и форма кривой тока

Если постоянная компонента эталонного сигнала и напряжение датчика близки, то выходной сигнал усилителя будет иметь прямоугольную форму, как показано для V_0 на рис. 5[1].

Преимущества ШИМ или вибрационного управления заключается в единственном источнике питания, малых потерях мощности и автоматическом регулировании напряжения для управления при нормированном токе.

Для работы в прецизионных системах, где важным фактором является точность позиционирования целесообразно использовать гибридные шаговые двигатели. Наиболее распространенным гибридным шаговым двигателем является четырехфазный 200 – шаговый двигатель с углом шага 1.8° [1,4].

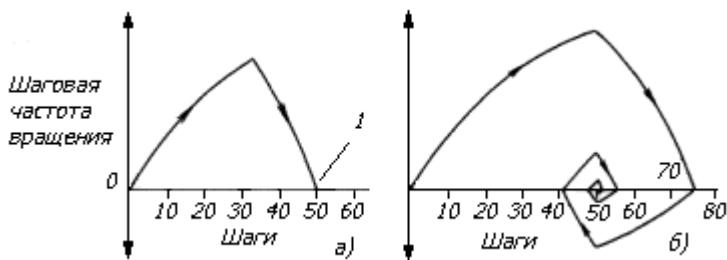


Рис. 6 Зависимости частоты вращения от положения:
а - удовлетворительная; б - неудовлетворительная; 1 - конечное положение

Задачи микроконтроллера. На рис. 6 показаны две зависимости частоты вращения от угла, построенные при управлении ШД с обратной связью. На рис. 6 а показан пример, в котором ШД запускается с требуемым углом коммутации, ускоряется при другом его значении и начинает торможение в момент, с которого частота вращения быстро уменьшается и становится равной нулю как раз в требуемом положении. Для запуска и ускорения использовали угол коммутации более 1 шага, а для торможения нулевой или отрицательный. На рис. 6 б представлен неудачный пример управления. Торможение начинается тогда, когда обнаружено конечное положение. Но двигатель не может остановится моментально и будет вращаться по инерции. Для приведения ротора в нужное положение он должен вращаться в обратном направлении с установлением соответствующего угла коммутации. Зависимость частоты вращения от углового положения ротора может быть колебательной, как показано на рис. 6 б [1,4].

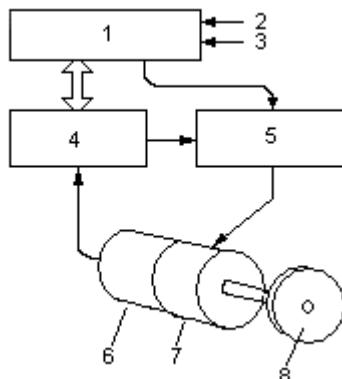


Рис. 7 Система управления с логическим блоком, вынесенным за микроконтроллер:
1 - микропроцессор; 2- команды управления; 3 - Программа обучения и выполнения; 4 - монитор; 5 - коммутатор и логический блок; 6 - датчик положения ротора; 7 - шаговый двигатель; 8 - нагрузка

Микроконтроллерная система здесь используется для определения наилучшего времени изменения углов коммутации. На рис. 7 показана схема системы, в которой логический блок вынесен за микроконтроллер. Сигнал позиционирования поступает в блок формирования сигнала, который управляет движением ротора и обменивается информацией с микроконтроллером. Сигнал позиционирования поступает в блок формирования сигнала, который управляет движением ротора и обменивается информацией с микроконтроллером. Математическое обеспечение должно быть организовано так, чтобы микроконтроллер определял лучшее время для изменения углов коммутации, основываясь на предыдущем опыте и текущих данных о положении и частоте вращения. Микроконтроллер, в конечном счете, после нескольких итераций будет находить оптимальное время изменения угла коммутаций [1,2].

Наиболее характерным качеством микроконтроллера является гибкость программирования. Преимущества микроконтроллера состоят также в том, что он позволяет осуществлять генерацию временных импульсов, управление логической последовательностью и выполнения функций входного контроллера. Более сложные способы регулирования частоты вращения могут быть реализованы при помощи программ для микроконтроллера [2,3].

При оптимизации работы в микрошаговом режиме системы управления можно использовать микроконтроллеры семейства PIC, ATMEL или другие с встроенным ЦАП.

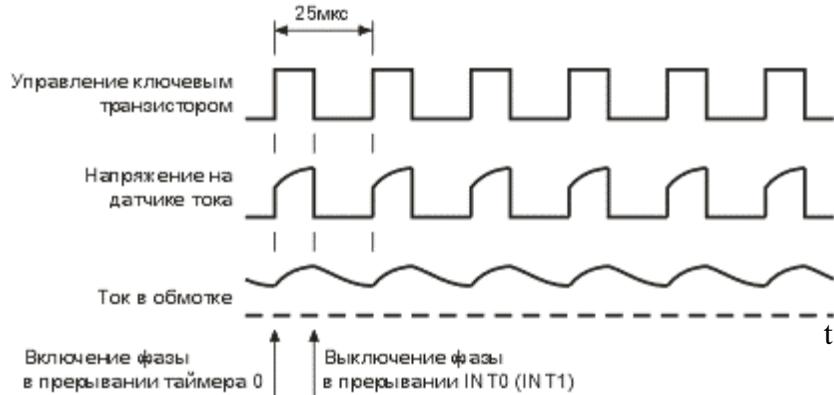


Рис. 8 Процесс ШИМ – стабилизации тока

Управление шаговым двигателем осуществляется на основе широтно-импульсной модуляции, при помощи которой ЦАП формирует синусоидальное опорное напряжение, которое подается на схему управления, выполненную на полевых транзисторах, где сигналы усиливаются и подаются на обмотки двигателя. Рисунок 8 [1,4].

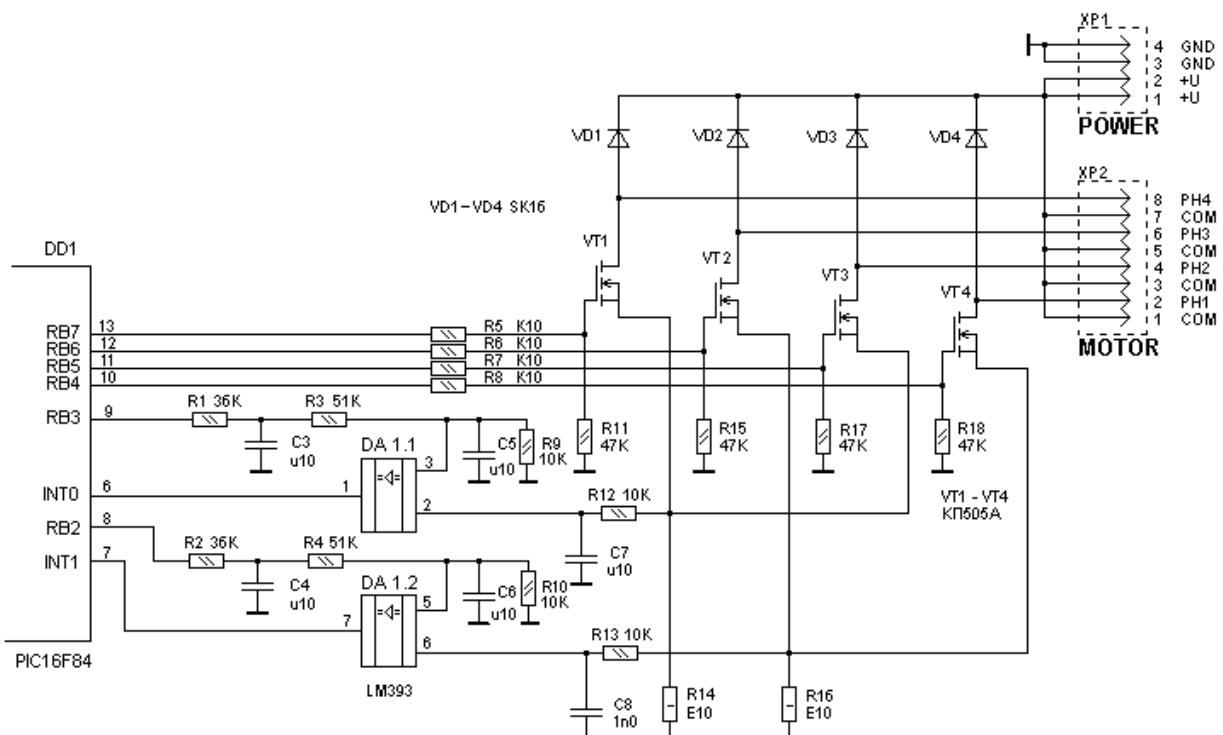


Рис. 9 Принципиальная схема контроллера

Выполнение шагов контролируется при помощи обратной связи, которая реализована на датчиках тока и компараторах. Датчики токов включаются в цепь истоков полевых транзисторов. Сигналы, снятые с датчиков тока, поступают на входы компараторов, на вторые входы компараторов подается опорное напряжение, сформированное микроконтроллером которое и определяет пиковый ток в обмотках шагового двигателя. Выходы компараторов подключаются к входам прерываний микроконтроллера. Рисунок 9 [2,3].

Основой устройства является микроконтроллер DD1. Сигналы управления обмотками двигателя формируются на портах PB4 – PB7. Для коммутации обмоток используются полевые транзисторы типа КП 505А (VT1 – VT4), чтобы транзисторы оставались закрытыми во время действия сигнала «сброс» микроконтроллера (порты в это время находятся в высокоимпедансном состоянии), между затворами и истоками включены резисторы R11, R14, R17, R18. Для ограничения тока перезарядки емкости затворов установлены резисторы R3, R6, R7, R8. В данном контроллере реализован медленный спад тока фаз, который обеспечивается шунтированием обмоток двигателя диодами VD1 – VD4. Для подключения шагового двигателя имеется восьмиконтактный разъем XP1, который позволяет подключить двигатель, имеющий два отдельных вывода от каждой обмотки [1,4].

Стабилизация тока осуществляется с помощью ШИМ, которая реализована программно. Для этого используются два датчика тока R15 и R16. Сигналы, снятые с датчиков тока, через ФНЧ R12 C5 и R13 C6 поступают на входы компараторов DA1.1 и DA1.2. ФНЧ предотвращают ложные срабатывания компараторов вследствие действия помех. На второй вход каждого компаратора подается опорное напряжение, которое и определяет пиковый ток в обмотках двигателя. Это напряжение формируется микроконтроллером. Для фильтрации сигнала ШИМ используются двухзвенные ФНЧ R1C1R4C3 и R2C2R5C4. Одновременно резисторы R1, R4, R9 и R2, R5, R10 образуют делители, которые задают масштаб регулировки токов фаз. Выходы компараторов подключены к выходам прерываний микроконтроллера INT 0 и INT 1. Алгоритм работы показан на рисунке 10. Основываясь на схеме стабилизации тока, программно реализована система контроля выполнения шагов, алгоритм подпрограммы изображен на рис. 11.

Подпрограмма выполняется непосредственно после проверки позиции, а также при переходе в микрошаговый режим. Таким образом, при проверке позиции происходит проверка всей системы в целом, в том числе и шагового двигателя. При переходе в микрошаговый режим производится контроль микрошагов, наличие потерянных шагов, при потере шага напряжение на входе компаратора не соответствует эталонному и подпрограмма дает команду на повтор шага. Если выполнение микрошага произошло в соответствии с программой, то выполняется следующий шаг, если второй раз произошла потеря шага то выдается команда STOP. В полношаговом и полушиаговом режимах подпрограмма не используется.

Данная методика предлагает вариант решения проблемы потери шагов при работе микроконтроллерной системы на шаговых двигателях без использования дорогостоящих датчиков положения.

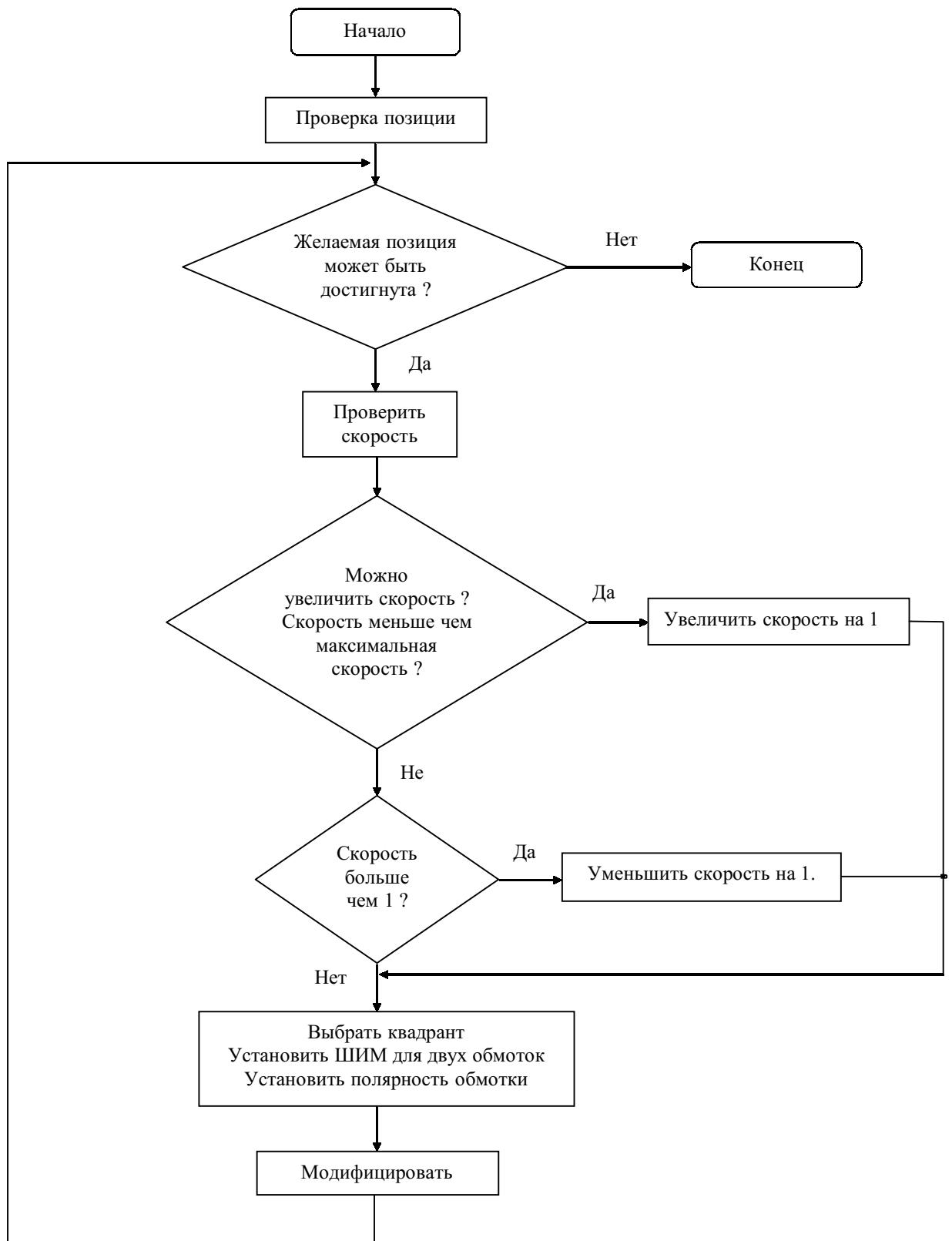


Рис. 10 Алгоритм работы программы управления ШД

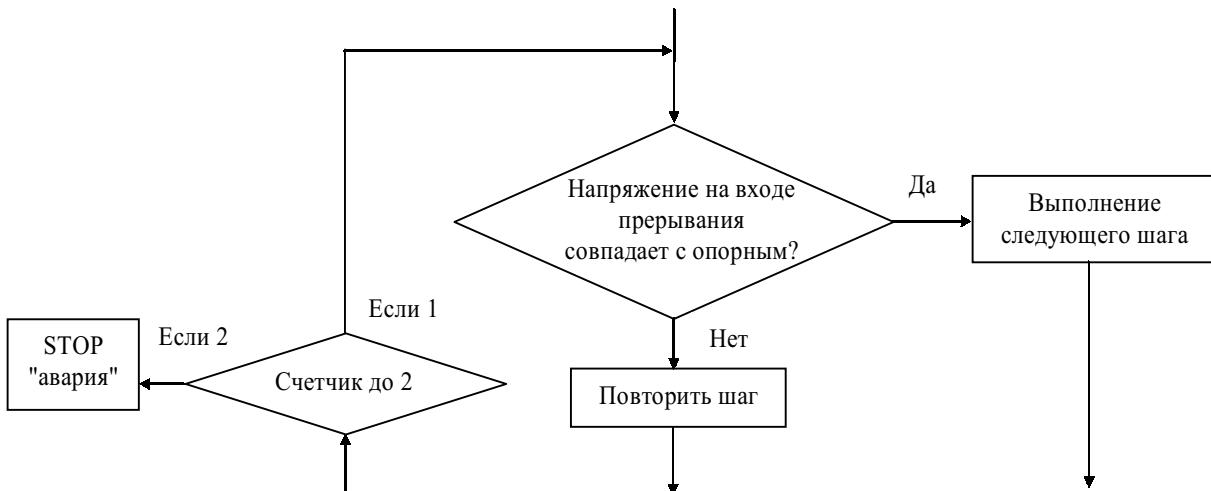


Рис. 11 Алгоритм подпрограммы контроля выполнения шагов

It was offered the variant of realization of decision of problem of loss of steps when functioning (working) an microcontroller of system on crossbar engines without use the sensors of position, with the help of additional checking the steps in microsteps mode.

1. Кенио Т. Шаговые двигатели и их микропроцессорные системы управления: Пер. с англ. - М.: Энергоатомиздат, 1987. -200с.
2. Микроконтроллеры. Выпуск 2. Однокристальные микроконтроллеры PIC12C5x, PIC12C6x, PIC16x8x, PIC1400, M16C/61/62. Перевод с англ. Б. Я. Прокопенко/Под ред. Б. Я. Прокопенко. - М.: ДОДЕКА. 2000. -336с.
3. On-line session on <http://www.microchip.ru>
4. On-line session on <http://www.telesys.ru>

УДК 621.362:621.383

ПОВЫШЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ КРЕМНИЕВЫХ ФОТОЭЛЕКТРОННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ МЕТОДОМ ЛАЗЕРНОЙ ГРАВИРОВКИ

Крапивко Г.И., Хлопёнова И.А.

В настоящее время в исследовательских работах все больше внимание уделяется разработке высокоэффективных солнечных элементов на основе А3В5. Такие солнечные элементы имеют более высокие параметры по сравнению с кремниевыми солнечными элементами, но их стоимость значительно выше. Поэтому продолжается разработка новых видов солнечных элементов на основе кремния.

Использование недорогих кремниевых элементов имеет важное значение в связи с расширением применения их на Земле. Солнечное излучение представляет собой практически неисчерпаемый источник энергии. Оно поступает во все уголки Земли и находится "под рукой" у любого потребителя. Эффективность преобразования солнечной энергии в электрическую определяется качеством солнечных элементов. Однако получение высокоэффективных фотоэлектрических преобразователей (ФЭП) солнечного излучения невозможно без разработки методик их изготовления.

В ближайшие несколько лет средняя эффективность массово выпускаемых солнечных модулей превысит по всей вероятности 15%, а следующим ориентиром станет 16-18% в модуле. Достижение столь высокой эффективности предполагает наличие у ФЭП тока короткого замыкания (к.з.) не менее 33-34 мА/см² (AM 1,5). Даже при имеющейся тенденции использовать в качестве подложек кремний высокого качества с диффузионной длиной неравновесных носителей заряда (н.н.з.) > 400 мкм, необходимо использовать все резервы для увеличения эффективности.

Для повышения эффективности ФЭП солнечной энергии широко применяется операция текстурирования, заключающаяся в формировании на их поверхности (фронтальной или тыльной) геометрического рельефа. При этом существенно (до единиц процентов) уменьшается коэффициент отражения света от поверхности прибора, более эффективно используется инфракрасная часть солнечного спектра за счет увеличения длины пробега длинноволновых фотонов в базовой области, снижаются рекомбинационные потери вследствие уменьшения толщины базы и др.[1].

Слабоотражающие (или антиотражающие) поверхности полупроводников и диэлектриков являются предметом интереса физиков в течение более 50 последних лет в связи с их практическими применениями в солнечных элементах и фотоприемниках, лазерах и др. Это достигается несколькими способами:

- нанесением на плоскую поверхность однородной по толщине и плоскости диэлектрической пленки, когда подбором толщины и показателя преломления можно добиться интерференционного подавления отражения света (просветляющие покрытия типа $\lambda/4$) [2]; когда же покрытие толстое, то отражение света от двух его границ раздела некогерентно и полное отражение является суммой отражений, причем путем разделения покрытия на два слоя достигается уменьшение разрыва показателя преломления и соответствующее снижение отражения по сравнению с исходной чистой поверхностью, к тому же почти не зависящие от длины волны света λ ;

- созданием спонтанного хаотического микрорельефа поверхности с глубиной $\sigma \gg \lambda$, когда вследствие многократных отражений свет не выходит наружу, а захватывается в полупроводнике [3]; эффект значительно усиливается при нанесении на микрорельеф прозрачного покрытия, сглаживающего скачок показателя преломления на границе раздела;

- созданием периодического микрорельефа с периодом $D \gg \lambda$ на проводящем (обычно металлическом) электроде с последующим нанесением на него одно- или многослойных диэлектрических покрытий, когда подавление отражения достигается вследствие многолучевой дифракции света на фазовой дифракционной решетке [4];

- созданием на поверхности полупроводника слоя пористого материала того же состава, который имеет пониженный коэффициент преломления, т.е. обладает просветляющим действием.

Для уменьшения потерь света вследствие отражения его в ФЭП и придания поверхности свойств спектральной селективности в фототермических преобразователях используются различные типы случайных шероховатостей, а также направленно текстурированных шероховатостей различной формы. Наиболее распространенные следующие типы микрорельефов:

- 4-гранные пирамиды;
- перевернутые (инвертированные) пирамиды;
- V - образные канавки различных форм;
- усеченные пирамиды;
- дендритные и другие более сложные формы.

В приближении геометрической оптики после n - отражений коэффициент поглощения увеличивается, т.е.

$$\alpha_n = (1 - R^n) = 1 - (1 - \alpha)^n \quad (1)$$

и оптические потери могут быть снижены до 1 - 2 %. Особенно эффективным при этом оказывается дополнение такого текстурирования поверхности последующим осаждением прозрачной диэлектрической пленки (Al_2O_3 , CeO_2 , Na_3AlF_6 , In_2O_3 , MgF_2 , SiO , SiO_2 , TiO_2 , SnO_2 , ZnO и др.). Здесь следует особенно подчеркнуть, что таким способом гораздо проще получить предельно низкие значения коэффициента отражения. Для получения отражения Si (1 – 2) % в спектральном диапазоне $\lambda = (0.4 - 1.1)$ мкм необходимо 5-слойное просветляющее покрытие, состоящее из слоев $\text{TiO}_2 + \text{CeO}_2 + \text{ZnO} + \text{SiO} + \text{Al}_2\text{O}_3$. Этого же можно достичь, применив текстурирование поверхности и однослойным покрытием, например, оксидом SiO. Лишь само текстурирование Si способом анизотропного химического травления с образованием пирамид уменьшает отражение с 35 % до ~20 % и меньше, что соответственно повышает фототок короткого замыкания ФЭП [5, 6] и его КПД в Si до ~17 %. Наивысшее значение КПД в Si ~ 24.2 % было достигнуто с рельефом в виде перевернутых пирамид [7]. Падающее излучение преимущественно попадает на их боковые поверхности и направляется в объем ФЭП. При этом пирамиды покрываются слоем оксида оптимальной толщины. Внутри ФЭП не поглощенная часть излучения достигает тыльной поверхности и отражается специальным отражателем, образованным слоем оксида, покрытого пленкой алюминия. Отраженный свет падает на поверхность пирамид на фронтальной поверхности и в зависимости от угла падения делится примерно пополам на два потока - один внутрь базы, а второй выходит наружу. Такая конструкция ФЭП, называемая PERL (passivated emitter and rear locally diffused), увеличивает путь солнечного луча в базе, до 30 раз превышающий ее толщину (рис. 1). Это сдвигает максимум поглощения в длинноволновую область к $\lambda_m = 1.02$ мкм и приводит к фоточувствительности 0.75 А/Вт, так что КПД преобразования монохроматического излучения становится выше 45 % [8].

Классификация основных модификаций микрорельефа по габитусу и технологии получения подразделяют на поверхности вогнутого направленно-профилированного микрорельефа и поверхности выпуклого "спонтанного" микрорельефа.

Специфика получения вогнутого микрорельефа на Si (100) описана в [9]. Она включает локальное маскирование поверхности (100) и удаление материала в анизотропном травителе вдоль (100). Конечным полиэдром травления является четырехугольная пирамида с боковыми гранями (111) и углом при вершине равном углу

между плоскостями (111), т.е. $70,5^\circ$. Кромки локальной маски могут быть расположены традиционно (вдоль (110)) и вдоль направлений (320), (210), (310), (100).

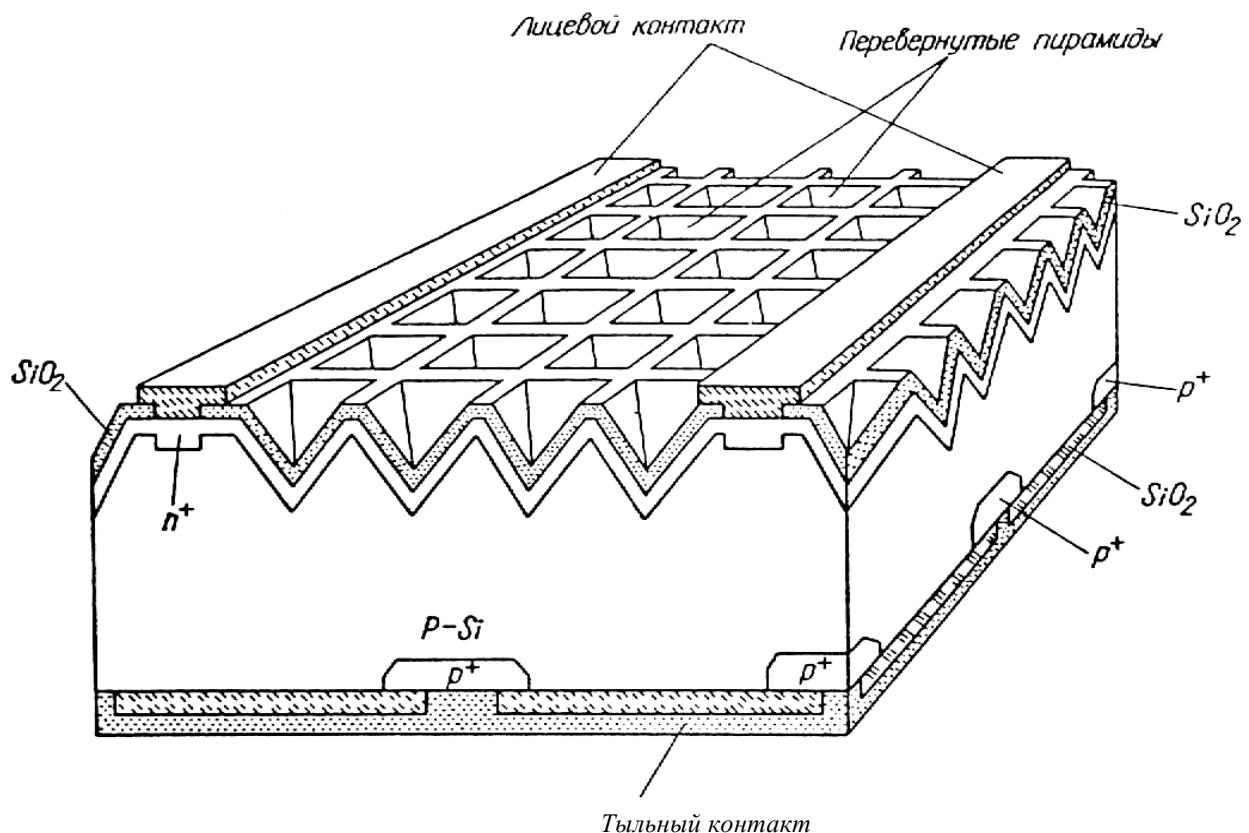


Рис.1 Монокристаллический кремний типа PERL - ячейки.

При этом габитус сохраняется, но размер стороны основания полиэдра увеличивается в $(\sin\alpha + \cos\alpha)$ раз, где α - угол разориентации от (110).

Пример вогнутого направленно-профилированного микрорельефа на Si (100), ориентированный стороной по (110), показан на рис.2, а.

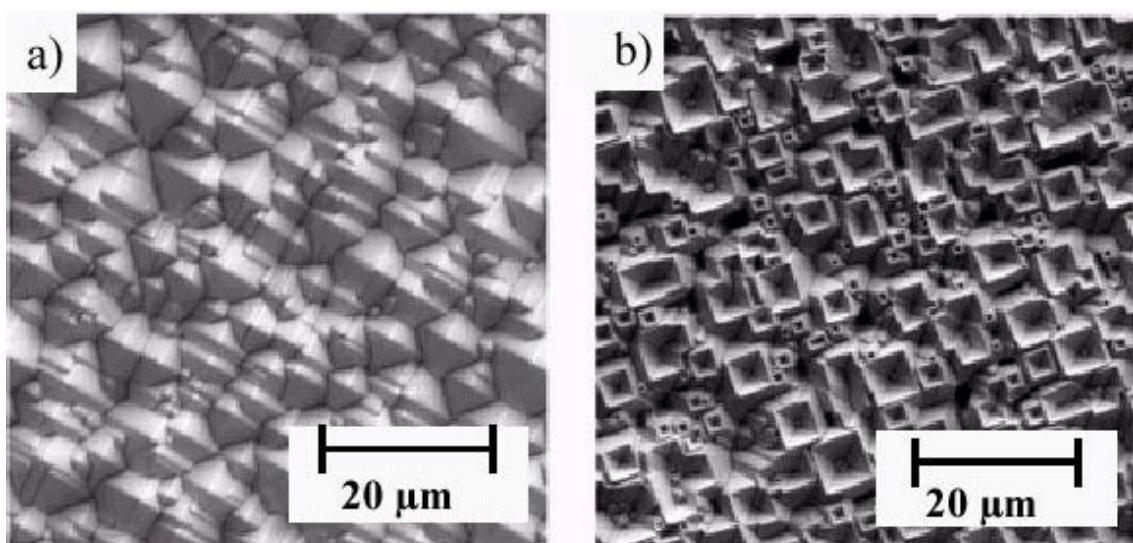


Рис.2 Микрорельефные поверхности кремния (100):
а - вогнутый направленно-профилированный микрорельеф;
б - выпуклый "спонтанный" микрорельеф.

Этот микрорельеф представляет собой микровыступы, габитус которых изменяется от конуса до полиздральной пирамиды. Пример выпуклого микрорельефа иллюстрируется рис.2, б. При этом на Si (100) преобладают четырехугольные пирамиды с боковыми гранями (111). Поскольку при получении этой модификации микрорельефа очевидна корреляция между составом травителя, его температурой, временем травления, с одной стороны, и плотностью, размером, формой микровыступов, с другой стороны, выяснение механизма, посредством которого происходит образование такого микрорельефа, требует детального рассмотрения. Мы ограничимся лишь некоторыми замечаниями.

По нашим наблюдениям такой микрорельеф реализуется с максимальной скоростью, если анизотропный травитель наряду со свойствами кристаллографической избирательности позволяет выявлять структурно-химические градиенты. Тогда такой неоднородный участок, возможно, включение легирующей примеси или соединения, состоящего из матрицы и легирующей примеси, может выполнять роль маскирующего покрытия или являться преимущественным местом образования окисных островков, которые выполняют роль зародышей выпуклых фигур травления [9].

Механическая поверхностная текстуризация ведет к уменьшению коэффициента отражения, увеличенному заманиванию в ловушку света и увеличению вероятности аккумуляции носителей. Прежде всего, метод структурирования открывает многочисленные возможности новых концепций солнечных элементов. Для оценки потенциала исследований этих простых исследовательских концепций были выполнены механические односторонние текстурированные кремниевые солнечные элементы. Были обработаны три различных основных типа элементов, каждый из которых подвергся своей собственной технике металлизации. V образный желобковый элемент с новой SAP (МУФ) * SAFE (МУРН) схемой металлизации, т.е. поверхностью угловой фотолитографии (МУФ) и поверхностью угловым реберным напылением (МУРН). Другой V образный желобковый элемент представляет собой пластину с усеченными возвышеностями, для которой использован стандартный адаптированный шаг фотолитографии (ASP). Третий тип - тыловая сторона текстурированного элемента с плоской передней стороной. Местный тыловой контакт сформирован, применяя местную SAP, чтобы открыть окись на тыльной стороне и использовать стандартную фотолитографию (SP) для окиси передней стороны. Результаты механического V - текстурирования элементов (на плавающих зонах кремния) с SAP * SAFE металлизацией показывают эффективность $n = 19.8\%$ ($V_{oc} = 675$ мВ, $J_{sc} = 37.7$ мА/см 2 , FF = 77.7%, площадь элемента = 4 см 2) и элемента с ASP эффективность $n = 20.1\%$ ($V_{oc} = 671$ мВ $J_{sc} = 37.1$ мА/см 2 , FF = 80.7%, площадь элемента = 4 см 2). Для сравнения, плоские подложки достигли эффективности $n = 17.8\%$ ($V_{oc} = 677$ мВ $J_{sc} = 32.2$ мА/см 2 , FF = 81.2%, площадь элемента = 4 см 2).

Механическая поверхностная текстуризация ведет к сокращению отражательной способности элемента, усовершенствование улавливания света и увеличения вероятности аккумуляции носителей. Между тем, наиболее важный механический метод структурирования открывает многочисленные возможности новых концепций элемента подобно LOPE элементов [10], MECOR элементов [11], LAMELLA элементов [12] (рис.3), POWER элементов [13] или OECO элементов [14]. Все эти концепции кроме ОЕСО элементов исследованы в Университете Konstans.

MECOR и концепции элемента POWER основаны на механическом текстурировании обеих сторон. В случае POWER углубления на передней и тыловой стороне главным образом поликристаллических подложек перпендикулярны друг другу, в то время как на MECOR элементах параллельная ориентация структуры на передней и тыловой стороне избираются. Для MECOR элементов в отличие от

элементов POWER плавающие кремниевые зоны структуры разветвлены, но концепция также подходит для кремниевых подложек с коротким временем жизни носителей. В этом случае обе концепции используют короткие расстояния от любого места генерации носителей заряда к эммитирующему региону. Односторонние текстурированные элементы позволяют разделить эффекты, связанные с фронтальной стороной и теми, которые возникают в тыловой текстуре. Две главных структуры были исследованы, ведя к двум различным типам металлизации передней стороны. Один подход оставляет плату для металлических пальцев сетки, а другой формирует более высокие V - углубления для поверхностноуглового напыления.

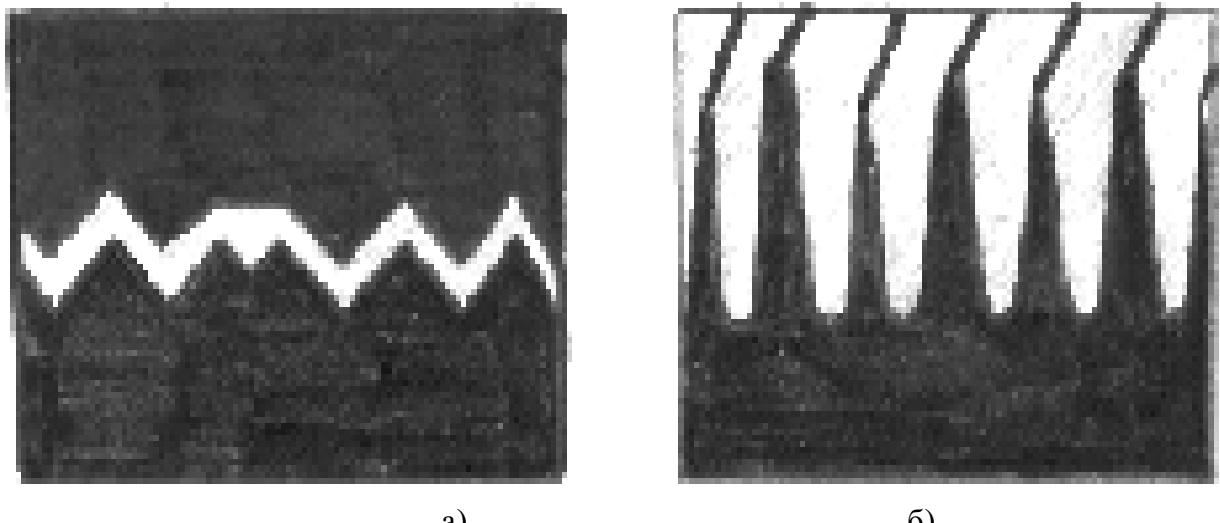


Рис.3 Новые концепции солнечных элементов, полагающиеся на механическую текстуризацию:
а - MECOR концепция элементов;
б - LAMELLA концепция элементов.

Для формирования V - углубления на передней и тыловой сторонах 250 мкм подложки была использована пила с лезвием с 35° или 60° наконечников. Режущая глубина была около половины толщины подложки для SAP*SAFE металлизированных элементов, но только 80 мкм для элементов с усеченными поверхностями. Повреждение в 4 мкм травится в кислом растворе (HNO_3 , CH_3COOH , HF). После чистки пластина подвергается тепловому окислению, чтобы маскировать ее для последующей поверхностной эммиторной диффузии. Вторая тепловая окись служит как поверхностная пассивация и однослойное антирефлексионное покрытие (SL-ARC), открыта локально на тыловой стороне. Передний контакт стороны сформирован посредством SAP*SAFE или по стандартной фотолитографии, которая приспособлена к специальным ограничениям для поверхности с глубокими углублениями (ASP). В последствии на передний контакт напыляется Ti/Pd/Ag посредством SAFE техники или традиционно. Al-тыловой контакт - термальное напыление.

Механическое V – текстурирование также ведет к уменьшению коэффициента отражения поверхности. Оно производится с использованием машины наносящей на пластину сетку с пилообразным лезвием.

Все выше указанные методы как химические так и механические имеют ряд особенностей и недостатков. Предлагаемый метод лазерной гравировки основывается на эффективном изменении кристаллической решетки на стадии формирования кремниевой подложки примерно на середине границы раздела фаз (рис

4). Существенное преимущество состоит в том, что для прожигания кремния в твердой фазе необходим лазер с импульсной мощностью $10^7\text{-}10^9 \text{ Вт}\cdot\text{см}^2$. В данном случае мощность может быть существенно ограничена.



Рис.4 График температурного режима при формировании кремниевой подложки

Для осуществления поставленной задачи была создана лабораторная установка для получения текстурированной поверхности методом лазерной гравировки на основе аппарата формирования кремниевых пластин методом Степанова (рис.5), с использованием квантовых генераторов с импульсной мощностью гораздо менее вышеприведённой.

Технология текстурирования заключается в модулированном прожиге структуры, которая дает возможность получить самые сложные формы поверхности монокристалла кремния, включая усеченные перевернутые пирамиды с отклонением осей от вертикали и с КПД более 23%.

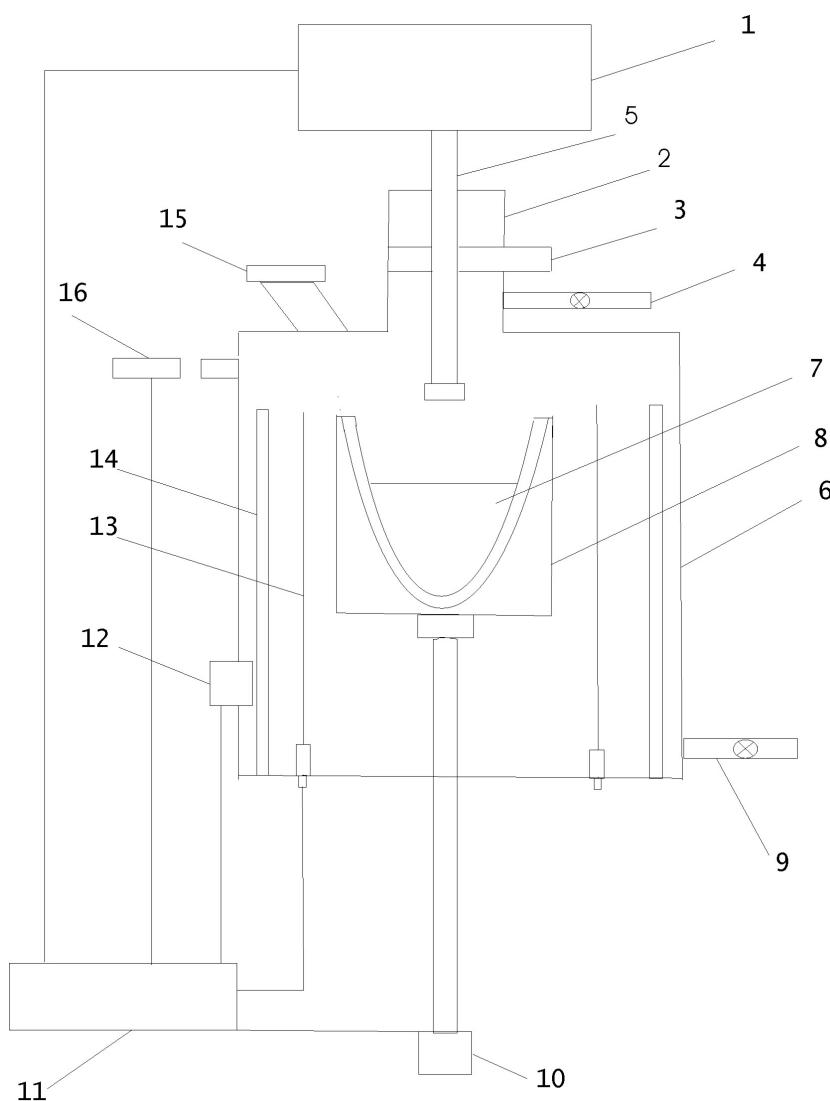


Рис.5 Схема установки для выращивания кристаллов методом Степанова

- 1 - затравочный шток;
- 2 - верхний кожух;
- 3 - изолирующий клапан;
- 4 - газовый вход;
- 5 - держатель затравки и затравка;
- 6 - камера высокотемпературной зоны;
- 7 – расплав;
- 8 – тигель;
- 9 - вакуумный насос;
- 10 - устройство вращения и подъема тигля;
- 11 - система контроля и источник энергии;
- 12 - датчик температуры;
- 13 – нагреватель;
- 14 – изоляция;
- 15 - смотровое окно;
- 16 – лазер.

The method of laser engravement, which is based on the efficient transforming of the crystal trellis during the process of formation of the engraved surface of the silicon crystal, has been put into life. It has been proved that the process of burning silicon in the transitional phase needs a laser with the impulse power much lower than for burning solid silicon; this procedure results the formation of many complicated forms of surface of this structure with the efficiency of more than 23 percent.

1. Горбань А.П., Костылев П.В., Николин И.Б., Серба А.А., Черненко В.В. Фотоэлектрические и электрофизические характеристики системы Si - SiO₂ с текстурированной поверхностью // Оптоэлектроника и полупроводниковая техника. - 1993. - Вып. 25.
2. Дмитрук Н.Л., Мамонтова И.Б. Фотоэлектрические преобразователи (ФП) солнечного излучения с текстурированной поверхностью // Оптоэлектроника и полупроводниковая техника. - 2000. - Вып. 35.
3. Колтун М.М. Селективные оптические покрытия преобразователей солнечной энергии. - М.: Наука, 1979.
4. Yablonovitch E. Statistical ray optics // J. Opt. Soc. Am. - 1982. - 72, N 7. - P. 899 - 907.
5. Glytsis E.N., Gaylord T.K. Antireflection surface structure: dielectric layer(s) over a high spatial-frequency surface-relief grating on a lossy substrate // Appl. Opt. - 1988. - 27, N 20. - P. 4288 - 4303.
6. The comsat non-reflective silicon solar cell: a second generation improved cell / J. Haynos, J. Allison, R. Arndtm, A. Mendelenberg // Proc. Int. Conf. on Photovoltaic Power Generation. - Hamburg, 1974. - P. 487 - 490.
7. Optical properties of the COMSATnon-reflective cell / R.A. Arndt, J.F. Allison, J.G. Haynos, A. Jr. Menlenberg // Proc. of the 11th IEEE Photovoltaic Specialists Conf. - New York, 1975. - P. 40 - 47.
8. Green M.A. Silicon solar cells: evolution, high efficiency design and efficiency enhancements // Semicond. Sci. and Technol. - 1993. - 8, N 1. - P. 1 - 12.
9. Горбач Т.Я., Матвеева Л.А., Свечников С.В. Отражательная способность микрорельефных поверхностей кремния и германия // Оптоэлектроника и полупроводниковая техника. - 1983. - Вып. 4.
10. B. Terheiden, P. Fath, G. Willeke, F. Bucher: The LOPE (Local point contact and shallow angle evaporation) Silicon Solar Cell // Proc. 14th EPVSEC, Barcelona, 1997, P. 1436 - 1439.
11. B. Terheiden, P. Fath, F. Bucher: The MECOR (Mechanically corrugated) Silicon Solar Cell Cncept. 28th IEEE PVSC, Sept. 2000, Anchorage, Alaska, P. 399 - 402.
12. B. Terheiden, G. Hahn P. Fath, F. Bucher: The LAMELLA Silicon Solar Cell. Proc. 16th EPVSEC, Glazgow, 2000, 1377 - 1380.
13. P. Fath, S. Keller, A. Boueke, R. Klihn, E. Bucher: Progress in the HighVo and POWER Solar Cell, 28th IEEE PVSC, Sept. 2000, Anchorage, Alaska, 335 - 338.
14. Metz, R. Hesel: The Easy-to Fabricate 20% Efficient Large Area Silicon Solar Cell. Techn. Digest of Intern. PVSEC, Sapporo, Japan, 1999, p. 587 - 588.

УДК 681.586.773

**ПРИМЕНЕНИЕ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ
В СИСТЕМЕ КОНДИЦИОНИРОВАНИЯ ВОЗДУХА
СУДОВЫХ СИСТЕМ МИКРОКЛИМАТА**

Никольский В.В., Цюпко Ю.М.

Важное место в обеспечении нормальных условий работы экипажа судна занимают вопросы создания микроклимата и, в частности, кондиционирования воздуха. Так взаимодействие функциональных систем в организме осуществляется на основе принципов иерархического доминирования, мультипареметрического и последовательного взаимодействия, системогенеза и системного квантования процессов жизнедеятельности. Принцип последовательного взаимодействия функционально различных систем в организме человека отчетливо проявляется в континууме процессов кровообращения, пищеварения, дыхания, выделения и т. д. Для описания терморегуляции в организме человека, осуществляющей гомеостатическими механизмами, такими как потоотделение $Q_i(t_{об})$, тепловое сопротивление одежды $R_{од}(t_c, S)$, теплопередача сред и оболочки $K_o(S)$ и теплопродукция $M_T(H_T)$, были получены передаточные функции [1, 2].

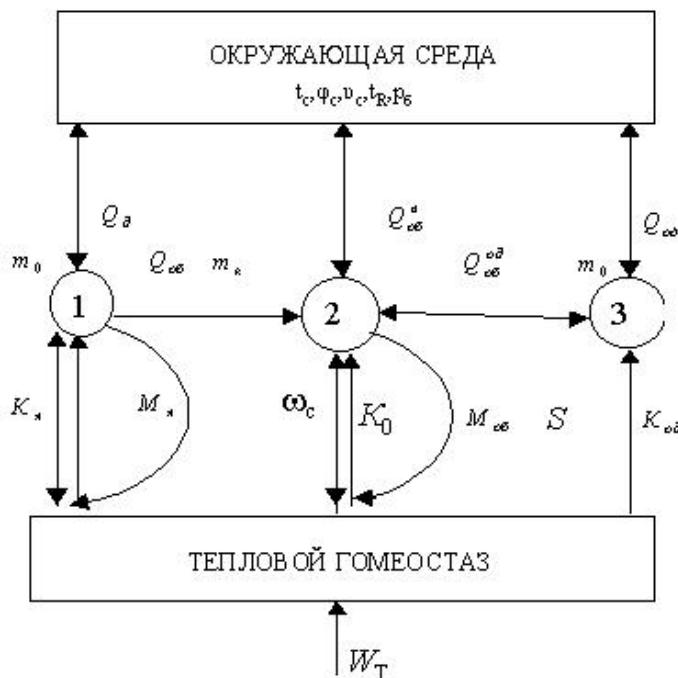


Рис. 1 Условно принятая схема распределения энергии в организме человека для записи уравнений теплового баланса

Считая, что все динамические характеристики организма человека зависят только от времени, для рассматриваемого объекта и промежутка времени $d\tau$ уравнения теплового баланса каждой точки запишем в виде:

$$\begin{cases} c_a d(m_a t_a) = (M_a - Q_d - Q_{ob}) d\tau, \\ c_k d(m_k t_{ob}) = (Q_{ob} + M_{ob} - Q_{ob}^b - Q_{ob}^{od}) d\tau, \\ c_o d(m_o t_{od}) = (Q_{od}^{od} - Q_{od}^p - Q_{od}^h) d\tau, \end{cases}$$

где c_y , c_k , c_o - теплоемкость ядра, кожи (оболочки) и одежды, $\text{Дж}\cdot\text{кг}^{-1}\cdot\text{К}^{-1}$; m_y , m_k , m_o - масса ядра, кожи и одежды, кг; t_y , t_k , t_{od} - температура ядра, кожи и одежды; M_y , M_{ob} - теплопродукция внутренних источников ядра и кожи (оболочки), кВт; Q_{od}^{bh} - тепловой поток от оболочки тела к одежде, кВт; Q_{od}^p , Q_{od}^k - радиационный и конвективный тепловые потоки через одежду, кВт; Q_{ob} - тепловой поток от ядра к коже, кВт; Q_{ob}^b , Q_{ob}^{od} - тепловые потоки к поверхности кожи от одежды и окружающей среды, кВт; Q_d - тепловой поток в окружающую среду через органы дыхания, кВт; Q_{ob}^p - радиационный поток с поверхности одежды, кВт; Q_{od}^h - суммарный тепловой поток (конвенция и испарения с поверхности одежды), кВт.

Из уравнения теплового баланса следует, что для выбора параметров микроклимата, необходимо производить измерения следующих параметров: влажности, давления, температуры, химического состава и скорости воздушного потока. В настоящее время к применяемым датчикам предъявляются следующие требования: высокая надежность в эксплуатации, низкая себестоимость, высокая чувствительность и унифицированность. Всем этим требованиям удовлетворяют пьезоэлектрические датчики. В [3] рассматривается ультразвуковой пьезотрансформаторный датчик влажности. В [4] - датчики давления и температуры, в [5, 6] – датчики для определения химического состава газа. Основным элементом этих датчиков является биморфная пластина, обладающая максимальной чувствительностью по сравнению с монопластинами. Кроме того, научным коллективом под руководством д.т.н. В.М. Шарапова проведен ряд работ по линеаризации АЧХ пьезодатчиков, позволивших расширить их диапазон работы на частотах выше резонансных. В [7] рассмотрены области применения пьезокерамики в АСУ ТП.

Следует отметить, что уникальные свойства пьезокерамики позволяют создавать датчики, которые в одном конструктивном исполнении могут определять 2-3 параметра. Так при построении характеристик датчиков давления производят анализ характеристик при изменении температуры. Датчики влажности позволяют определять плотность вещества при изменении скорости воздуха в замкнутом пространстве, каковым являются каюты членов экипажа, машинное отделение и трюма. Так на рис. 2 показан график изменения самочувствия от нескольких параметров, зависящий от трех параметров.

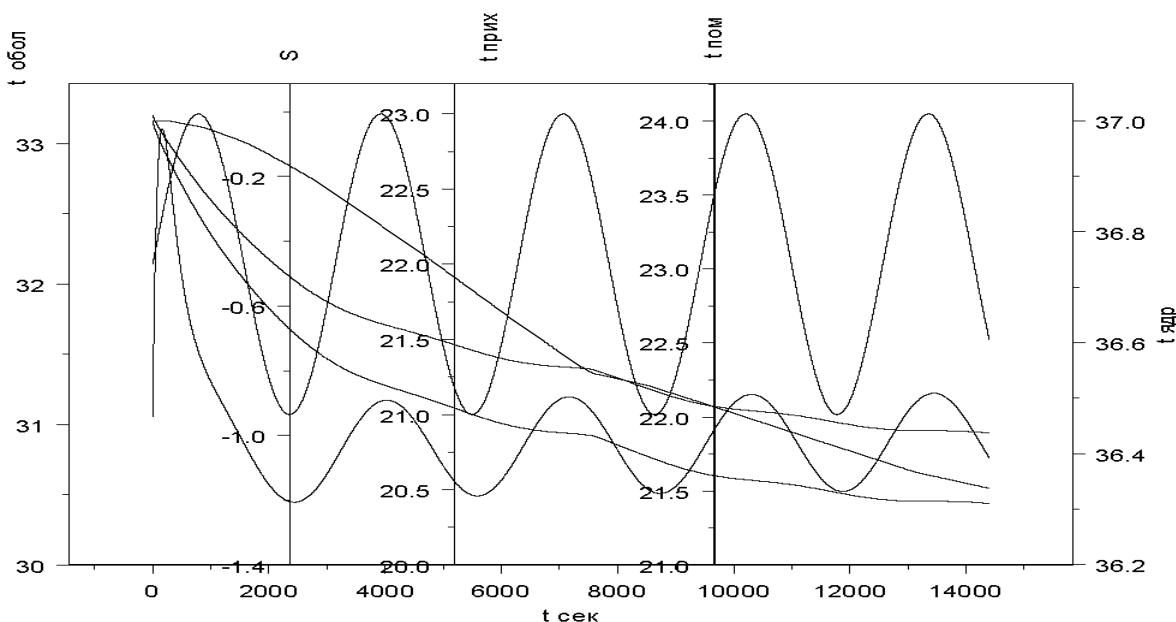


Рис. 2 Динамика изменения t_y , t_k , t_{od} — температура ядра, кожи и одежды в состоянии отдыха человека при изменении температуры приходящего воздуха

Аналогично можно построить графики зависимости частоты колебаний датчиков с частотным выходом от температуры, давления и такого параметра как интенсивность магнитного поля. Так на рис. 3 представлены зависимости частоты выходного напряжения пьезоэлектрического датчика от температуры и давления.

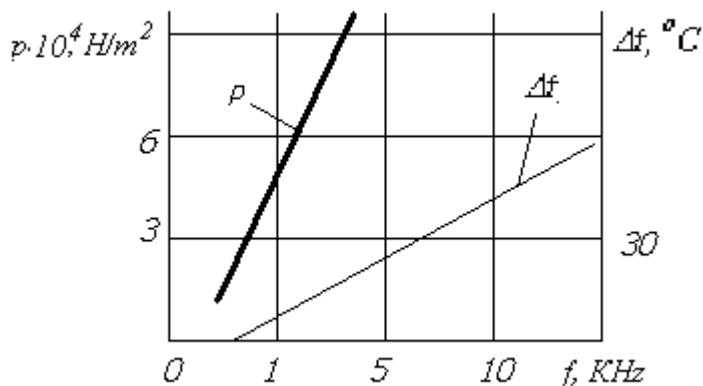


Рис. 3 Зависимость частоты датчика от давления p и температуры Δt

Таким образом, внедрение пьезоэлектрических датчиков позволит создать комплексную систему многопараметрического управления микроклиматом жилых и транспортных помещений судна. Кроме того, перераспределение воздушных потоков в замкнутых пространствах позволит повысить эффективность сжигания топлива и, тем самым, обеспечить энергосбережение.

The problems of applying of piezoelectric bimorphs for construction of multiparameter systems of a microclimate are reviewed.

1. Голиков В.А. Научные основы управления микроклиматом судна. – Одесса. ОГМА, 1999. -321 с.
2. Голиков В.А., Бурденко А.Ф. Цюпко Ю.М. Математическое моделирование процессов теплообмена организма человека с окружающей средой // Судовые энергетические установки сб. 2003.-Вып. 8. Одесса, ОНМА
3. Джагупов Р.Г., Глазева О.В., Никольский В.В. Современные элементы и устройства пьезоактивной электромеханики // Придніпровський науковий вісник (Вип. Фізико – математичні науки №6 (73) стр.31-48) "Наука і освіта" Днепропетровск, 1998 г.
4. Джагупов Р.Г., Борисюк А.М., Никольский В.В. Ультразвуковой пьезотрансформаторный датчик влажности // Автоматизация судовых технических средств: науч. - техн. сб. –1999. – Вып. 4. – Одесса: ОГМА. – С.58 - 64
5. Джагупов Р.Г., Плавинский Е.Б., Никольский В.В., Веретеник А.М. Измерительные преобразователи: Учебное пособие. – Одесса: Астропринт, 2002. 216 с.
6. Плавинский Е.Б., Глазева О.В., Никольский В.В. Пьезоэлектронные преобразователи физико – химических величин // Міжнародна конференція з управління Аutomatika - 2001 Одесса, ОНПУ, 2001. - т.1. с.170 – 171
7. Никольский В.В., Плавинский Е.Б., Ерофеев С.А. Области применения пьезокерамики в судовых автоматизированных системах управления // Матеріали 54 науково – методичної конференції проф. – виклад. складу та курсантів: Одесса, ОНМА 23-26 квітня 2002. с.44

УДК 620.1.08.087.4

СИСТЕМА РЕГИСТРАЦИИ СПЕКТРОВ ФОТОЛЮМИНЕСЦЕНЦИИ

Пашковский А.А., Далечин А.Ю.

У полупроводников, находящихся в возбужденном состоянии, может наблюдаться испускание электромагнитного излучения – люминесценция, которая является процессом обратным поглощению. При фотолюминесценции излучение появляется за счет поглощаемой энергии света. Люминесценция, как любое электромагнитное излучение, характеризуется интенсивностью, спектральным составом, поляризацией, когерентностью и длительностью послесвечения. Экспериментальное решение большинства спектроскопических задач сводится к изучению спектрального состава и яркости излучения, распределения этих величин по поверхности источника и изменения их во времени. Эти исследования проводятся на установках, включающих три основных элемента: спектральный прибор, приемник излучения, измерительное устройство. Спектральный прибор разлагает излучение в спектр, приемник преобразует падающую на него энергию, измерительное устройство позволяет измерить спектральное, пространственное или временное распределение излучения.[1]

С практической точки зрения интерес представляет изучение спектров фотолюминесценции низкоразмерных структур в ближней и дальней ИК области. Разработанная система регистрации спектров фотолюминесценции предназначена для исследования фотолюминесценции в диапазоне длин волн до 1100 нм. Благодаря наличию в составе системы персональной ЭВМ обеспечивается автоматизация процесса измерений. Применение синхронного детектора позволяет избавиться от влияния посторонних засветок и значительно снизить уровень шумов, частота и фаза которых не совпадает с частотой и фазой полезного сигнала.

Система регистрации спектров фотолюминесценции предназначена для автоматического сбора информации о спектральном составе излучения, преобразования ее в цифровую форму и записи на магнитный носитель для хранения и последующей обработки.

Основой системы является монохроматор МДР-2. Он предназначен для выделения узкой спектральной полосы излучения и передачи её на фотоприемник. Поворотом барабана монохроматора добиваются настройки системы на нужный участок спектра. Фотоприемник преобразует падающий поток фотонов в электрический сигнал, который поступает на вход усилителя. Предусмотрена возможность подключения внешнего малошумящего усилителя на полевых транзисторах, что позволяет повысить пороговую чувствительность системы ограниченную шумом. Усиленный сигнал (содержащий как полезную, так и шумовую составляющую) поступает на полосовой фильтр, а затем на синхронный детектор. После детектирования отфильтрованный сигнал поступает на устройство сопряжения с ЭВМ, в котором производится аналогово-цифровое преобразование полезного сигнала.

Блок-схема системы регистрации представлена на рис. 1. В качестве источника возбуждения фотолюминесценции используется Не-Не лазер ЛГ-75. Излучение лазера обладает высокой монохроматичностью, что позволяет исключить попадание его в интересующий спектральный диапазон (ближний ИК). С помощью механического модулятора производится амплитудная модуляция возбуждающего излучения, падающего на исследуемый образец.

Рассеянное образцом излучение лазера вместе собственным фотолюминесцентным излучением образца поступает на входную щель монохроматора. Выделенное монохроматором излучение преобразуется фотодиодом в электрический сигнал, поступающий на вход усилителя.

Входной усилитель системы позволяет регулировать усиление сигнала в пределах от 20 до 60 дБ, и от 20 до 160 дБ при подключении внешнего предварительного усилителя. Усилитель не усиливает постоянную составляющую сигнала фотодиода благодаря наличию на входе блокирующего конденсатора.

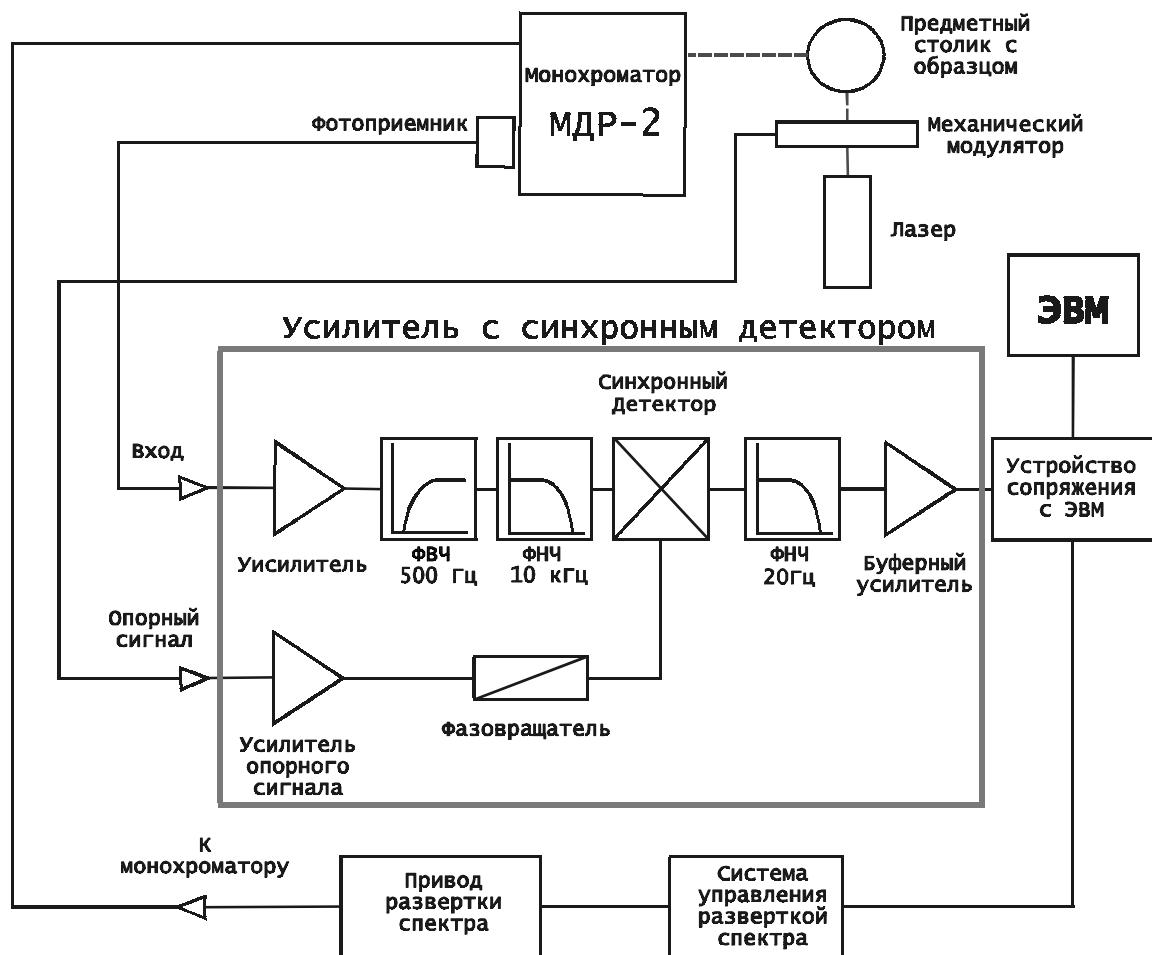


Рис. 1 Блок-схема системы регистрации спектров

Усиленный сигнал поступает на полосовой фильтр, состоящий из фильтров низких и высоких частот. Полоса пропускания фильтра 500 Гц-10кГц. Таким образом, фильтр подавляет наводки от питающей сети и ВЧ помехи от блоков питания лазера и ЭВМ.

Усилитель опорного сигнала системы предназначен для усиления сигнала от вспомогательного фотодиода, освещаемого синхронно с открыванием окон в диске модулятора. Амплитуда возбуждающего излучения лазера и опорного сигнала изменяются синхронно, т.е. опорный сигнал несет информацию о фазе возбуждающего излучения.

Усиленный опорный сигнал поступает на фазовращатель – устройство, вносящее фазовый сдвиг в канал опорного сигнала. Необходимость в таком устройстве обусловлена наличием фазового сдвига в канале основного сигнала, вносимого измерительной системой, а также зависимостью фазы на выходе полосового фильтра от частоты модуляции излучения. Регулировкой фазы опорного сигнала добиваются компенсации разности фаз между опорным и основным сигналом.

Основной и опорный сигналы поступают на синхронный детектор. В детекторе опорный сигнал управляет коэффициентом передачи основного сигнала, меняя его от -1 до +1, т.е. происходит фазочувствительное выпрямление сигнала. Сигнал с выхода детектора поступает на фильтр низких частот, который удаляет из, восстановленного

сигнала составляющую с удвоенной частотой модуляции и преобразует пульсирующее напряжение на выходе детектора в сигнал постоянного тока, пропорциональный интенсивности фотолюминесценции изучаемого образца.

Буферный усилитель предназначен для согласования выходного ФНЧ с АЦП устройства сопряжения. Устройство сопряжения с ЭВМ выполняет функции аналогово-цифрового преобразования полезного сигнала для передачи его на ЭВМ. Оно служит буфером для управляющих сигналов, поступающих от компьютера на систему управления разверткой спектра, которая с помощью силовых ключей управляет шаговым двигателем привода развертки спектра. Привод развертки вращает барабан длин волн монохроматора, что обеспечивает настройку на нужный участок спектра.

ЭВМ обеспечивает выполнение программы управляющей системой, выдает управляющие сигналы для привода развертки и преобразует поступающие данные в формат удобный для их дальнейшей обработки или хранения.

Управляющая программа позволяет производить измерения в ручном (пошаговом) или автоматическом режиме. В ручном режиме производится вывод результатов измерений на экран. В автоматическом режиме – в файл. Предусмотрена возможность установки нуля барабана длин волн. С её помощью добиваются компенсации люфтов механической системы развертки спектра.

Результаты сравнения, построенной системы регистрации спектров фотолюминесценции с традиционным способом позволяют сделать ряд выводов:

1. Система регистрации имеет меньшие вес и габариты, чем стандартные регистрирующие устройства;
2. Применение синхронного детектора, полосового фильтра позволило увеличить помехозащищенность системы;
3. Подключение предварительного усилителя позволяет увеличить отношение сигнал/шум системы и повысить чувствительность и общее усиление;
4. Использование в составе системы ЭВМ позволило создать гибкую систему с возможностью добавления новых функций путем изменения управляющей программы;
5. ЭВМ позволяет оперативно производить математическую обработку результатов измерений, и соответственно, корректировать программу эксперимента;
6. Хранение результатов измерений на магнитном носителе позволяет обеспечить надежность хранения и осуществлять их быстрый поиск и обработку;
7. Наличие в управляющей программе усредняющего модуля позволяет избавиться от влияния случайных факторов (электромагнитных помех, нестабильности частоты вращения модулятора, флюктуаций интенсивности лазерного луча) на процесс измерения;
8. Автоматизация процесса измерения позволила исключить влияние человеческого фактора и повысить точность измерений;
9. Отсутствие инерционности свойственной механическим регистраторам позволяет наблюдать тонкую структуру спектров фотолюминесценции;
10. Наличие автоматического режима измерений позволяет ускорить процесс измерений;
11. Ввиду наличия механического модулятора система оказывает нежелательное шумовое воздействие на оператора. Для устранения нежелательного воздействия необходима замена механического модулятора электронно-оптическим или использование в качестве источника возбуждения полупроводникового лазера, модулируемого электрическими импульсами.
12. Дальнейшее усовершенствование системы возможно следующими путями:

-введение в усилитель с синхронным детектором устройства автоматического захвата фазы опорного сигнала позволит исключить необходимость ручной подстройки фазы сигнала;

-увеличение усиления одновременно с уменьшением шумов входного усилителя позволит наблюдать фотолюминесценцию меньшей интенсивности;

- дальнейшее совершенствование интерфейса управляющей программы позволит упростить процесс измерения для оператора системы;

- Применение в качестве фотоприемника фотодиода из полупроводникового материала с меньшей шириной запрещенной зоны позволит расширить доступный для изучения диапазон длин волн вплоть до 2,5 мкм (ограниченно монохроматором МДР-2).

This article contains description of photoluminescence spectrum registration system. The system based on IBM compatible computer. Computerization makes possible to increase quality and speed of measurement process.

1. Т. Мос, Г. Баррел, Б. Эллис. Полупроводниковая оптоэлектроника, перевод с английского под. ред. С.А. Медведева. – М.: Мир, 1976.- 362 с.

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ НАГРЕВАТЕЛЕЙ ПО КРИТЕРИЮ ЭКОНОМИИ ЭНЕРГИИ

Попруга А.Г.

Из курса электротехники известно, что передача энергии вдоль проводов линии осуществляется электромагнитным полем, распространяющимся в диэлектрике вдоль проводов линии. Провода линии выполняют двоякую роль: они являются каналами, по которым проходит ток, и организаторами структуры поля в диэлектрике. Поглощение энергии в приемнике (нагревателе) и проводах линии происходит за счет передачи электромагнитной энергии в область ограниченную поверхностями проводов линии и нагревателя.

Напряженность магнитного поля **H** отстает по фазе от напряженности электрического **E** на угол $\pi/4$. В течение большей части периода колебаний, равной трём восьмым периода изменения **E** и **H**, величина вектора Пойнтинга **S** положительна и, следовательно, энергия поступает в провод нагревателя из внешнего пространства и идет на изменение энергии магнитного поля в объеме провода нагревателя и на выделение теплоты в проводе.

В течение меньшей части периода колебаний, равной одной восьмой периода изменения **E** и **H**, вектор Пойнтинга имеет отрицательную величину и, следовательно, поток энергии направлен от провода в окружающее его пространство. В течение этого промежутка времени энергия, запасенная в магнитном поле в объеме провода, частично возвращается в окружающее провод пространство и частично преобразуется в теплоту. Эти колебания энергии с частичным возвратом ее в пространство, окружающее провод, можно рассматривать как результат наличия внутреннего реактивного сопротивления x внутри провода. Как известно, между реактивным x и активным r сопротивлениями цепи и разностью ϕ фаз напряжения и тока в этой цепи существует соотношение $x/r = \operatorname{tg}\phi$.

В силу сказанного представляется целесообразным рассмотреть с позиций физики твердого тела и электротехники причины возникновения реактивного сопротивления провода и способы уменьшения $\operatorname{tg}\phi$.

Современная теория твердого тела основана на применении квантовой механики и квантовой статистики. Распределение электронов по энергиям описывается квантовой статистикой Ферми – Дирака. Согласно этой статистике энергетический спектр электронов металла представляет собой набор энергетических уровней (состояний), разделенных очень узкими зазорами. В каждом состоянии может находиться не более двух электронов (с антипараллельными спинами).

При $T=0^0\text{K}$ электроны занимают подряд все уровни от низшего возможного вплоть до наивысшего W_ϕ , который называют уровнем Ферми или энергией Ферми. При $T > 0^0\text{K}$ край энергетического спектра „размазывается”: часть электронов в результате теплового возбуждения поднимается на более высокие уровни. Однако свободные состояния есть только над уровнем Ферми, поэтому возбуждаются электроны лишь из близкой окрестности W_ϕ .

Воспринимает энергию внешних полей лишь (kT/W_ϕ) та часть электронов, состояния которых близки к W_ϕ .

Для металла характерно расположение уровня Ферми внутри одной из разрешенных зон, так что вблизи него имеются незанятые состояния, на которые могут переходить электроны. Зона, в которой находится уровень Ферми, называется зоной проводимости. Законы движения электрона в зоне проводимости отличаются от законов движения действительно свободных электронов. Вследствие этого приходится, в частности, скалярную величину массы свободного электрона m_0 заменить на тензорную величину (m^*) называемую эффективной массой [1].

Отклонение массы m^* от m_0 обусловлено следующими эффектами:

1. Взаимодействие электронов проводимости с периодическим потенциалом неподвижной (жесткой) кристаллической решетки металла. Эффективную массу электрона в таком потенциальном поле называют зонной эффективной массой.
2. Взаимодействие электронов проводимости с фононами. Электрон „стремится” поляризовать или исказить кристаллическую решетку металла вокруг себя, так что движущийся электрон как бы „тянет” за собою ионы, встречающиеся на его пути, что проявляется в возрастании его эффективной массы.
3. Взаимодействие электронов проводимости между собою. Движущийся электрон действует на электроны окружающего его электронного газа, что также приводит к возрастанию его эффективной массы [2].

Электрон-фононное взаимодействие приводит к тому, что система электронов и ионная решетка обмениваются энергией и импульсом. Особое значение имеет это взаимодействие, когда одна из систем не находится в равновесии. Если внешним электрическим полем ускорить систему электронов в металле, то энергия, полученная от поля, возбудит колебания решетки, т.е. приведет к испусканию фононов, и, таким образом, передается решетке.

Только этим способом, может установиться стационарное состояние при прохождении тока.

Ускорение электронов электрическим полем и их „торможение” при испускании фононов уравновешиваются. После выключения электрического поля процессы взаимодействия приводят к установлению равновесия в системе электронов. Электрон-фононное взаимодействие не является единственным процессом, который приводит к диссипации избыточной энергии у системы электронов. К этому же приводит рассеяние на примесях и дефектах решетки в сплавах [3].

Следуя К. Зеегеру в работе [4], запишем уравнение движения электронов в кристаллической решетке металла:

$$\frac{d(m \cdot v_d)}{dt} + \frac{m \cdot v_d}{\tau} = e \cdot E \quad (1)$$

где t - время; $m \cdot v_d$ – импульс электрона; v_d – скорость дрейфа электрона в поле E ; τ – среднее время релаксации импульса.

Второе слагаемое в уравнении (1) описывает „трение”, испытываемое электронами при направленном движении в металле. Это трение зависит от колебаний атомов кристаллической решетки и, следовательно, от температуры металла.

В стационарном состоянии первое слагаемое в (1) обращается в нуль и скорость дрейфа v_d пропорциональна напряженности электрического поля E :

$$|v_d| = \mu \cdot |E| \quad (2)$$

где коэффициент пропорциональности

$$\mu = \frac{|e| \cdot \tau}{m} \quad (3)$$

носит название подвижность.

Если в единице объема металла мы имеем n электронов, каждый с зарядом $q = -e$, то в постоянном электрическом поле E плотность электрического тока равна:

$$\mathbf{j} = n \cdot q \cdot v_d = \frac{n \cdot e^2 \cdot \tau}{m} \cdot E \quad (4)$$

Выражение (4) имеет форму закона Ома.

Удельная электропроводность γ есть по определению коэффициент пропорциональности между плотностью тока j и полем E , т.е.:

$$j = \gamma \cdot E \quad (5)$$

Следовательно, из (4) имеем для γ :

$$\gamma = \frac{n \cdot e^2 \cdot \tau}{m} \quad (6)$$

Среднее время релаксации τ из (6) имеет вид:

$$\tau = \frac{\gamma \cdot m}{n \cdot e^2} \quad (7)$$

С учетом (2), (3), (7) скорость дрейфа электрона в поле E будет:

$$|v_d| = \frac{\gamma}{n \cdot e} \cdot |E| \quad (8)$$

Уравнение (9), определяющее установление тока при замыкании цепи, состоящей из последовательно соединенных: сопротивления R и индуктивности L , с постоянной э.д.с. E_0 , совершенно аналогично уравнению (1), если считать, что сила тока I аналогична скорости v_d , индуктивность L - массе m , а среднее время релаксации τ - времени установления тока $\tau_y = L / R$.

$$L \cdot \frac{dI}{dt} + R \cdot I = E_0 \quad (9)$$

Мощность, определяющая количество энергии, выделяемой в проводе нагревателя в виде теплоты в единицу времени, имеет выражение в форме закона Джоуля-Ленца:

$$P = I^2 \cdot R = \frac{U^2}{R} \quad (10)$$

Перепишем уравнение (10) с учетом известного соотношения $R = \rho \cdot l / S$:

$$P = \frac{U^2 \cdot S}{\rho \cdot l} = \frac{\pi \cdot D^2 \cdot U^2}{4 \cdot \rho \cdot l} \quad (11)$$

Из (11) непосредственно следует, что чем больше диаметр провода нагревателя, тем больше выделяемая в нем энергия, и тем выше его температура. Повышение температуры обусловлено большим количеством

фононов в проводе нагревателя, что связано с „торможением” электронов и может быть воспринято как увеличение их эффективной массы m^* . С учетом формулы (7) и уравнения (9) делаем заключение, что чем больше диаметр провода нагревателя, тем больше время релаксации импульса и, следовательно, тем больше отношение L / R .

Представим в уравнении (10) сопротивление R в виде n одинаковых параллельно соединенных сопротивлений R_c . Величина R_c , при этом определится выражением:

$$R_c = n \cdot R \quad (12)$$

Поставив (12) в (10) получим:

$$P = n \cdot \frac{U^2}{R_c} \quad (13)$$

Выражение (13) определяет практический способ уменьшения времени релаксации. Действительно, по определению $R > R_c$, $U^2/R > U^2/R_c$ и $\tau > \tau_c$ при: $P=\text{const}$, $\tau_c \approx \tau_n$, где τ_n – суммарное время релаксации системы n -параллельно соединенных нагревателей. Поэтому с точки зрения уменьшения L / R необходимо использовать вместо нагревателя с малым сопротивлением R , систему параллельно соединенных нагревателей с большим сопротивлением R_c .

Выводы:

1. Индуктивность L приводит к отставанию тока от напряжения, т.е. она является мерой инертности электрической цепи. Эффективная масса электрона также является количественной мерой его инертности.

Отсюда заключаем, что причиной индуктивности электрического нагревателя является эффективная масса электронов проводимости при прохождении тока по нагревателю.

2. С целью уменьшения потерь энергии электрический нагреватель необходимо изготавливать из системы параллельно соединенных нагревателей малого сечения.

The article is devoted to questions of improvement of electric heaters by criterion of economy of energy

1. Справочник по электротехническим материалам / Под ред. Ю.В. Корицкого, В.В. Пасынкова, Б.М. Тареева.- Т.3.- 3-е изд., перераб.- Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1988.- 728с., ил.
2. Киттель Ч. Введение в физику твердого тела.- М.: Наука, 1980.- 791с., ил.
3. Маделунг О. Теория твердого тела.- М.: Наука, 1980.- 416с., ил.
4. Зеегер К. Физика полупроводников.- М.: Мир, 1977.- 615с., ил.

ВИКОРИСТАННЯ МЕТОДУ КООРДИНАТНОГО ЕТАЛОНУ В ЗАДАЧАХ АВТОМАТИЗАЦІЇ КОНТРОЛЮ ЯКОСТІ ТКАНИНИ

Куцак Р.С.

Постановка завдання. Система аналізу та контролю якісних характеристик текстильних матеріалів складається з електронно обчислювальної машини (ЕОМ) та планшетного сканера. Однією з функцій цієї системи є визначення колориметричних характеристик тканин. Основні вимоги, що ставляться до таких приладів – це точність і стабільність кольоропередачі колориметричних показників тканин. Метою дослідження є розробка заходів, використання яких дозволило б уникнути впливу нестабільності кольоропередачі сканера на точність вимірювання координат кольору тканини.

Сучасний стан питання. Недоліком сканера з погляду його колориметричних можливостей є нестабільність характеристик з плином часу. Повільна монотонна зміна таких величин як положення нуля, напруга та температура електронних елементів призводить до дрейфу кольорової чутливості сканера. Іншим джерелом похибки, при визначенні колориметричних показників тканин, є розкид. Усе це разом дає помилку, величина якої буде змінюватися неконтрольованим чином.

Зміст дослідів. Для вивчення динаміки зміни кольоропередачі сканеру було проведено експеримент, в ході якого зразок, через рівні проміжки часу, сканувався на протязі двох годин. На протязі всього експерименту сканер був ввімкнений, а зразок, з метою уникнення помилки від позиціонування, лежав нерухомо. Частина результатів експерименту наведена в таблиці 1. За результатами експерименту побудовано регресійні моделі по трьох компонентах кольору. Регресійна модель по червоній компоненті представлена на рисунку 1.

Таблиця 1

Залежність розкиду від часу

Час, хв.	Червоний	Зелений	Синій
0	34,3576	48,1736	100,8035
30	33,9165	47,6294	99,8576
60	34,1291	46,7267	99,5401
90	34,374	46,9675	99,9384
120	34,5384	47,0872	100,1165

Величина розкиду отриманих значень по червоній, зеленій та синій компонентах кольору складає відповідно 1.02, 1.14 та 1.4.

Для першої компоненти, апроксимуючою кривою є поліном п'ятого ступеню, з рівнянням виду:

$$y = 3.5e-0.09^*x^5 - 1.1e-006^*x^4 + 0.00013^*x^3 - 0.0063^*x^2 + 0.1^*x + 34$$

Для другої та третьої компонент, апроксимуючою кривою є поліноми шостого ступеню з рівняннями:

$$y = 1.6e-010^*x^6 - 6e-008^*x^5 + 8.6e-006^*x^4 - 0.00057^*x^3 + 0.917^*x^2 - 0.21^*x + 48$$

$$y = 6e-011^*x^6 - 22e-008^*x^5 + 3.1e-006^*x^4 - 0.00019^*x^3 + 0.0055^*x^2 + 0.075^*x + 1e+002$$

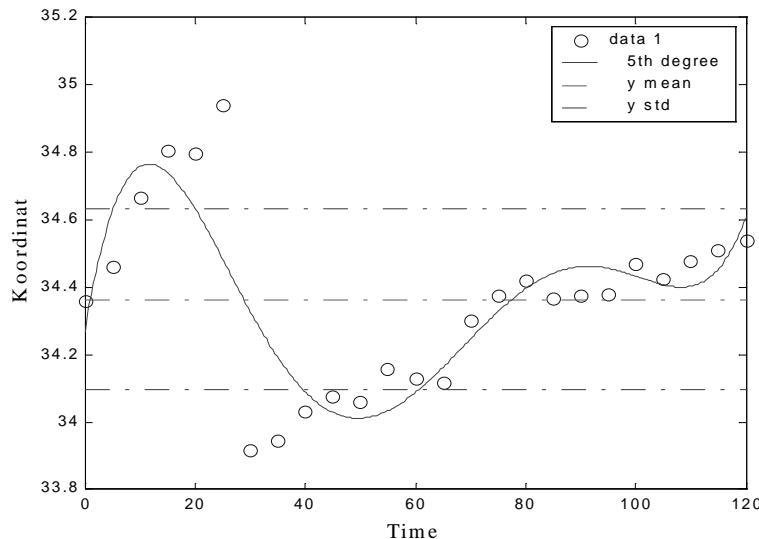


Рис.1 Регресійна модель зразку по червоній компоненті кольору

Проаналізувавши регресійні моделі можливо зробити висновок, що помилкою, яка призводить до такого розкиду результатів, є дрейф кольорової чутливості сканеру.

Виділити таку помилку, а тим більш позбутися від неї, досить важко. Уникнути ж впливу цієї помилки на результати вимірювань можна, зробивши її константою, щодо конкретного вимірювання. Для цього потрібно відмовитися від безпосереднього вимірювання колірних характеристик сканованого зображення тканини, а колір аналізованого зразку слід визначати шляхом порівняння його з еталоном, колір якого визначений заздалегідь на більш дорогому та високоточному устаткуванні. Причому, тканину і еталон необхідно сканувати одночасно. Тоді, систематична помилка визначення кольору, що з'явилася внаслідок дрейфу кольорової чутливості сканеру, буде присутньою і в значенні, отриманому при вимірюванні еталона, і в значенні, отриманому при вимірюванні зразка, що вивчається. В якості еталону пропонується використовувати атлас кольорів, виконаний у вигляді безперервної палітри по базовим кольорам та відтінкам якої зроблена координатна розбивка та складена база даних.

Для визначення динаміки зміни кольорової чутливості сканеру при скануванні еталону, було проведено експеримент, аналогічний вищезгаданому. В результаті було встановлено, що апроксимуючуою кривою регресійної моделі по червоній компоненті кольору є поліном п'ятого ступеню, з рівнянням виду:

$$y = 3.4e-0.09^*x^5 - 1.1e-006^*x^4 + 0.00013^*x^3 - 0.0064^*x^2 + 0.11^*x + 38$$

Для регресійних моделей по зеленій та синій компонентах, апроксимуючуою кривою є поліноми шостого ступеню з рівняннями:

$$\begin{aligned} y &= 1.5e-010^*x^6 - 5.8e-008^*x^5 + 8.4e-006^*x^4 - 0.00056^*x^3 + 0.917^*x^2 - 0.2^*x + 45 \\ y &= 4.5e-011^*x^6 - 1.7e-008^*x^5 + 2.4e-006^*x^4 - 0.00015^*x^3 + 0.0039^*x^2 + 0.038^*x + 95 \end{aligned}$$

Порівнявши відповідні рівняння апроксимуючих кривих тканини та еталону, можливо зробити висновок, що, і при скануванні тканини, і при скануванні еталону, кольорова чутливість сканеру змінюються однаково.

Послідовність дій, при визначенні кольору тканини шляхом порівняння його з кольором еталону, умовно зображена на рисунку 2.

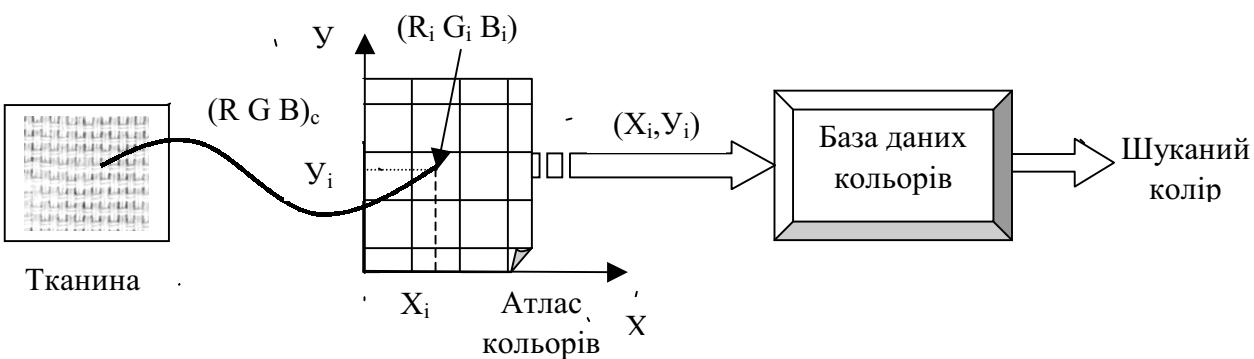


Рис.2 Послідовність дій при визначенні кольору тканини

Усі ці дії можна розбити на три етапи.

На першому етапі проводиться одночасне сканування тканини та еталону, їй знаходяться середні значення по червоній, зеленій і синій компонентах кольору тканини – $(R G B)_c$.

На другому етапі, серед кольорів еталону знаходиться такий колір, для котрого сумарна різниця, між його компонентами й усередненими значеннями $(R G B)_c$, була б мінімальною. Потім, визначаються координати цього кольору (x, y). Іншими словами, в атласу кольорів визначається місце розташування кольору, найбільш близького за своїм спектральним складом до кольору зразка, що вивчається.

База даних зроблена таким чином, що кожна точка атласу кольорів має свою координату, а цій координаті відповідає дійсне значення кольору, визначене заздалегідь на більш точному устаткуванні. Тому, на останньому етапі, вводячи в базу даних отримані координати (x, y), ми отримуємо значення колірної характеристики тканини, яке не залежить від впливу помилки, викликаної дрейфом чутливості сканеру.

Висновки. Проаналізувавши отримані результати можливо зробити наступні висновки:

- дрейф кольорової чутливості сканеру призводить до появи систематичної погрішності, яка змінюється по невідомому закону;
- закон зміни цієї погрішності одинаковий і при скануванні тканини і при скануванні еталону. Для підтвердження цього висновку по відповідним координатам кольору зразка і еталону була прорахована кореляційна функція. Отримані коефіцієнти кореляції становлять: 0,9807 по червоній компоненті кольору, 0,9838 – по зеленій і 0,9046 – по синій;
- застосування методу порівняння аналізованого зразка з координатним еталоном дозволяє уникнути впливу систематичної помилки, викликаної нестабільністю характеристик кольоропередачі сканеру, на точність визначення кольору тканини.

The causes of originating of error are considered at measurement of color responses of textile stuffs. The experimental confirmation is adduced that the application of a method of matching of a parsed sample with the coordinate measurement standard allows to save of influence of an error called by drift of color response of the scanner, on a measurement accuracy of colour of a tissue.

1. Соловьев В.А., Яхонтова В.Е. Элементарные методы обработки результатов измерений. Л., Изд-во Ленингр. Ун-та, 1977.– 72 с.

2. Кириллов Е.А. Цветоведение: Учеб. пособие для вузов. –М.: Легпромбытиздан, 1987. –128 с.

ЭКОНОМИКА НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ПРОГРЕССА

УДК 681.3

МОДЕЛЬ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ ПРИ УПРАВЛЕНИИ РЫБОВОДНЫМ ПРЕДПРИЯТИЕМ

Скороход Е. Н.

Современное рыболовное предприятие, как объект управления, представляет собой сложную систему, анализ которой возможен на основе его структуризации, т.е. выделения подсистем, совместное функционирование которых определяет динамику развития данного объекта. Исходя из традиционного системного подхода, рыболовное предприятие может быть представлено в виде следующих подсистем: структурные подсистемы (технологические процессы; материально-техническое снабжение; реализация и сбыт продукции и др.); функциональные подсистемы (планирование, учет, отчетность, анализ деятельности, управление); информационные подсистемы (классификаторы, программы, базы данных и т.д.) [1-3]. Однако накопленный опыт работы и достигнутый уровень проектирования и исследований в области управления рыболовным предприятием позволили сделать вывод о необходимости продолжения работ в данном направлении. В настоящей работе предпринята попытка на основе декомпозиции рыболовного предприятия получить модель процесса принятия решений при решении задач выращивания гидробионтов. Под гидробионтами понимаются товарная рыба в различных ее стадиях развития (мальки, сеголетки и т.д.), моллюски, раки и другие объекты аквакультуры. Для модернизации методов и техники управления рыболовным предприятием необходимо создать новую концептуальную модель, которая бы учитывала всю совокупность взаимосвязей элементов рассматриваемой системы, все сложности функционирования, связанные с плохой формализуемостью решения задач, нестационарностью процессов, противоречивостью ограничений, многовариантными технологиями производства гидробионтов, спецификой этого производства и т.д., позволяла объединить возможности современной вычислительной техники, передовые информационные технологии, передовые технологии в области ихтиологии, а также учесть существующий опыт разработок АСУ рыболовной отраслью, накопленный ранее. Поэтому будем рассматривать рыболовное предприятие как биопроизводственную систему.

Разработанная концептуальная модель биопроизводственной системы (рис.1) основывается на ее декомпозиции на производственную и биологическую компоненты и использовании следующих понятий: цели и задачи, планирование, реализация, контроль, анализ, ресурсы, производственные операции, инфраструктура, организация аквакультуры (стадия 1, стадия 2, стадия 3 и т.д), организация и контроль экосистемы, контроль роста и развития объектов аквакультуры .

На концептуальной модели выделены производственная и биологическая компоненты принятия решений при выращивании гидробионтов. Под производственной компонентой понимается управление ресурсами и операциями для реализации плана выращивания гидробионтов. Субъект управления здесь – инженерная и ихтиологическая службы. На этом уровне оперативного планирования решаются задачи разработки планов производства, организации и проведения операций распределения ресурсов по объектам работ. Управление дискретными персонифицированными ресурсами осуществляется путем конкретизации суточного плана работы ихтиологических и технических служб на предстоящие сутки. При этом наблюдаемы технологические и технические свойства ресурсов и операций, а управляемы – отношения между ресурсами, привлекаемыми для реализации плана производственного процесса.

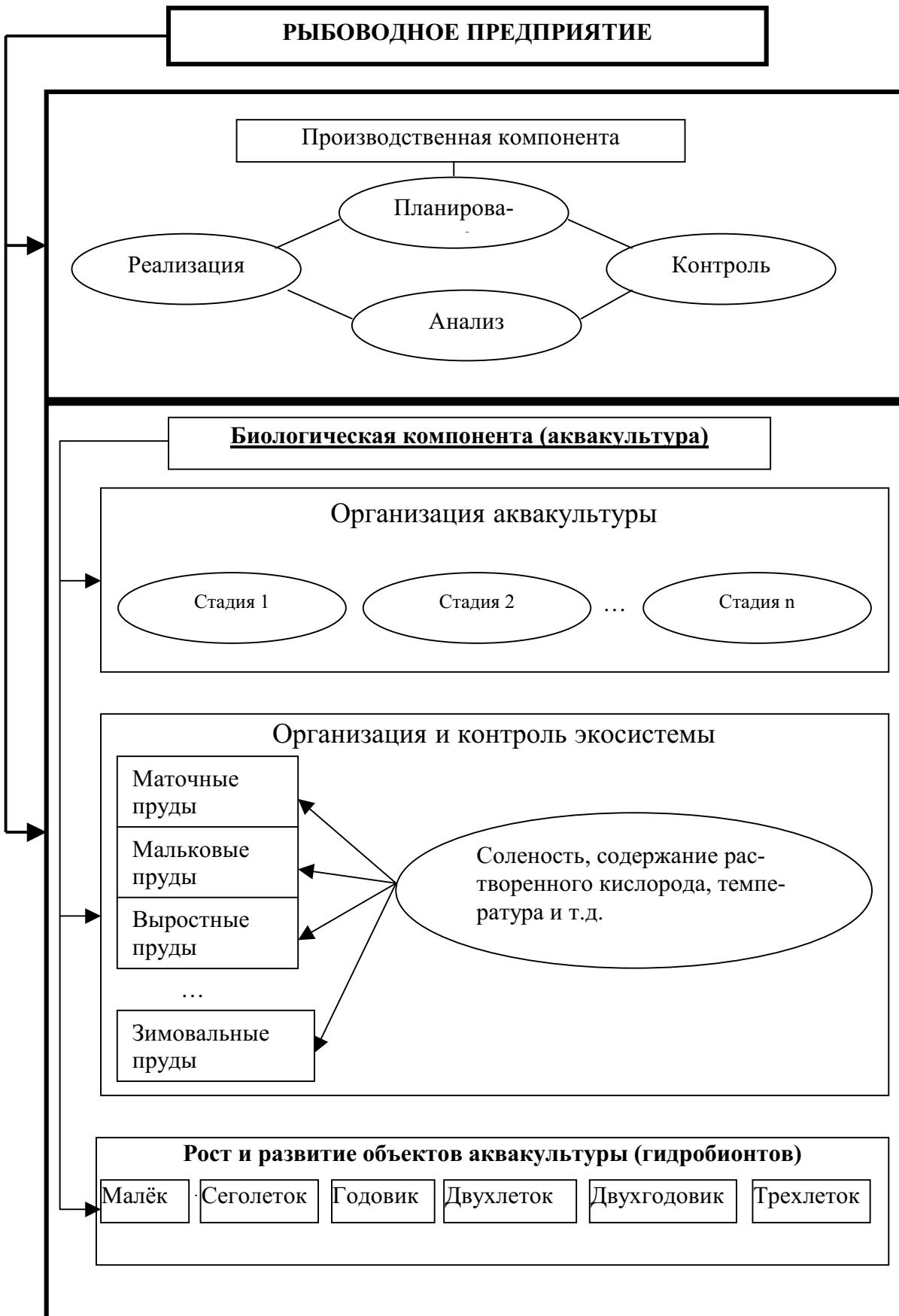


Рис.1 Концептуальная схема рыбоводного предприятия

Для моделирования на производственной компоненте наиболее целесообразным может считаться логико-лингвистический подход и основанные на нем методы выработки и анализа решений.

На биологической компоненте осуществляется оперативное и перспективное планирование технологических мероприятий, организация и контроль экосистемы, контроль роста и развития. Субъект биологической компоненты – главный рыбовод рыбоводного предприятия. Он решает задачи оперативного и перспективного планирования, связанные с разработкой и экономическим обоснованием последовательности технологических мероприятий, проводимых на прудах. На биологической компоненте наблюдаемы свойства биологических структур и биологических процессов, а управляемы – технологические и технические свойства ресурсов и операций, привлекаемые для реализации плана технологических мероприятий. Для моделирования на биологической компоненте недостаточно применять один метод моделирования, требуется перейти к объединению различных методов и моделей. В комплексе моделей, представляющем собой гибридную модель рыбоводного предприятия, предлагается использовать несколько моделей технических знаний, полученных вне наблюдений над живыми биосистемами в физике и химии, а также моделей знаний, полученных из наблюдений за живыми системами в биологии, ихтиологии. Таким образом, система поддержки принятия решений при выращивании гидробионтов должна разрабатываться в рамках теории искусственного интеллекта и давать возможность разработчикам и пользователям объединять информацию, получаемую из различных моделей.

Первая группа моделей позволяет учесть формулы доз удобрений, извести, корма, плотности посадки гидробионтов и другую информацию, полученную в ходе эмпирических и теоретических исследований при выращивании гидробионтов (биокомпонента).

Вторая группа моделей позволяет учесть статистические данные по стохастическим переменным, а также моделирующие алгоритмы для имитационных экспериментов по росту и развитию гидробионтов, вредительству хищными рыбами, болезнями, состоянию водной среды (биокомпонента).

Третья группа моделей формализует знания, которые зафиксированы в различных источниках: научных методиках и рекомендациях, научно-исследовательских разработках академических аграрных учреждений и сельскохозяйственных институтов, учебниках для подготовки ихтиологов, климатических особенностей региона, а также знания, находящиеся в памяти экспертов-ихтиологов, специалистов вспомогательно-технических служб (производственная компонента и биокомпонента).

Создание именно гибридной модели принятия решений может гарантировать принципиальную возможность решения большинства научно-практических задач при выращивании гидробионтов. В качестве моделей нами используются: модель производства товарной рыбы с учетом многовариантности технологического процесса; модель поддержки принятия решений в оперативно-производственном планировании; модель поддержки принятия решений при прогнозировании рыбопродуктивности (оценивание влияния факторов, моделирование биопродукционного потенциала водохранилища, модель плотности посадки); модель поддержки принятия решений при формировании состава поликультуры рыбы в водоеме; модель выбора решения при выращивании рыб различных видов; модель поддержки принятия решений при прогнозировании динамики вылова рыбы в открытых водоемах; модель поддержки принятия решений в области управления функционированием рыбоводного предприятия (анализ хозяйственной деятельности рыбоводного предприятия, модель структуры управления предприятием).

Интеллектуальная система поддержки принятия решений, удовлетворяющая требованиям гибридной модели, должна характеризоваться тесным взаимодействием с другими информационными системами для пополнения базы данных и знаний; открытостью, т.е. возможностью добавления новых компонент; наличием механизмов прогноза изменений внешнего мира и внесения корректировок в состав, структуру и функционирование системы; наличием многоуровневой иерархической структуры, т.е. упорядоченных по уровням абстрагирования компонент гибридной модели и т.д.

Таким образом, обоснована необходимость применения гибридной модели для: создания системы поддержки принятия решений в сложной предметной области «ихтиология»; разработки оригинальной концептуальной модели биопроизводственной системы; выработки требований к гибридной интеллектуальной системе поддержки принятия решений.

Прототип рассматриваемой системы разработан и использован в учебном процессе Херсонского государственного аграрного университета в качестве программного средства поддержки дисциплины «Информационные технологии в рыбоводстве», для студентов специальности «Водные биоресурсы и аквакультура» и на действующем рыбоводном предприятии [4]. Система предназначена, как эксперт-консультант и как интеллектуальный помощник по выявлению и изучению закономерностей, общих принципов протекания биологических процессов, для специалистов по различным аспектам ихтиологии, позволила активизировать учебный процесс, повысить качество усвоения материала и расширить кругозор будущего специалиста-рыбовода в плане возможностей использования современных информационных технологий в рыбохозяйственной деятельности.

Necessity of application of hybrid model is proved for: creations of system of support of acceptance of decisions in a complex subject domain "ichthyology".

1. Рогальский Ф.Б., Курилович Я.Е., Щокуренко А.А. Математические методы анализа экономических систем: В 2-х т. – К.: Наукова думка, 2001. – т.1. – 435 с.
2. Скороход Е.Н., Рогальский Ф.Б. Автоматизация технологических процессов в рыбоводстве // Вестник Херсонского государственного университета – 2000. - № 1(7). – С. 222 – 225.
3. Скороход Е.Н. Информационная система управления рыбоводным предприятием // Вестник Херсонского государственного технического университета. - 2003. - № 2(18). – С. 149-153.
4. Скороход Е.Н., Шерман М.И. Использование информационных технологий в рыбоводстве и подготовке специалистов-ихтиологов // Матеріали Всеукр. наук.-метод. конф. “Проблеми наскрізної комп’ютерної підготовки у вищій школі”. - Миколаїв: Вид-во УДМТУ.- 2003. - С.103-106.

РЕФЕРАТЫ

Антощук С.Г., Крылов В.Н. Обработка изображений в области гиперболического вейвлет - преобразования. – С. 7 – 10.

Предложен базис гиперболического вейвлет-преобразования в пространстве обобщенных функций. Показано, что такое преобразование позволяет подчеркивать контура с высокой помехоустойчивостью и регулировать уровень детальности изображений объектов.

Бідюк П.І., Баклан І.В., Литвиненко В.І. Моделювання і прогнозування гетероскедастичних процесів. – С. 11 – 19.

Розглядається методика побудови математичних моделей гетероскедастичних процесів і її застосування до описання динаміки часових рядів. Запропоновано спрощений тест на гетероскедастичність та алгоритм врахування імпульсних складових ряду, які суттєво перевищують його середнє значення. Побудовано функції прогнозу дисперсії, як міри ризику, на основі розв'язку рівнянь. Наведено приклади прогнозування реальних рядів.

Захожай О.І. Інформаційна модель автоматизованої системи управління технологочним процесом пайки складених п'єзокерамічних перетворювачів. – С. 20 – 22.

Запропоновано інформаційну модель, яка дозволяє розробити автоматизовану систему управління технологічним процесом пайки складених п'єзокерамічних перетворювачів з метою підвищення якості виробів, що виготовляються.

Кирюшатова Т.Г. Количественный подход к подбору сотрудников для коллективной деятельности. – С. 23 – 25.

Статья посвящена вопросам количественного подхода при подборе кадров в производственных коллективах. Предложена методика количественной оценки личностных качеств персонала по 16 шкалам теста Кеттела и построения вектора совместимости для уменьшения конфликтных ситуаций в коллективе.

Кунгурцев А.Б. Обновление материализованных представлений и шаблонов запросов в реляционных базах данных. – С. 26 – 30.

Рассмотрен метод корректировки материализованных представлений при изменении используемых ими данных в зависимости от характера изменений и вариантов использования этих данных. Предложены способы построения шаблонов для некоторых видов запросов.

Сальдо В.В., Шеховцов А.В. Методы анализа нелинейных систем. – С. 31 – 37.

При проектировании систем управления характеристики задающего воздействия и управляемого процесса, так же как и требования к характеристикам самой системы относительно постоянно. В результате закон управления в системе, спроектированной в таком предположении, оказывался фиксированным, а значения параметров – постоянными. В случае, когда существенно меняются либо задающие воздействия, либо характеристики процесса, либо требования к характеристикам системы, оказывается желательным иметь возможность приспособливать характеристики, с тем чтобы наилучшим образом удовлетворить общим требованиям к системе.

Тимофеев В.А. Модифицированный рекуррентный метод наименьших квадратов с супремальными свойствами. – С. 38 – 45.

В работе предложена модификация рекуррентного метода наименьших квадратов, обладающая супремальными свойствами. Предлагаемый рекуррентный метод идентификации обеспечивает получение оценок, которые не зависят от статистических характеристик сигналов и помех.

Хомченко А.Н., Цыбуленко О.В., Лурье И.А. Метод барицентрического усреднения граничных потенциалов с квадратичной интерполяцией электростатического поля. – С. 46 – 48.

Предложен алгоритм квадратичного уточнения решения задачи Дирихле для уравнения Лапласа в области произвольной формы. Построена вычислительная формула метода барицентрического усреднения граничных потенциалов.

Никольский В.В. Сандлер А.К. Пьезооптические устройства как средство повышения достоверности диагностической информации. – С. 49 – 53.

Рассмотрены пути повышения уровня достоверности информации в измерительных информационных системах морских и речных судов.

Рогальский Ф.Б., Корниловская Н.В., Боярчук В.П., Ротонос И.В. Универсальный LRC-фильтр в преселекторах приёмо-передающих трактов систем промышленной автоматики. – С. 54 – 59.

Рассматриваются возможности использования LRC – схем активной полосовой фильтрации для улучшения параметров преселекторов радиосигналов. Показано, что в отличии от RC – схем такого же назначения, LRC – схемы обладают целым рядом преимуществ. жёстких требований по отношению к точности подбора комплектующих нет, количество комплектующих в рассматриваемых LRC-схемах меньше, чем в RC-схемах, и поэтому они проще в монтаже и отладке. С точки зрения минимального искажения спектров применяемых сигналов АЧХ и ФЧХ рассматриваемых LRC-схем лучше, чем RC-схем. Предложенные к рассмотрению LRC-схемы легко перестраиваются по частоте, полосе пропускания, коэффициенту прямоугольности. Рассматриваемые LRC – схемы легко перестраиваются в заграждающие фильтры, фильтры низких частот и с этих позиций обладают универсальными свойствами.

Чиликин А. В. Программное обеспечение компьютерной системы анализа вариабельности ритма сердца методом главных компонент. – С. 60 – 63.

Представлено программное обеспечение компьютерной системы анализа вариабельности ритма сердца методом главных компонент. Описана архитектура программного комплекса и основные алгоритмы анализа первичного электрокардиосигнала.

Далечин А.Ю., Носок С. А. Современная пульсодиагностика - новые возможности применения в клинике. – С. 64 – 69.

В статье рассматривается новый способ измерения низкой частоты. Этот метод применяется для измерения частоты пульса.

Шагаян С.Н., Бараненко Р.В. Реализация взаимных исключений критических интервалов как одного из видов синхронизации доступа процессов к ресурсам в ЭВМ. – С. 70 – 73.

В данной статье рассматриваются аспекты синхронизации доступа процессов к ресурсам в ЭВМ в свете реализации взаимных исключений критических интервалов процессов, предлагаются математическая модель проблемы взаимоисключения критических интервалов двух процессов, принцип реализации взаимных исключений критических интервалов процессов и алгоритм взаимоисключения.

Григорова А.А., Чёрный С. Г. Формирование современной информационно-аналитической системы для поддержки принятия решений. – С. 74 – 77.

Статья посвящена аспектам построения и формирования информационно-аналитической системы для туристических фирм и малых предприятий, которые работают в среде поддержки и принятия решений при поставленной цели.

Нестеренко С.А., Бадр Яароб, Шапорин Р.О. Метод расчета сетевых транзакций абонентов локальных компьютерных сетей. – С. 78 – 80.

Проведен анализ влияния конечного размера буфера коммутатора на время выполнения сетевых транзакций. Получены аналитические зависимости расчета времени транзакций абонентов локальной сети на базе коммутаторов.

Марончук И.Е., Кучерук А.Д., Данилец Е.В., Ерохин С.Ю., Чорный И.В. Оптимизация двухкоординатных позиционно-чувствительных фотоприемников. – С. 81 – 88.

Показано, что искривление ПХ на краях двухкоординатного ПЧФ обусловлено наличием сплошных полосковых контактов и определяется преимущественно их длиной. С помощью численного моделирования на ЭВМ установлено и экспериментально подтверждено, что оптимальная длина контактов должна составлять 75% расстояния между противоположными контактами.

Орлов В.В. Эффективность адаптивных фильтров при расстройке принимаемого и опорных сигналов.. – С. 89 – 94.

Исследуются статистические характеристики сигнала с использованием оценки ковариационной матрицы помех при обучении фильтра. Проводится анализ влияния числа обучающих выборок на эффективность выделения полезного сигнала.

Орлов В.В. Влияние квантования обучающих выборок на эффективность цифровых адаптивных фильтров компенсации помех. – С. 95 – 99.

Исследуются статистические характеристики сигнала с использованием оценки ковариационной матрицы помех при обучении фильтра. Проводится анализ влияния числа обучающих выборок на эффективность выделения полезного сигнала.

Ситников В.С. Реализация цифрового фильтра высокого порядка в каскадной форме по критерию минимума выходного шума квантования. – С. 100 – 108.

Анализируются ошибки квантования на выходе фильтра высокого порядка, реализованного на основе каскадного соединения фильтров низкого порядка. Получены оценки ошибок квантования в полосе пропускания и даны рекомендации по порядку соединения фильтров и выбору разрядности коэффициентов фильтра и входного сигнала.

Водічев В.А. Система стабілізації потужності різання фрезерного верстата з взаємозв'язанням керуванням швидкостями робочих рухів. – С. 109 – 114.

Розглянуто систему керування електроприводами подачі і головного руху фрезерного верстата для оптимізації процесу обробки. Наведені результати дослідження системи керування на математичній моделі. Виконано оцінку ефективності застосування системи.

Горохов В.А. Автоматизированная транспортно-складская система в текстильной и легкой промышленности. – С. 115 – 118.

Стремительное развитие информационной техники, в особенности современных вычислительных средств, закончилось сложной автоматизацией производства, охватывающей технологические и вспомогательные средства, транспортно - складские системы.

Кихтенко Д.А. Управление шаговыми двигателями в микрошаговом режиме, оптимизация управления. – С. 119 – 126.

Предложен вариант реализации решения проблемы потери шагов при работе микроконтроллерной системы на шаговых двигателях без использования датчиков положения, при помощи дополнительного контроля шагов в микрошаговом режиме.

Крапивко Г.И., Хлопёнова И.А. Повышение коэффициента полезного действия кремниевых фотоэлектронных преобразователей методом лазерной гравировки. – С. 127 – 134.

Осуществлён метод лазерной гравировки, основанный на эффективном изменении кристаллической решётки при формировании текстурированной поверхности кристалла кремния. Показано, что для прожигания кремния на переходе фаз необходим лазер с импульсной мощностью намного меньшей чем в твёрдой фазе, при этом получены самые сложные формы поверхности структуры с КПД более 23 %.

Никольский В.В., Цюпко Ю.М. Применение пьезоэлектрических датчиков в системе кондиционирования воздуха судовых систем микроклимата. – С. 135 – 137.

Рассмотрены вопросы применения пьезоэлектрических датчиков для построения многопараметрических систем микроклимата.

Пашковский А.А., Далечин А.Ю. Система регистрации спектров фотолюминесценции. – С. 138 – 141.

В статье приведено описание системы регистрации спектров фотолюминесценции. Основой системы является монохроматор МДР-2 и персональная IBM совместимая ЭВМ. Компьютеризация процесса измерений позволяет повысить производительность труда и исключить влияние человеческого фактора на процесс измерений.

Попруга А.Г. Усовершенствование электрических нагревателей по критерию экономии энергии. – С. 142 – 145.

Статья посвящена вопросам усовершенствования электрических нагревателей по критерию экономии энергии.

Куцак Р.С. Використання методу координатного еталону в задачах автоматизації контролю якості тканини. – С. 146 – 148.

Розглянуто причини виникнення погрішності при вимірюванні колірних характеристик текстильних матеріалів. Приведено експериментальне підтвердження того, що застосування методу порівняння аналізованого зразка з координатним еталоном дозволяє позбутися від впливу помилки, викликаної дрейфом колірної чутливості сканеру, на точність вимірювання кольору тканини.

Скороход Е. Н. Модель поддержки принятия решений при управлении рыбоводным предприятием. – С. 149 – 152.

Обоснована необходимость применения гибридной модели для: создания системы поддержки принятия решений в сложной предметной области «ихтиология».

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Антощук С.Г. – Заведующий кафедрой, доцент, канд. техн. наук, Одесский национальный политехнический университет

Бадр Яароб – Аспирант кафедры КИСС Одесского национального политехнического университета

Баклан И.В. – Канд. техн. наук, доцент Киевского Национального Университета технологий и дизайна

Бараненко Р.В. – Преподаватель кафедры «Информационных технологий и дизайна» Херсонского государственного технического университета, аспирант кафедры «Информационных технологий и дизайна» Херсонского государственного технического университета

Бідюк П.І. – Доктор техн. наук, профессор ННК ІПСА

Боярчук В.П. – Магистрант кафедры «Технической кибернетики» Херсонского государственного технического университета

Водичев В.А. – Доцент кафедры «Электромеханических систем с компьютерным управлением» Одесского национального политехнического университета,

Горохов В.А. – Доцент кафедры механической технологии волокнистых материалов Херсонского государственного технического университета канд. техн. наук.

Григорова А.А. – Ассистент кафедры информационных технологий Херсонского государственного технического университета.

Далечин А.Ю. – Старший преподаватель кафедры «Физическая электроника и нетрадиционные источники энергии» Херсонского государственного университета

Данилец Е.В. – Доцент кафедры экономической кибернетики Херсонского аграрного университета

Ерохин С.Ю. – Инженер кафедры физической электроники и энергетики Херсонского государственного технического университета

Захожай О.І. – Донбасский горно-металлургический институт

Кирюшатова Т.Г. – Старший преподаватель кафедры «Информационных технологий и дизайна» Херсонского государственного технического университета.

Кихтенко Д.А. – ДСТСЗИ СБ Украины в Херсонской области

Корниловская Н.В. – Старший преподаватель кафедры Информатики и компьютерных технологий Херсонского государственного технического университета

Крапивко Г.И. – Научный сотрудник, кафедра физической электроники и энергетики ХГТУ

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Крылов В.Н. – Старший научный сотрудник Одесского национального политехнического университета, доктор. техн. наук, проф.

Кунгурцев А.Б. – Доцент кафедры системного программного обеспечения, научный руководитель лаборатории информационных систем Одесского национального политехнического университета. канд .техн.наук.

Куцак Р.С. – Младший научный сотрудник, Херсонский государственный технический университет

Кучерук А.Д. – Доцент кафедры физической электроники и энергетики Херсонского государственного технического университета, канд. физ.-мат. наук.

Литвиненко В.І. – доцент кафедры «Информационных технологий и дизайна» Херсонского государственного технического университета,

Лурье И.А. – Доцент кафедры информатики и вычислительной техники Херсонского государственного технического университета, канд. техн. наук.

Марончук И.Е. – Профессор, заведующий кафедрой «Физической электроники и энергетики» Херсонского государственного технического университета, доктор техн. наук

Нестеренко С.А. – Декан факультета автоматики и вычислительной техники Одесского национального политехнического университета, канд. техн. наук, доцент

Никольский В.В. – Доцент кафедры «Теории автоматического управления и вычислительной техники» Одесской национальной морской академии, канд. техн. наук

Носок С. А. – Аспирант кафедры «Физическая электроника и нетрадиционные источники энергии» Херсонского государственного университета.

Орлов В.В. – Доцент кафедры «Компьютеризованных систем управления» института компьютерных систем Одесского национального политехнического университета, канд. техн. наук.

Пашковский А.А. – Аспирант кафедры физической электроники и энергетики Херсонского государственного технического университета

Попруга А.Г. – Доцент кафедры «Технической кибернетики» Херсонского государственного технического университета, канд. техн. наук.

Рогальский Ф.Б. – заведующий кафедрой Информатики и компьютерных технологий Херсонского государственного технического университета канд. техн. наук, профессор.

Ротонос И.В. – магистрант кафедры «Технической кибернетики» Херсонского государственного технического университета.

Сальдо В.В. – мэр г. Херсона.

Сандлер А.К. – Доцент кафедры «Теории автоматического управления и вычислительной техники» Одесской национальной морской академии

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Ситников В.С. – Доцент кафедры «Компьютерных систем» Одесского национального политехнического университета, канд. техн. наук.

Тимофеев В.А. – Доцент кафедры ЭВМ Харьковского национального университета радиоэлектроники, канд. техн. наук.

Хлопёнова И.А. – Аспирантка кафедры физической электроники и энергетики Херсонского государственного технического университета

Хомченко А.Н. – Профессор, зав. кафедрой «Прикладной математики и математического моделирования» Херсонского государственного технического университета, доктор физ.-мат. наук

Цыбуленко О.В. – Аспирант кафедры «Прикладной математики и математического моделирования» Херсонского государственного технического университета

Цюпко Ю.М. – Одесская национальная морская академия

Чёрный С. Г. – студент кафедры информационных технологий Керченского УНКЦ Херсонского Государственного Технического Университета

Чиликин А. В. – аспирант, Национальный авиационный университет

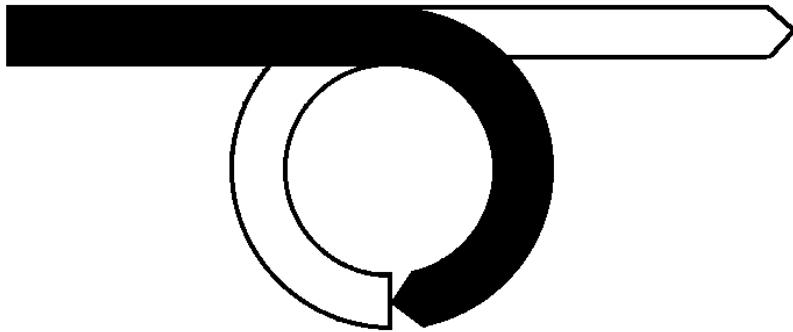
Чорный И.В. – аспирант кафедры физической электроники и энергетики Херсонского государственного технического университета

Шаганян С.Н. – ассистент кафедры Информационных технологий и Дизайна Херсонского государственного технического университета

Шапорин Р.О. – Заместитель декана факультета автоматики и вычислительной техники Одесского национального политехнического университета

Шеховцов А.В. – Доцент кафедры “Информационных систем” Херсонского экономико-правового института, канд. техн. наук

АВТОМАТИКА/AUTOMATICS - 2004



Шановні колеги! Інформуємо Вас, що з 27 по 30 вересня 2004 р. в місті Києві буде проведена 11-а Міжнародна конференція з автоматичного управління, присвячена 90-річчю акад. НАНУ Кухтенка О.І. Організатори запрошуєть учених, інженерів, спеціалістів, експертів, бізнесменів прийняти участь у конференції.

Організатори конференції

- Міністерство освіти та науки України
- Національна академія наук України
- Українська Асоціація з автоматичного управління
- Національний університет харчових технологій
- Інститут космічних досліджень НАН і НКА України
- Інститут кібернетики ім. В.М. Глушкова НАН України
- Міжнародний науково-навчальний центр інформаційних технологій та систем НАН України і Міністерства освіти та науки України
- НВК «Київський інститут автоматики»
- Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
- Міністерство освіти Російської Федерації
- Московський державний університет ім. М.В. Ломоносова
- Російський національний комітет з автоматичного управління
- Білоруська асоціація управління та менеджменту

Проблематика

- Математичні проблеми управління, оптимізації та теорії ігор
- Управління та ідентифікація в умовах невизначеності
- Автоматичне управління в технічних системах
- Управління аерокосмічними та іншими рухомими об'єктами
- Управління в природних, соціальних та економічних системах
- Прогресивні інформаційні технології та інтелектуальне управління
- Проблеми підготовки кадрів з автоматизації виробництва

Адреса оргкомітету конференції

01033 Київ. пул. Володимирська 68, Національний університет харчових технологій, кімн. А-328, Акутін Н.В.

Додаткову інформацію можна отримати за тел. (044) 2279777, Акутіна Наталія Василівна

E-mail: acutina@nuft.edu.ua

Сайт: www.nuft.Kiev.ua

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 диске 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